

# BEZPOŚREDNIE STEROWANIE MOCĄ PROSTOWNIKA PWM BAZUJĄCE NA STRUMIENIU WIRTUALNYM

## Virtual Flux Based Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifiers

Mariusz MALINOWSKI   Marian P. KAŻMIERKOWSKI   Marek JASIŃSKI

Politechnika Warszawska

**Streszczenie:** W artykule przedstawiono metodę sterowania prostownikiem PWM, bez czujników napięcia po stronie prądu przemiennego, bazującą na estymacji mocy za pośrednictwem strumienia wirtualnego – VF-DPC (ang. Virtual Flux Based Direct Power Control). Omówiono podstawy teoretyczne realizacji VF-DPC, przedstawiono badania przeprowadzone w stanie ustalonym i w stanach dynamicznych, ilustrujące działania i parametry opisanych metod. Wyniki badań zestawiono i porównano z klasyczną metodą bezpośredniego sterowania mocą — DPC (ang. Direct Power Control).

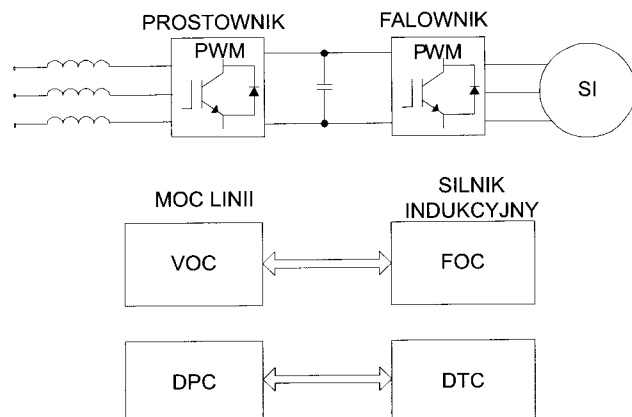
Obie z powyższych metod zostały przebadane dla niesymetrycznego i zniekształconego napięcia zasilania. Wyniki badań pokazały wiele zalet VF-DPC w stosunku do klasycznej metody DPC. W szczególności VF-DPC zapewnia sinusoidalny przebieg prądu linii zasilającej nawet przy odkształconym napięciu zasilania.

**Summary:** In this paper Direct Power Control (DPC) of three-phase PWM rectifiers without line voltage sensors is presented. The new system is based on Virtual Flux (VF) estimation. Theoretical principles of this method are discussed. The steady state and dynamic behaviour of VF-DPC are presented to illustrate the operation and performance of the proposed system as compared to a conventional DPC method. Both strategies are also investigated under unbalanced and pre-distorted grid. It is shown that the VF-DPC exhibits several advantages, particularly provide sinusoidal line current when the supply voltage is no ideal. Test results show the excellent performance of the proposed system.

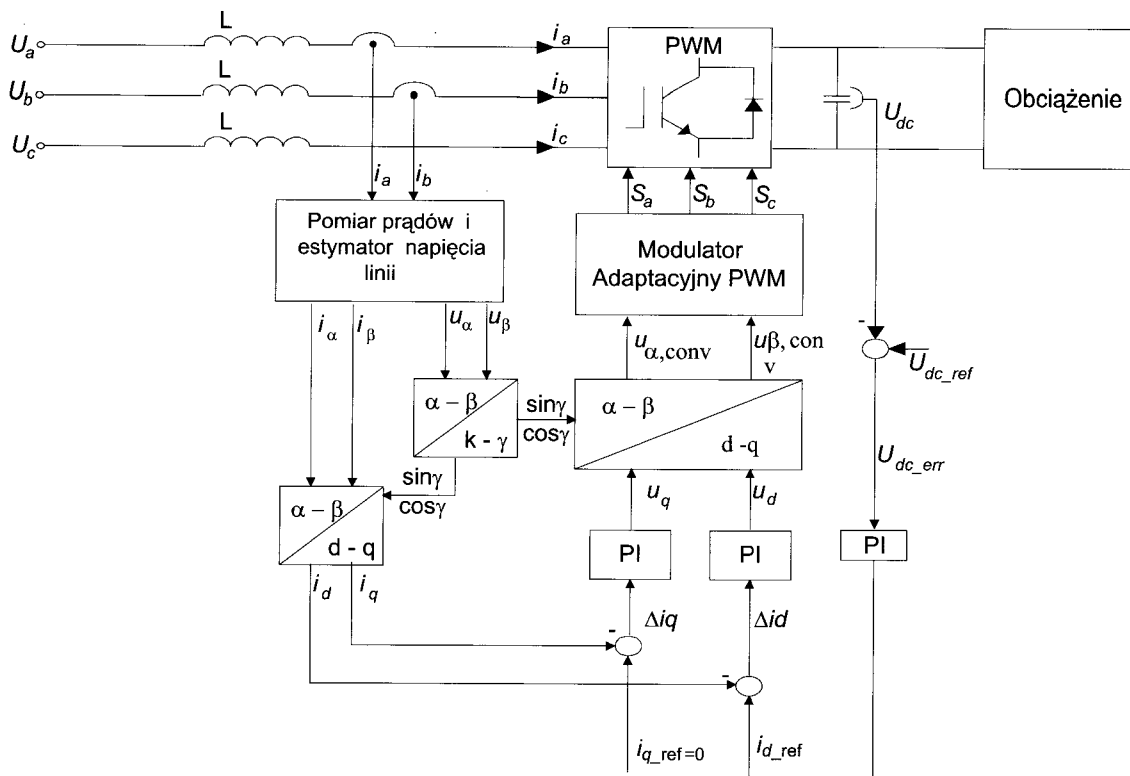
**Słowa kluczowe:** prostownik PWM, Bezpośrednie sterowanie mocą, chwilowa moc czynna i bierna, praca bez czujników napięcia, wirtualny strumień  
**Key words:** PWM rectifier, Direct Power Control, instantaneous active and reactive power, voltage sensorless operation, virtual flux.

### 1. WSTĘP

Ostatnio zainteresowanie prostownikami PWM (ang. Pulse Width Modulation) gwałtownie wzrosło. Sprawily to zalety tych przekształtników, tj.: dwukierunkowy przepływ energii, regulacja napięcia po stronie prądu stałego, mała zawartość wyższych harmonicznych w przebiegach prądów wejściowych oraz duży współczynnik mocy (zwykle bliski jedności). Dla przekształtników PWM zostało opracowanych wiele metod sterowania, które mają głównie na celu utrzymanie jednostkowego współczynnika mocy i kształtowanie sinusoidalnego prądu wejściowego. Jak przedstawiono na rysunku 1, w sterowaniu prostownikiem PWM można znaleźć analogię do sterowania silnikiem indukcyjnym. I tak, odpowiednio sterowaniu polowo zorientowanemu FOC (ang. Field Oriented Control) odpowiada sterownie napięciowo zorientowane VOC (ang. Voltage Oriented Control), natomiast bez-



Rys. 1. Analogie metod sterowania prostownikiem i falownikiem PWM



Rys. 2. Sterowni napięciowo zorientowane

pośredniemu sterowaniu momentem DTC (ang. Direct Torque Control) odpowiada bezpośrednie sterowanie mocą DPC (ang. Direct Power Control). Najbardziej rozpowszechnione jest sterowanie napięciowo zorientowane — VOC (rys. 2), które zapewnia dobrą dynamikę i dobre właściwości statyczne dzięki wewnętrznym pętlom regulacji prądu. VOC uzyskało dużą popularność i w celu jego modyfikacji przeprowadzono wiele badań [4, 6, 10, 13, 14]. Należy zaznaczyć, iż końcowa konfiguracja i właściwości VOC w głównej mierze zależą od użytej metody regulacji prądu [5]. Inne podejście do problemu zastosowano w metodzie DPC (rys.3). Opiera się ona na estymacji i regulacji mocy chwilowych, czynnej i biernej [11, 12]. Tak więc, w metodzie DPC nie występują transformacje współrzędnych i pętle sterujące prądem oraz nie jest używany modulator PWM. Wybór stanów łączników odbywa się za pośrednictwem tabeli łączy, z której stany określane są na podstawie wartości błędów chwilowych pomiędzy zadanymi a estymowanymi wartościami mocy czynnej i biernej. Dla poprawnej implementacji bezpośredniego sterowania mocą niezbędna jest dokładna i szybka estymacja mocy czynnej i biernej linii.

W niniejszym opracowaniu zaprezentowano nową metodę sterowania bez użycia czujników napięcia po stronie prądu przemiennego, która jest analogiczna do metody sterowania silnikiem indukcyjnym, bazującej na estymacji strumienia i momentu (DTC). Bezpośrednie sterowanie mocą oparte na estymacji wirtualnego strumienia VF-DPC (ang. Virtual Flux-Direct Power Control) przedstawiono na rysunku 6. W wyniku zastosowania obliczeń bazujących na wirtualnym strumieniu uzyskano następujące korzyści:

- W porównaniu z VOC:
  - prostszy algorytm,
  - brak transformacji współrzędnych,

- brak prądowych pętli sterowania,
- brak oddzielnego modulatora PWM,
- odprężenie pomiędzy sterowaniem składową czynną i bierną,
- lepszą dynamikę.
- W porównaniu z klasyczną metodą DPC [11]:
  - niską częstotliwość próbkowania,
  - prosty algorytm obliczania mocy chwilowej,
  - dobre właściwości w warunkach niesymetrycznego i zniekształconego napięcia zasilania (zapewnienie sinusoidalnego prądu linii oraz niskiego współczynnika THD).

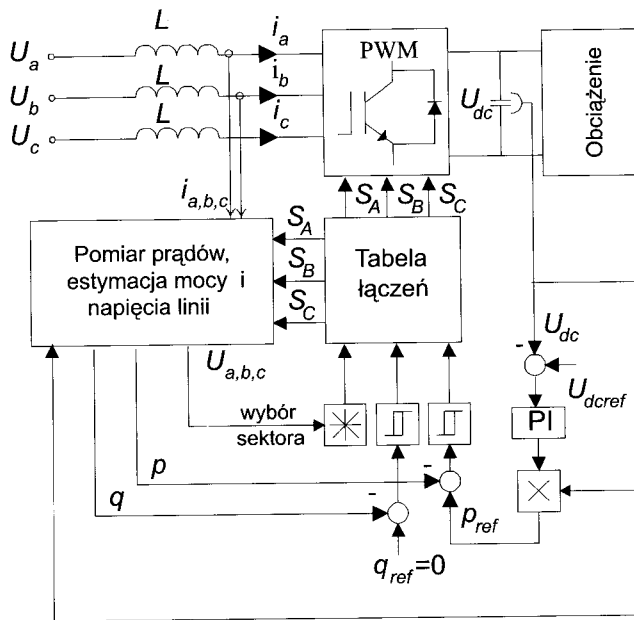
## 2. ESTYMACJA MOCY NA PODSTAWIE NAPIĘCIA

Idea estymacji mocy na podstawie napięcia w DPC została przedstawiona w [11].

Obliczenie chwilowych wartości mocy czynnej ( $p$ ) i ( $q$ ) uzyskujemy z zależności (1), (2), przedstawionych w tabeli 1. Ze wzorów tych wynika, iż wyliczona wartość chwilowa mocy czynnej jest wynikiem iloczynu skalarnego napięcia i prądu, natomiast moc bierna jest wynikiem iloczynu wektorowego pomiędzy nimi. Pierwsze części obu równań reprezentują moc wydzielaną na dławiku, drugie zaś odpowiadają mocy dostarczonej przez prostownik PWM.

Pomimo stosunkowo prostych obliczeń na podstawie wzorów (1), (2), napotkano następujące trudności:

- niezbędna jest stosunkowo duża wartość indukcyjności dławika wejściowego w celu wygładzenia prądu,
- wymagana jest duża częstotliwość próbkowania — zależy od niej dokładność obliczeń mocy,



Rys. 3. Bezpośrednie sterowanie mocą

— dokładność obliczeń mocy zależy również od stanów łączników; obliczenia nie powinny być wykonywane w momencie przełączania — może to dać duże błędy w obliczeniach.

### 3. ESTYMACJA MOCY NA PODSTAWIE STRUMIENIA WIRTUALNEGO

Metoda strumienia wirtualnego była zaproponowana do ulepszenia metody VOC [2, 15]. W niniejszym opracowaniu metoda ta będzie użyta do obliczania wartości chwilowych mocy.

Napięcie dostarczane przez linię zasilającą wraz z dławikiem wejściowym może być traktowane jak wirtualny silnik indukcyjny (rys. 4).

Wielkości  $R$  i  $L$  są odpowiednikami rezystancji i indukcyjności rozproszenia wirtualnego silnika. Napięcia przewodowe  $U_{ab}$ ,  $U_{bc}$ ,  $U_{ca}$  mogą być indukowane przez wirtualny strumień szczeliny powietrznej.

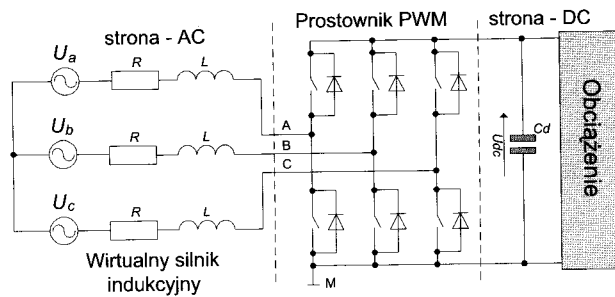
Wynik całkowania napięcia przewodowego daje wektor wirtualnego strumienia linii  $\Psi_L$  w nieruchomym układzie współrzędnych  $\alpha$ - $\beta$  przedstawionym na rysunku 5.

Z definicji:

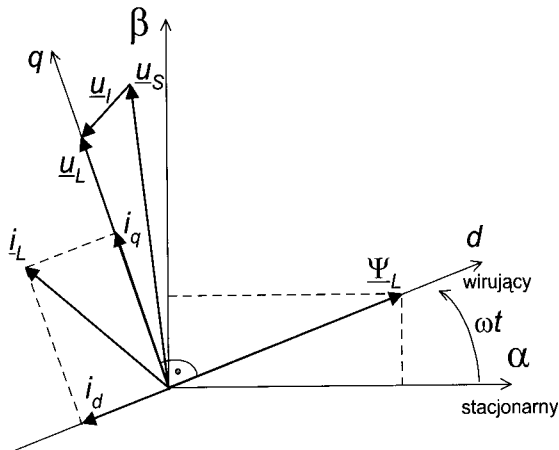
$$\underline{\Psi}_L = \int \underline{u}_L dt \quad (3)$$

gdzie:

$$\underline{u}_L = \begin{bmatrix} u_{L\alpha} \\ u_{L\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & 1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \end{bmatrix} \quad (4)$$



Rys. 4. Trójfazowy prostownik PWM z dwukierunkowym przepływem mocy



Rys. 5. Układ współrzędnych z naniesionymi wektorami:  $\Psi_L$  — wektor wirtualnego strumienia,  $u_S$  — wektor napięcia przekształtnika,  $u_L$  — wektor napięcia linii,  $u_l$  — wektor napięcia dławika wejściowego,  $i_L$  — wektor prądu linii

$$\underline{\Psi}_L = \begin{bmatrix} \Psi_{L\alpha} \\ \Psi_{L\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int u_{L\alpha} dt \\ \int u_{L\beta} dt \end{bmatrix} \quad (5)$$

(Rozwinięcie powyższych wzorów zamieszczono w dodatku — wzory (6)–(18b))

Dla symetrycznego i sinusoidalnego napięcia linii zasilającej pochodne amplitudy strumienia przyjmują zerową wartość.

Moce chwilowe, czynna i bierna, mogą być określone na podstawie zależności przedstawionych w tabeli 1.

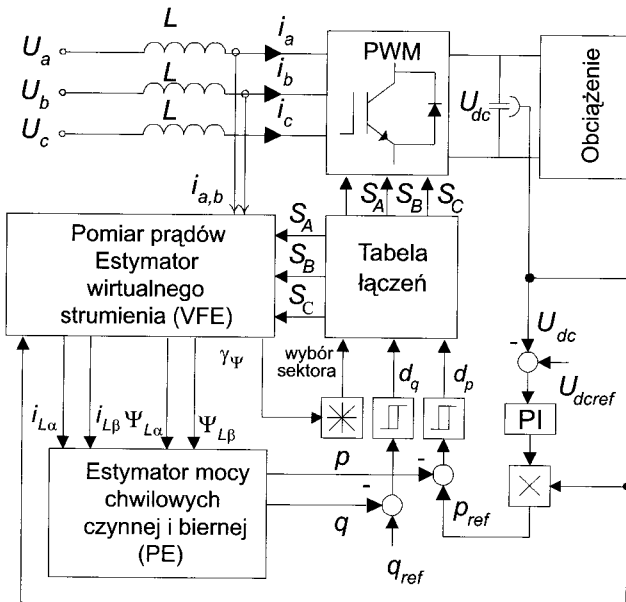
### 4. SCHEMAT BŁOKOWY BEZPOŚREDNIEGO STEROWANIA MOCĄ BAZUJĄCEGO NA ESTYMACJI WIRTUALNEGO STRUMIENIA — VF-DPC

Zastosowanie teorii strumienia wirtualnego do bezpośredniego sterowania mocą (DPC) przedstawiono na rysunku 6.

Napięcie przekształtnika w przedstawionym układzie (blok VFE) jest wyliczane na podstawie wartości mierzonych napięcia stałego w obwodzie prądu stałego i stanów łączników

Tabela 1. Estymacja mocy chwilowej

— Algorytm:	DPC	— Algorytm:	VF-DPC
— Obliczenia:	$p = L \left( \frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c \right) + U_{dc} (S_A i_a + S_B i_b + S_C i_c) \quad (1)$ $q = \frac{1}{\sqrt{3}} \left\{ 3L \left( \frac{di_a}{dt} i_c - \frac{di_c}{dt} i_a \right) - \right.$ $\left. + U_{dc} [S_A (i_b - i_c) + S_B (i_c - i_a) + S_C (i_a - i_b)] \right\}$	— Obliczenia:	$p = \omega \cdot (\Psi_{L\alpha} i_{L\beta} - \Psi_{L\beta} i_{L\alpha}) \quad (19a)$ $q = \omega \cdot (\Psi_{L\alpha} i_{L\alpha} + \Psi_{L\beta} i_{L\beta}) \quad (19b)$
— gdzie:	$S_A, S_B, S_C$ — stany łączeń prostownika PWM $i_a, i_b, i_c$ — mierzone wartości prądów linii $L$ — indukcyjność pomiędzy źródłem a prostownikiem PWM	— gdzie:	$\Psi_{L\alpha}, \Psi_{L\beta}$ — składowe wirtualnego strumienia linii w płaszczyźnie $\alpha$ - $\beta$ .
— Częstotliwość próbkowania: 80 kHz		— Częstotliwość próbkowania: 50 kHz	



Rys. 6. Bezpośrednie sterowanie mocą bazujące na strumieniu wirtualnym

prostownika  $S_A, S_B, S_C$ . Na tej podstawie można zapisać we współrzędnych  $\alpha$ - $\beta$ :

$$u_{S\alpha} = \frac{2}{3} U_{dc} (S_A - \frac{1}{2}(S_B + S_C)) \quad (20a)$$

$$u_{S\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} U_{dc} (S_B - S_C) \quad (20b)$$

Następnie oblicza się składowe wirtualnego strumienia  $\Psi_L$ :

$$\Psi_{L\alpha} = \int (u_{S\alpha} + L \frac{di_{L\alpha}}{dt}) dt \quad (21a)$$

$$\Psi_{L\beta} = \int (u_{S\beta} + L \frac{di_{L\beta}}{dt}) dt \quad (21b)$$

Tak wyliczone wartości strumienia wirtualnego  $\Psi_{L\alpha}, \Psi_{L\beta}$  wraz z mierzonymi wartościami prądów w dwóch fazach linii zasilającej  $i_a, i_b$  są używane do obliczeń wartości chwilowych mocy czynnej i biernej w bloku estymatora mocy (PE).

Zadane wartości mocy biernej  $q_{ref}$  i mocy czynnej  $p_{ref}$  (dostarczonej z zewnętrznego regulatora napięcia PI-DC) są porównywane z obliczonymi wartościami  $q$  i  $p$  odpowiednio w histerezowych regulatorach mocy biernej i czynnej.

Sygnal wyjściowy regulatora mocy biernej definiowany jest przez:

$$d_q = 1 \text{ dla } q < q_{ref} - H_q \quad (22a)$$

$$d_q = 0 \text{ dla } q > q_{ref} + H_q \quad (22b)$$

Podobnie wyjściowy sygnał regulatora mocy czynnej określono jako:

$$d_p = 1 \text{ dla } p < p_{ref} - H_p \quad (23a)$$

$$d_p = 0 \text{ dla } p > p_{ref} + H_p \quad (23b)$$

gdzie:

$H_q$  i  $H_p$  — szerokość histerez.

Zmienne logiczne  $d_p, d_q$  i położenie wektora strumienia  $\gamma_\psi = \arctg(\Psi_{L\alpha} / \Psi_{L\beta})$  tworzą słowo bitowe. Za jego pomocą, na podstawie tabeli 2, wybierany jest odpowiedni wektor napięcia.

Płaszczyzna wektora napięcia podzielona jest na dwanaście sektorów. To znaczy, że przestrzeń pomiędzy dwoma sąsiednimi wektorami napięcia zawiera dwa sektory, w której sektor A jest bliższy  $V_A$  i sektor B jest bliższy  $V_B$ .

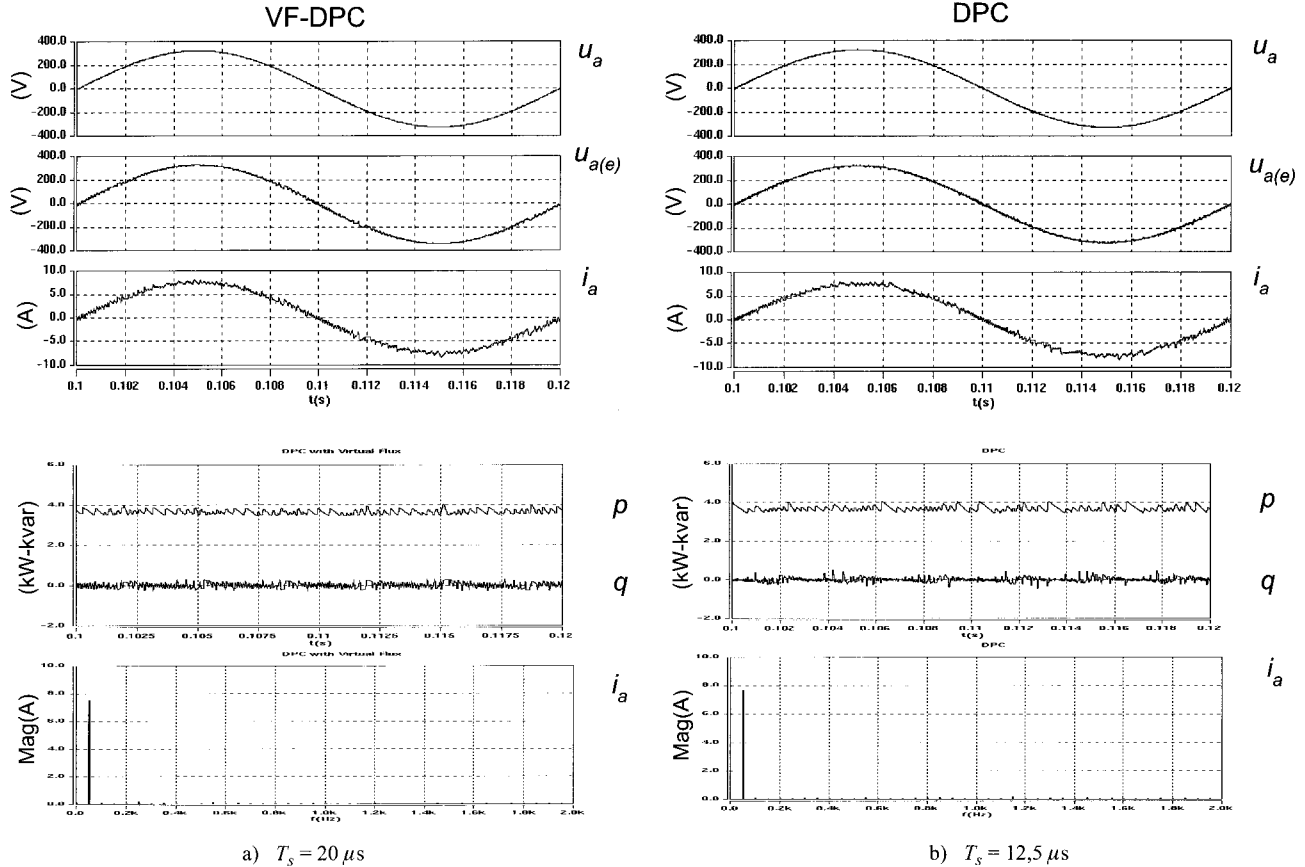
Tabela 2. Tabela łążeń w metodzie DPC

$d_p$	$d_q$	Sector A	Sector B
0	1	VB	V0
	0		V0
1	1	VA	
	0	VB	

VA=V1(100),V2(110),V3(010),V4(011),V5(001),V6(101)  
 VB=V6(101),V1(100),V2(110),V3(010),V4(011),V5(001)  
 V0=V0(000),V7(111)

Tabela 3. Parametry elektryczne

Częstotliwość próbkowania:	50kHz
Rezystancja dławika $R$ :	80m $\Omega$
Indukcyjność dławika $L$ :	10mH
Kondensator DC:	470 $\mu$ F
Rezystancja obciążenia $R_L$ :	100 $\Omega$
Częstotliwość łążeń $f$ :	3,5 kHz
Napięcie fazowe $V$ :	230 RMS
Częstotliwość napięcia linii:	50 Hz
Napięcie DC:	620V



Rys. 7. Przebiegi symulacyjne podstawowych sygnałów i spektrum harmoniczných w warunkach idealnie sinusoidalnego napięcia zasilania

## 5. WYNIKI BADAŃ

W celu zbadania zachowania się VF-DPC dla różnych właściwości sieci zasilającej i porównania wyników badań z konwencjonalną metodą DPC, przeprowadzono symulację prostownika PWM z całym układem sterowania w programie SABER. W tabeli 3 zestawiono główne parametry elektryczne obwodu mocy i sterowania.

Badania wykonano w celu:

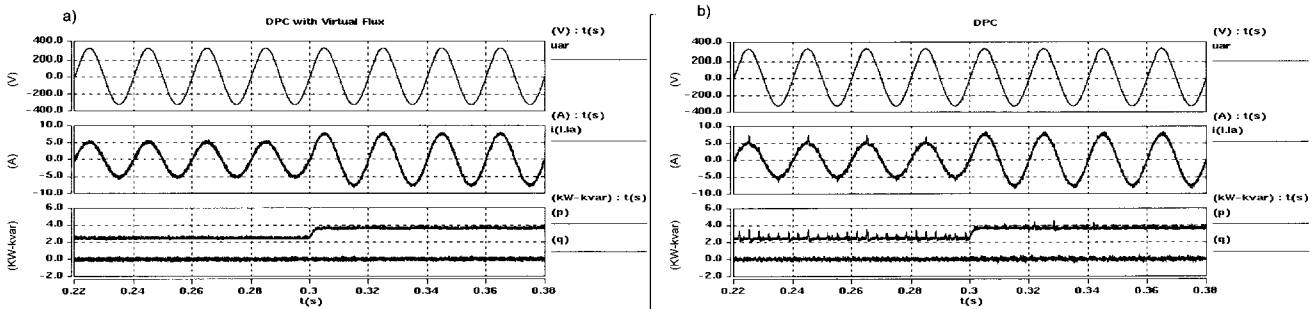
- Wyjaśnienia i zaprezentowania pracy w stanie ustalonym zaproponowanego układu VF-DPC z idealnym — sinusoidalnym oraz z odkształconym napięciem linii zasilającej. Wyniki przeprowadzonych badań porównano z wynikami klasycznego DPC, w którym estymacja mocy odbywa się na podstawie obliczonego napięcia (a nie wirtualnego strumienia) [11];
- Zaprezentowania właściwości dynamicznych sterowania mocą.

Przebiegi uzyskane w wyniku symulacji dla zaproponowanej metody VF-DPC i DPC opisanej w [11] przedstawiono na rysunku 7. Zaprezentowane wyniki otrzymano dla idealnie sinusoidalnego źródła zasilania.

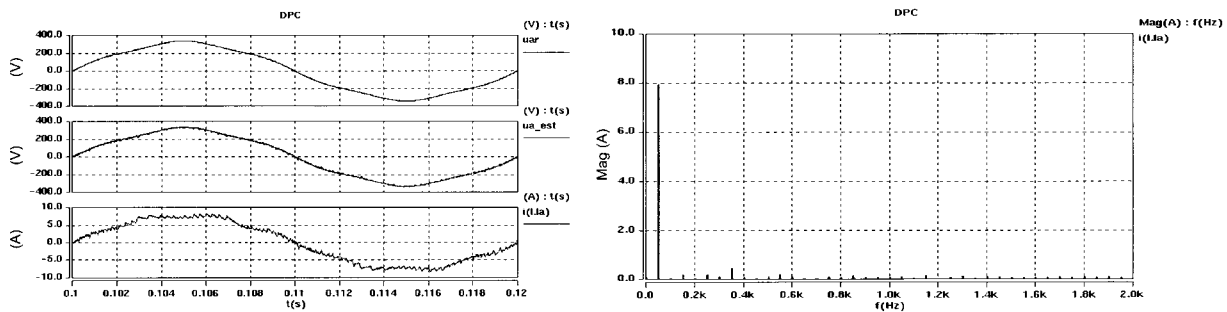
Zachowanie układu w warunkach dynamicznych — skokowej zmiany obciążenia pokazano na rysunku 8.

Można zauważyć, że mimo niższej częstotliwości próbkowania (50kHz) metoda VF-DPC daje dużo mniejsze zakłócenia w sygnałach chwilowych estymowanej mocy biernej i czynnej (rys. 8a) niż konwencjonalne DPC z 80kHz czasem próbkowania (rys. 8b). Zjawisko to ma miejsce, ponieważ w VF-DPC występuje całkowanie (21), które stanowi naturalny filtr dolnoprzepustowy, (ponieważ  $k$ -te harmoniczne są redukowane ze współczynnikiem  $1/k$ , dlatego odkształcenia powodowane przez wysoką częstotliwość łążeń tranzystorów są efektywnie tłumione).

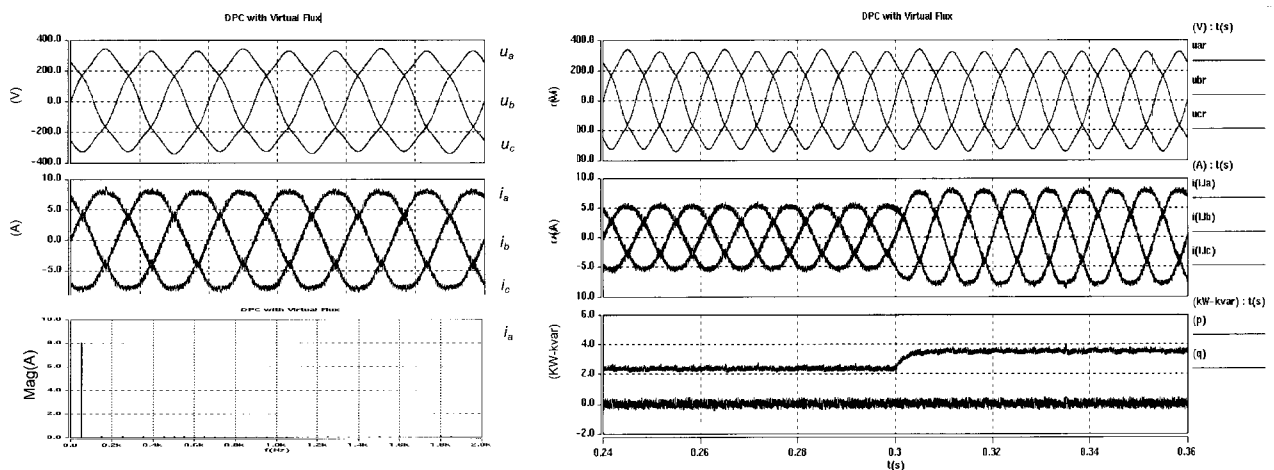
Ponadto pochodna prądu linii zasilającej, która jest niezbędna do estymacji napięcia w klasycznym DPC, w VF-DPC jest wyeliminowana (tabela 1). Dynamika obu metod sterowania jest identyczna (rys. 8).



Rys. 8. Stan nieustalony przy skokowej zmianie obciążenia (90%): a) zaproponowane VF-DPC, b) klasyczne DPC opisane w [11].  
Od góry: napięcie linii, estymowane napięcie linii, prąd linii, chwilowe moce, czynna i bierna



Rys. 9. Przebiegi symulacyjne i spektrum harmonicznych prądu w klasycznym DPC przy odkształconym napięciu zasilania (5% — 5 harmonicznej) i niesymetrii (4,5%).  
Od góry: napięcie linii zasilającej, napięcie linii zasilającej, prąd linii, spektrum harmonicznych.



Rys. 10. Przebiegi symulacyjne podstawowych sygnałów w VF-DPC (rys. 6) przy odkształconym (5% — 5 harmonicznej) i niesymetrycznym (4,5%) napięciu linii. Od góry: napięcie linii, prąd linii wraz ze spektrum harmonicznych

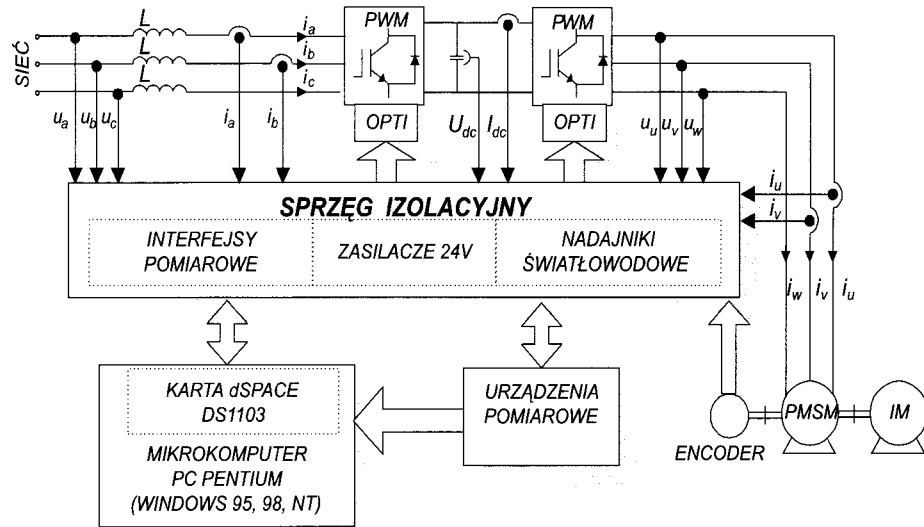
Rys. 11. Stan nieustalony przy skokowej zmianie obciążenia w VF-DPC (rys. 6): zwiększenie obciążenia. Od góry: napięcie linii, prąd linii, moc czynna, moc bierna.

Na rysunku 9 przedstawiono oscylogramy dla zniekształconego (5% — 5 harmonicznej) i niesymetrycznego (4,5%) napięcia linii zasilającej. Rysunek 10 pokazuje, że VF-DPC zapewnia sinusoidalny przebieg prądu linii zasilającej nawet w warunkach pracy ze zniekształconym i niesymetrycznym napięciem linii. Aby jeszcze poprawić właściwości proponowanej metody, wybór sektora uzależniono od sygnału z generatora PLL. Doskonałe właściwości dynamiczne ulepszonego VF-DPC pokazano na rysunku 11.

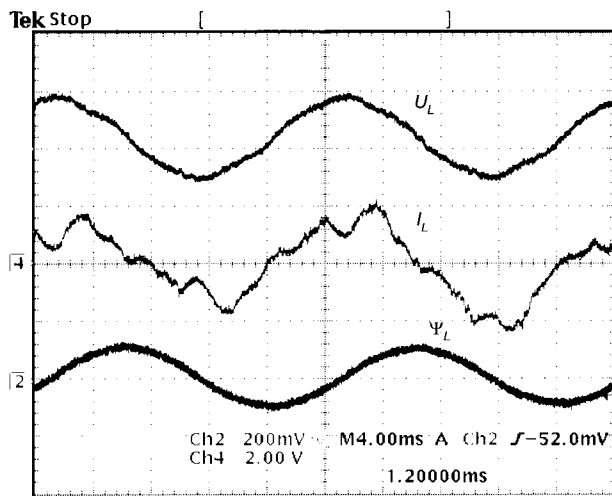
Stanowisko laboratoryjne (rys. 12) składa się z dwóch seryjnie produkowanych przekształtników firmy Danfoss, serii VLT5005 (5,2 kVA), sterowanych z karty DS1103 firmy dSPA-

CE. Karta ta jest wyposażona w złącze ISA 16 bit i pracuje jako karta rozszerzeń w komputerze klasy PC Pentium. Do stanowiska należy również silnik indukcyjny 3 kW pracujący jako obciążenie. Karta sterownika cyfrowego łączącego zalety DSP i RISC (DS1103) wyposażona jest w mikrokontroler DSP (TMS320F240 20MHz) oraz mikroprocesor RISC (PowerPC 604e 333MHz). Ponadto oferuje ona cztery szybkie przetworniki analogowo-cyfrowe (A/D — 0,8 μs — 12 bit) umożliwiające bardzo szybką i dokładną obróbkę danych wejściowych.

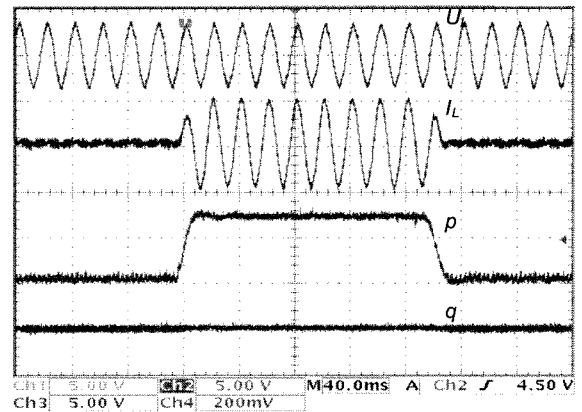
Wyniki eksperymentalne przedstawiono dla znacznie odkształconego napięcia linii (rys. 16).



Rys. 12. Konfiguracja stanowiska laboratoryjnego



Rys. 13. Wyniki eksperymentalne klasycznego DPC przy odkształconym napięciu zasilania. Od góry: napięcie linii, prąd linii (5A/dz) i estymowany wirtualny strumień



Rys. 14. Odpowiedź dynamiczna ulepszonej VF-DPC na wzrost obciążenia. Od góry: napięcie linii, prąd linii (5A/dz), chwilowa moc czynna (1 kW/dz) i bierna (1 kvar/dz)

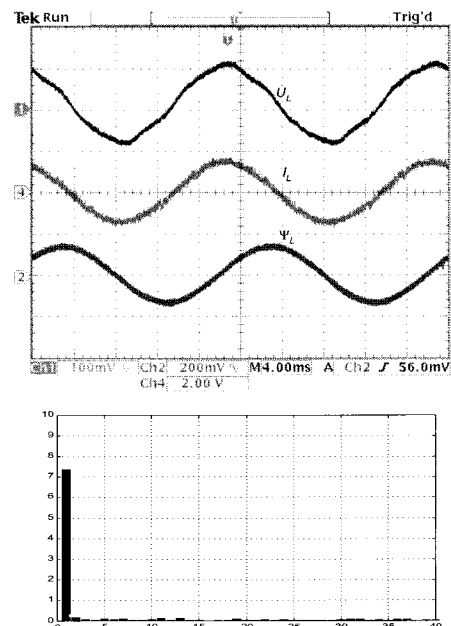
Stan ustalony dla VF-DPC i DPC pokazano na rysunkach 13–15. Przebieg prądu dla klasycznego DPC jest bardzo zniekształcony w wyniku dwóch niepożądanych czynników:

- zastosowano 20  $\mu$ s czas próbkowania, (powinien być rzędu 10  $\mu$ s [11]),
- napięcie zasilające nie było idealnie sinusoidalne.

Porównując VF-DPC z klasyczną metodą DPC w tych samych warunkach pracy (rys. 13–15), można stwierdzić, iż prąd jest sinusoidalny i współczynnik THD — całkowity współczynnik odkształcenia (ang. Total Harmonics Distortion) jest znacznie mniejszy.

Badania zachowania VF-DPC w warunkach dynamicznych przy skokowej zmianie obciążenia pokazano na rysunku 14. Ilustruje on doskonałą dynamikę i odsprężenie sterowania mocą czynną i bierną.

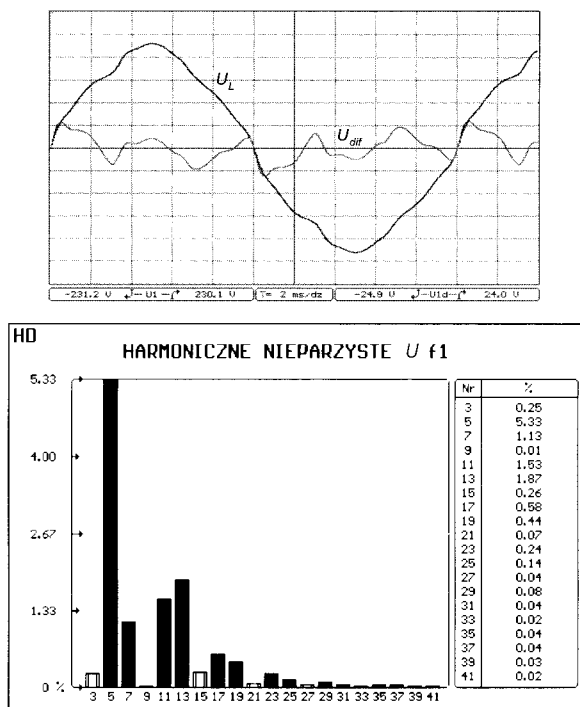
W Tabeli 4 podsumowano wyniki badań symulacyjnych.



Rys. 15. Wyniki eksperymentalne VF-DPC przy odkształconym napięciu zasilania. Od góry: napięcie linii, prąd linii (5A/dz) i estymowany wirtualny strumień, spektrum harmonicznych prądu linii (THD=5,6%)

Tabela 4. Wyniki symulacyjne

Metoda sterowania	Częstotliwość próbkowania	Częstotliwość łączeń	THD prądu linii zasilającej	
			Napięcie sinusoidalne	Napięcie linii niesymetryczne i odkształcone
VOC	5 kHz	5 kHz	4,5%	9,2%
DPC	80 kHz	5 kHz (średnia)	5,6%	8,9%
VF-DPC	50 kHz	3,5 kHz (średnia)	5,2%	5,6%

Rys. 16. Napięcie linii wraz ze spektrum harmonicznymi ( $U_L$  — napięcie linii,  $U_{diff}$  — odkształcenie od idealnej sinusoidy)

## 6. WNIOSKI

Zaproponowana metoda DPC jest alternatywną metodą sterowania prostownikiem PWM w stosunku do VOC (ang. Voltage Oriented Control). Bazując na analogii sterowania silnikiem indukcyjnym zasilanym z falownika PWM, została opracowana nowa metoda obliczania wartości chwilowych mocy czynnej i biernej. Metoda ta bazuje na estymacji strumienia wirtualnego. W efekcie, dzięki naturalnym właściwościom filtra dolnoprzepustowego, jakie ma całkowanie, obliczona — za pomocą metody bez czujników napięcia — moc linii jest dużo mniej zakłócona. W opisanej metodzie wyeliminowano również różniczkowanie prądu linii. Tak więc, metoda VF-DPC sterowania prostownikiem PWM ma następujące cechy:

- nie są wymagane czujniki pomiarowe napięcia przemiennego,
- prosty i odporny na zakłócenia algorytm obliczania mocy, łatwiejszy do implementacji w DSP,
- wymagana niższa częstotliwość próbkowania niż w tradycyjnym DPC [11],

- sinusoidalny przebieg prądu linii (niski współczynnik THD),
- nie występuje oddzielny blok modulacji napięcia PWM,
- brak pętli regulacji prądu,
- nie są potrzebne transformacje współrzędnych,
- bardzo dobra dynamika, odsprężona regulacja mocy czynnej i biernej.

Podstawowe wady:

- zmienna częstotliwość łączeń,
- implementacja VF-DPC wymaga szybkiego mikroprocesora i przetworników analogowo-cyfrowych.

Jak pokazano w niniejszym artykule dzięki podobieństwu oraz doświadczeniu w sterowaniu silnikiem indukcyjnym zasilanym z falownika PWM uzyskano możliwość udoskonalenia algorytmów sterowania prostownikiem PWM.

## LITERATURA

- Barrass P., Cade M.: *PWM rectifier using indirect voltage sensing*. IEE Proc.-Electr. Power Appl. 1999, 146, 5, 539–544.
- Duarte J.L., Van Zwam A., Wijnands C., Van der Duut A.: *Reference frames fit for controlling PWM rectifiers*. IEEE Trans. Ind. Electronics 1999, 46, 3, 628–630.
- Hansen S., Malinowski M., Blaabjerg F., Kazmierkowski M.P.: *Control strategies for PWM rectifiers without line voltage sensors*. IEEE-APEC'2000, 2, 832–839.
- Kazmierkowski M.P., Dzieniakowski M.A., Sulkowski W.: *The three phase current controlled transistor DC link PWM converter for bi-directional power flow*. PEMC'90, Budapest 1990, 465–469.
- Kazmierkowski M.P., Malesani L.: *Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey*. IEEE Trans. Ind. Electronics 1998, 45, 5, 691–703.
- Kohlmeier H., Niermeyer O., Schröder D.: *High dynamic four quadrant AC-motor drive with improved power-factor and on-line optimized pulse pattern with PROMC*. EPE Conf., Brussels 1985, 3, 173–178.
- Malinowski M., Kazmierkowski M.P.: *Simulation Study of Flux Based Direct Power Control for Three-Phase PWM Rectifiers*. IECON'00, Nagoya 2000, 2620–2625.
- Malinowski M., Kazmierkowski M.P., Hansen S., Marqus G.: *Virtual Flux Based Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifiers*. IAS'00, Roma 2000, 2369–2375.
- Manninen V.: *Application of direct torque control modulation technology to a line converter*. Proc. EPE'95, Sevilla 1995, 1, 292–1.296.
- Niermeyer O., Schröder D.: *AC-Motor drive with regenerative braking and reduced supply line distortion*. EPE Conf., Aachen 1989, 1021–1026.
- Noguchi T., Tomiki H., Kondo S., Takahashi I.: *Direct Power Control of PWM converter without power-source voltage sensors*. IEEE Trans. Ind. Appl. 1998, 34, 3, 473–479.
- Ohnishi T.: *Three-Phase PWM Converter/Inverter by means of Instantaneous Active and Reactive Power Control*. IEEE-IECON'91 1991, 819–824.
- Ooi B.T., Dixon J.W., Kulkarni A.B., Nishimoto M.: *An Integrated AC drive system using a controlled current PWM rectifier/inverter link*. IEEE-PESC 1986, 494–501.



14. Ooi B.T., Salmon J.C., Dixon J.W., Kulkarni A.B.: *A 3-phase controlled current PWM converter with leading power factor*. IEEE-IAS Ann. Meet. 1985, 1008–1014.
15. Smidt P.J.M., Duarte J.L.: *An Unity power factor converter without current measurement*. EPE'95, Sevilla 1995, 3.275–3.280.
16. Weinhold M.: *A new control scheme for optimal operation of three-phase voltage dc link PWM converter*. Pow. Conv. Int. Mot. 1991, 371–383.



**Mgr inż. Mariusz Malinowski**

Ukończył studia na Wydziale Elektrycznym Politechniki Warszawskiej w roku 1997. Obecnie jest doktorantem w Instytucie Sterowania i Elektroniki Przemysłowej (PW), gdzie prowadzi badania nad nowymi technikami sterowania prostowników PWM oraz technikami modulacji wektorowej. W ramach stypendium *Danfoss Proffesor Programme* prowadził również badania za granicą na Uniwersytecie w

Aalborgu (Dania, 1999). Otrzymał nagrodę za artykuł podczas konferencji *IECON 2000* w Nagoi, Japonia. Jest stypendystą Fundacji na rzecz Nauki Polskiej dla młodych naukowców 2001.

**Prof. dr hab. inż. Marian P. Kaźmierkowski**

Ukończył studia na Wydziale Elektrycznym Politechniki Warszawskiej w roku 1968. Doktorat, habilitację oraz tytuł naukowy profesora uzyskał odpowiednio w 1972, 1981 i 1990 roku na tej samej uczelni. W latach 1967–69 pracował w Zakładzie Przekształtników Instytutu Elektrotechniki (IEI) w Warszawie Międzyzlesiu, a następnie w Instytucie Sterowania i Elektroniki Przemysłowej Politechniki Warszawskiej, gdzie aktualnie pełni funkcję dyrektora. Prowadził badania za granicą w RWTH Aachen, RFN (1980–83) jako stypendysta Fundacji im. Alexandra Humboldta. Pracował też jako profesor wizytujący w NTH Trondheim, Norwegia (1986/87), oraz na Uniwersytetach: w Minneapolis, USA (1990), w Aalborgu, Dania (19990, 95, 97) w Padwie, Włochy (1993). Jest autorem i współautorem ponad 90 artykułów i referatów naukowych oraz 11 książek i podręczników z dziedziny napędu elektrycznego i energoelektroniki. Jego ostatnia książka (współautor: profesor H. Tunia) *Automatic Control of Converter-Fed Drives* została wydana przez ELSEVIER, Amsterdam w 1994 roku. Od 1994 r. jest Associate Editor w czasopiśmie IEEE Transaction on Industrial Electronics. Członek IEEE Fellow.



**Mgr inż. Marek Jasiński**

Doktorant Instytutu Sterowania i Elektroniki Przemysłowej Politechniki Warszawskiej. Urodzony w Warszawie, 17 października 1976 r. Studia wyższe ukończył na Wydziale Elektrycznym Politechniki Warszawskiej, na kierunku Automatyka i Inżynieria Komputerowa, w 2000 r. Zakres zainteresowań to sterowanie przekształtnikami ac/dc/ac.

**DODATEK**

Obliczanie mocy chwilowych na podstawie strumienia wirtualnego:

$$\underline{i}_L = \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 3/2 & 0 \\ \sqrt{3}/2 & \sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\underline{u}_S = \underline{u}_{conv} = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{AM} \\ u_{BM} \\ u_{CM} \end{bmatrix} \quad (7)$$

Przy powyższych oznaczeniach równanie napięcia przyjmuje następującą postać:

$$\underline{u}_L = R\underline{i}_L + \frac{d}{dt}(L\underline{i}_L + \underline{\Psi}_S) \quad (8a)$$

$R$  może być pominięte, ponieważ moc na niej wydzielana jest niewielka:

$$\underline{u}_L = L \frac{d\underline{i}_L}{dt} + \frac{d}{dt} \underline{\Psi}_S = L \frac{d\underline{i}_L}{dt} + \underline{u}_S \quad (8b)$$

W zapisie liczb zespolonych chwilową moc możemy wyznaczyć z zależności:

$$p = \text{Re}(\underline{u}_L \cdot \underline{i}_L^*) \quad (9a)$$

$$q = \text{Im}(\underline{u}_L \cdot \underline{i}_L^*) \quad (9b)$$

gdzie: \* wartość sprzężona wektora prądu  
Napięcie linii może być wyznaczone na podstawie strumienia wirtualnego, z zależności:

$$\underline{u}_L = \frac{d}{dt} \underline{\Psi}_L = \frac{d}{dt} (\Psi_L e^{j\omega t}) = \frac{d\Psi_L}{dt} e^{j\omega t} + j\omega \Psi_L e^{j\omega t} = \quad (10)$$

$$= \frac{d\Psi_L}{dt} e^{j\omega t} + j\omega \Psi_L$$

gdzie:

$\underline{\Psi}_L$  — wektor przestrzenny

$\Psi_L$  — amplituda.

W układzie współrzędnych  $dq$  (rys.5),  $\Psi_L = \Psi_{Ld}$ , chwilowa moc czynna, może być obliczona z (9a) i (10) jako:

$$p = \frac{d\Psi_{Ld}}{dt} i_{Ld} + \omega \Psi_{Ld} i_{Lq} \quad (11)$$

Dla warunków, gdy mamy do czynienia z sinusoidalnym i symetrycznym źródłem napięcia, redukujemy (11):

$$\frac{d\Psi_{Ld}}{dt} = 0 \quad (12)$$

$$p = \omega \Psi_{Ld} i_{Lq} \quad (13)$$

oznacza to, że tylko składowa prądu prostopadła do wektora strumienia  $\Psi_L$  wytwarza chwilową moc czynną. W podobny sposób może być obliczona chwilowa moc bierna:

$$q = -\frac{d\Psi_{Ld}}{dt} i_{Lq} + \omega \Psi_{Ld} i_{Ld} \quad (14)$$

Na podstawie (12) wyrażenie (14) upraszcza się do postaci:

$$q = \omega \Psi_{Ld} i_{Ld} \quad (15)$$

Jednakże, aby uniknąć transformacji do układu  $d-q$ , estymator mocy, użyty w DPC, powinien operować na wielkościach związanych ze stojanem w układzie  $\alpha-\beta$  (rys.5).

Na podstawie (9) i (10) otrzymujemy:

$$\underline{u}_L = \frac{d\Psi_L}{dt} \Big|_{\alpha} + j \frac{d\Psi_L}{dt} \Big|_{\beta} + j\omega(\Psi_{L\alpha} + j\Psi_{L\beta}) \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \underline{u}_L \dot{i}_L^* = & \left\{ \frac{d\Psi_L}{dt} \Big|_{\alpha} + j \frac{d\Psi_L}{dt} \Big|_{\beta} + \right. \\ & \left. + j\omega(\Psi_{L\alpha} + j\Psi_{L\beta}) \right\} (i_{L\alpha} - j i_{L\beta}) \end{aligned} \quad (17)$$

Następnie można zapisać:

$$p = \left\{ \frac{d\Psi_L}{dt} \Big|_{\alpha} i_{L\alpha} + \frac{d\Psi_L}{dt} \Big|_{\beta} i_{L\beta} + \omega(\Psi_{L\alpha} i_{L\beta} - \Psi_{L\beta} i_{L\alpha}) \right\} \quad (18a)$$

oraz:

$$q = \left\{ -\frac{d\Psi_L}{dt} \Big|_{\alpha} i_{L\beta} + \frac{d\Psi_L}{dt} \Big|_{\beta} i_{L\alpha} + \omega(\Psi_{L\alpha} i_{L\alpha} + \Psi_{L\beta} i_{L\beta}) \right\} \quad (18b)$$