

PIOTR DROZDOWSKI, MARCIN JELEŃ\*

METODA ELIMINACJI HARMONICZNYCH PRĄDU  
PRZEKSZTAŁTNIKA SIECIOWEGO NAPĘDU  
TRAKCYJNEGOTHE METHOD FOR CURRENT HARMONICS REDUCTION  
OF AC/DC SUPPLYING CONVERTER IN TRACTION  
DRIVES

## Streszczenie

W artykule przedstawiono praktyczne rozwiązanie problemu eliminacji wyższych harmonicznych w prądzie zasilającym napęd trakcyjny z sieci prądu przemiennego poprzez zastosowanie sieciowego przekształtnika impulsowego o konfiguracji wielomostkowej, współpracującego z transformatorem wielouzwojeniowym i dostosowanego sterowania. Algorytmy sterowania zostały sformułowane na podstawie funkcji dystrybucji opisanych w [10] jako teoria TRANSEP. Zaproponowana metoda sterowania przekształtnikiem została porównana ze znanymi z literatury metodami sterowania wektorowego wykorzystującymi filtry aktywne. Opiera się ona na podawaniu impulsów sterujących mostkami z odpowiednim wzajemnym przesunięciem fazowym. W wyniku badań stwierdzono, że już przy dwóch przekształtnikach uzyskuje się niemal sinusoidalny przebieg prądu sieciowego, a przy czterech wartość wyższych harmonicznych jest pomijalnie mała. Układ wielomostkowy zapewnia dodatkowo większą niezawodność układu w przypadku uszkodzenia jednego z przekształtników. Sterowanie przepływem mocy biernej oraz pracę z wymaganym współczynnikiem mocy, np. równym jedności, uzyskuje się w sposób naturalny, wyznaczony przez wzorce impulsów zawarty w dystrybucjach sterujących. Unika się przy tym generowania impulsów sterujących z wykorzystaniem klasycznej metody modulacji szerokości impulsów przez porównanie przebiegu sterującego z przebiegiem nośnym, co zapewnia pełną symetrię sterowania niezależnie od częstotliwości. Zaproponowana metodyka stwarza dodatkowe perspektywy dla sterowania układów przekształtnikowych.

*Słowa kluczowe: przekształtnik sieciowy, napęd trakcyjny, silnik indukcyjny, redukcja wyższych harmonicznych, sterowanie współczynnika mocy*

## Abstract

This paper has proposed a practical approach to the problem of reducing higher harmonics in traction power supply system generated by the four-quadrant multi-bridge AC/DC supplying converter cooperating with special transformer. The control algorithms were based on the so-called TRANSEP distribution control method (TSD) [10]. This method was described and compared with already well-known techniques for harmonics elimination. The proposed modifications of the classical traction drive system constituted by application more than one four quadrant (4qC) converters are based on synchronous control of each bridge with pulses mutually shifted in phase. The results have proved that presence of more converters gives the opportunity, using dedicated control logic, to reduce the harmonic content of the absorbed current at the pantograph as well as it guarantees a good redundancy in case of failure of one converter. Secondly, it offers easy way for reactive power compensation and provides system operation with unity power factor. Superiority of TSD control method reveals in simplicity, reliability and effectiveness. Furthermore, the digital control method with low sensitivity to non-ideal supply voltage, and lack of a classical pulse width modulator are the most prominent advantages. It is possible that TSD control method can offer an additional interesting perspective for future research.

*Keywords: supply converter, traction drive, induction motor, harmonics reduction, power factor control*

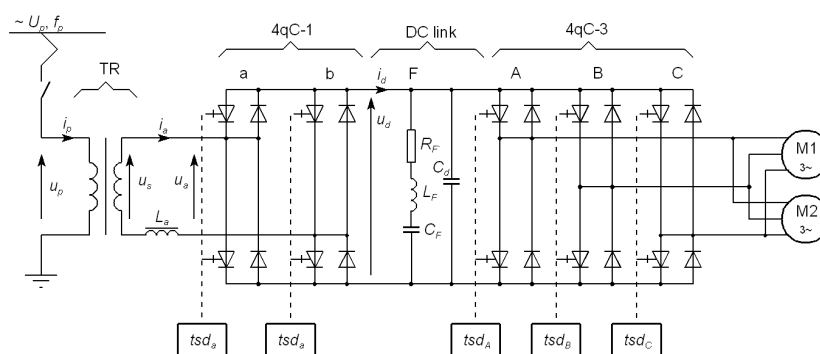
\* Dr hab. inż. Piotr Drozdowski, Instytut Elektromechanicznych Przemian Energii, Wydział Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej, Politechnika Krakowska.

## 1. Wstęp

Większość systemów napędowych w trakcji prądu przemiennego korzysta z procedury konwersji energii typu AC/DC/AC. System taki (rys. 1) dostarcza napięcia przemiennego o regulowanej częstotliwości i amplitudzie, zapewniając tym samym możliwość regulacji prędkości silników napędowych, którymi zwykle są silniki asynchroniczne klatkowe. Obwód wejściowy lokomotywy w takim systemie stanowi jednofazowy transformator wielozwojowy wraz z współpracującym po stronie wtórnej sieciowym przekształtnikiem impulsowym którym, w najprostszym wydaniu, może być prostownik diodowy. Dzięki współczesnemu rozwojowi techniki szybkich elementów półprzewodnikowych dużej mocy (GTO, IGBT) przekształtniki te konstruowane są jako urządzenia energoelektroniczne o komutacji wewnętrznej i sterowaniu impulsowym, oferując znacznie większe korzyści. Wśród nich wyróżniamy:

- dwukierunkową wymianę mocy pomiędzy transformatorem a silnikiem,
- poprawę współczynnika mocy,
- kontrolę przepływu mocy czynnej i biernej.

Zastosowanie tego typu przekształtników w nowoczesnych przemiennikach częstotliwości jest uzasadnione ich właściwościami. Z drugiej strony nie należy zapominać, że przekształtniki te są nieliniowymi odbiornikami energii elektrycznej i powodują powstawanie odkształconych prądów i napięć w sieciach energetycznych, pobór mocy biernej, pogarszając jednocześnie parametry określające jakość energii elektrycznej. Zagadnieniom jakości energii elektrycznej poświęcono wiele publikacji naukowych i technicznych [1, 9]. Obowiązują również przepisy regulujące problem jakości energii (IEEE 519-1992, IEC 61000-3-2/IEC 61000-3-4), które narzucają wymagania nowoczesnym urządzeniom energoelektronicznym, zasilanym z sieci prądu przemiennego. Problem generacji przez przekształtniki sieciowe AC/DC dużej ilości harmonicznych jest szczególnie istotny w zastosowaniach trakcyjnych, gdzie zakłócenia te, przedostając się do sieci, zaburzają pracę systemów sygnalizacji i urządzeń łączności.



Rys. 1. Schemat ideowy typowego napędu z silnikami indukcyjnymi w trakcji prądu przemiennego (*TR* – transformator sieciowy, *4qC-1* – przekształtnik sieciowy, czterokwadrantowy, *F* – filtr dla 100 Hz, *4qC-3* – trójfazowy przekształtnik czterokwadrantowy zasilający silniki trakcyjne, *M1*, *M2* – silniki indukcyjne klatkowe)

Fig. 1. The structure of a typical drive with induction motors for the AC traction system (*TR* – supplying traction transformer, *4qC-1* – 4-quadrant supplying converter, *F* – filter for 100 Hz, *4qC-3* – 3-phase, 4-quadrant converter supplying traction motors, *M1*, *M2* – cage induction motors)

Układ przedstawiony na rys. 1 ma strukturę klasyczną, gdzie dwa półmostki  $a$  i  $b$  tworzą przekształtnik sieciowy czterokwadrantowy  $4qC-1$  zasilany z transformatora  $TR$ . Z wyjścia przekształtnika zasilany jest trójfazowy przekształtnik czterokwadrantowy  $4qC-3$  w układzie falownika napięcia. W obwodzie pośredniczącym prądu stałego  $DC-link$  występuje filtr  $F$  nastrojony na dwukrotną częstotliwość sieci zasilającej.

Celem poniższych rozważań będzie analiza pracy innych konfiguracji przekształtnika sieciowego, które zapewniają eliminację wyższych harmonicznych w prądzie  $i_p$  pobieranym z sieci trakcyjnej prądu przemiennego.

## 2. Metody sterowania przekształtnikiem sieciowym

Znanych jest wiele metod technicznych eliminacji wyższych harmonicznych. Jedną z klasycznych metod jest zastosowanie filtrów pasywnych, cechujące się prostą konstrukcją i niskim kosztem [11]. Efektywną metodą jest dołączenie filtrów aktywnych lub hybrydowych [12, 8]. Jeszcze inną grupę stanowią wektorowe techniki sterowania działające na podstawie estymacji napięć i prądów sieci. Wśród nich wyróżniamy metodę:

1. VOC – *Voltage Oriented Control*,
2. VFOC – *Virtual Flux Oriented Control*,
3. V-DPC – *Voltage Based Direct Power Control*,
4. VF-DPC – *Virtual Flux Based Direct Power Control*.

Wszystkie cztery metody zostały dogłębnie opisane i poddane analizie porównawczej w światowej literaturze technicznej [2, 10, 4, 6, 7]. Każda z nich swoje działanie opiera na estymacji zmiennych stanu: wektora napięcia sieci  $e_g$  (metoda VOC), wirtualnego wektora strumienia sieci  $\psi_g$  (metoda VFOC) czy wartości chwilowych mocy czynnej i biernej (metody V-DPC i VF-DPC). Do prawidłowego odtworzenia tych wielkości wymienione układy sterowania przekształtnikiem wymagają zastosowania czujnika napięcia obwodu pośredniczącego i dwóch czujników prądów sieci zasilających [5]. Przekształtnik sieciowy AC/DC o strukturze mostkowej jest wysterowany do pracy prostownikowej przy poborze energii przez odbiornik lub do pracy falownikowej podczas hamowania napędu. Do sterowania przekształtnika AC/DC wykorzystuje się metodę bezpośredniego sterowania momentem i strumieniem silnika indukcyjnego, znaną jako metoda DTC (*Direct Torque Control*). Jednak, ze względu na wybór innych zmiennych stanu metodą regulacji przekształtnikiem sieciowym nazywa się bezpośrednim sterowaniem mocą VF-DPC (*Virtual Flux Based Direct Power Control*).

W niniejszym artykule zaproponowano inne podejście polegające na modyfikacji topologii klasycznego trakcyjnego systemu napędowego oraz taki sposób sterowania zaworów przekształtnika, bazujący na teorii dystrybucji TRANSEP opisanej w [10], aby zapewnić eliminację harmonicznych prądu sieciowego i kompensację mocy biernej.

## 3. Model symulacyjny napędu trakcyjnego

Realizacja postawionych celów wiązała się z uprzednim opracowaniem komputerowego modelu symulacyjnego z użyciem narzędzi MATLAB/Simulink oraz późniejszej weryfikacji otrzymanych rezultatów z rzeczywistym układem laboratoryjnym zbudowanym w Electro-

mechanics and Electrical Machines Laboratory na University of Applied Sciences in Western Switzerland. Schemat ideowy badanego układu napędowego był zgodny ze schematem na rys. 1. Przedmiotem analizy i obiektem sterowania był czterokwadrantowy przekształtnik sieciowy 4qC-1, powszechnie znany jako jednofazowy przekształtnik impulsowy z unipolarnym wymuszeniem napięciowym, przystosowany do współpracy z siecią napięcia przemiennego [10]. Transformator  $TR$  miał moc 27 kVA, dławik o indukcyjności  $L_a = 17$  mH. Zastosowano jeden silnik asynchroniczny o mocy 15 kW (inaczej niż na rys. 1). Łącznikami w obu przekształtnikach były moduły IGBT. Sygnały sterujące  $tsd_a$ ,  $tsd_b$  oraz  $tsd_A$ ,  $tsd_B$ ,  $tsd_C$  generowane były przez wielozadaniowe karty sterujące DV3 oparte na procesorze sygnałowym ADSP 21062L i przesyłane do modułów IGBT za pośrednictwem ich sterowników bramkowych. Dla przekształtnika sieciowego wymagana była synchronizacja generowanych impulsów z siecią. Maksymalna częstotliwość przełączeń wynosiła 20 kHz, a maksymalna dopuszczalna wartość napięcia blokowanego i prądu znamionowego modułów mocy wynosiła odpowiednio 1200 V i 200 A. Wzorce impulsów sterujących zostały wygenerowane przez odpowiednie dystrybucje według reguł zawartych w [10].

#### 4. Zastosowania teorii dystrybucji TRANSEP

W praktyce do sterowania przekształtników statycznych używa się sygnałów prostokątnych wytwarzanych cyfrowo. Sygnały prostokątne można przybliżyć za pomocą szeregu Fouriera, czego wyrazem jest poniższa funkcja (1) ujmująca generowanie ciągu impulsów o szerokości zmodulowanej sygnałem monoharmonicznym. Takie podejście umożliwia wprowadzenie przesunięcia fazowego pomiędzy fazami oraz sygnałami napięcia i prądu, a także ułatwia bezpośrednie kształtowanie sygnałów sterujących.

$$tsd(t, n, ML, m_0, k, m_1, \varphi, \psi, \varepsilon) = \frac{1}{ML-1} \left[ m(t, \dots) + \frac{2}{\pi} \sum_n \frac{\sin[n \cdot \pi \cdot m(t, \dots)]}{n} \cos[n \cdot k \cdot (\omega t - \psi - \varepsilon)] \right] \quad (1)$$

Współczynnik głębokości modulacji reprezentuje składową podstawową sygnału dystrybucji  $tsd(t)$  i wyraża się, w tym przypadku, wzorem

$$m(t, ML, m_0, m_1, \varphi, \psi) = (ML-1) \left[ m_0 + \frac{m_1}{2} \cos(\omega t - \psi - \varphi) \right] \quad (2)$$

Wielkości wyszczególnione w nawiasie dystrybucji są parametrami lub wielkościami sterującymi:

- $tsd$  – dystrybucja w dziedzinie czasu (ang. *transparency and separation*),
- $ML$  – liczba przełączalnych poziomów na gałąź przekształtnika,
- $\omega$  – pulsacja składowej podstawowej sygnału,
- $\psi$  – kąt obciążenia liczony między wyjściowym napięciem przekształtnika a wyjściowym prądem fazowym (umożliwia regulację przenoszony mocy),
- $\varphi$  – kąt przesunięcia fazowego pomiędzy fazami przekształtnika,

- $\varepsilon$  – kąt przesunięcia fazowego sygnału nośnego (sygnał pomocniczy, używany do minimalizacji harmonicznych),
- $k$  – współczynnik zwielokrotnienia, stosunek częstotliwości sygnału nośnego do częstotliwości sygnału modulowanego,
- $n$  – indeks sumacyjny dystrybucji, określa dokładność obliczeń,
- $m_0$  – głębokość modulacji składowej stałej sygnału wyjściowego,
- $m_1$  – głębokość modulacji składowej zmiennej sygnału wyjściowego.

Na rysunku 3 pokazano znany dwukwadrantowy napęd z silnikiem prądu stałego oraz dystrybucję nim sterującą, dla której  $m_0$  jest współczynnikiem szerokości impulsów oraz  $m_1 = 0$ ,  $\varphi = 0$ ,  $\Psi = 0$ ,  $\varepsilon = 0$ , natomiast  $k$  określa częstotliwość przebiegu nośnego w stosunku do częstotliwości  $f$  pulsacji  $\omega$ . Funkcji tej można dodatkowo użyć do uproszczonego modelowania pracy przekształtnika za pomocą sterowanego źródła napięcia przy założeniu ciągłości prądu  $i_a$  odbiornika. Napięcie wyjściowe przekształtnika można modelować wówczas w dziedzinie czasu

$$\left. \begin{aligned} u_a(t) &= u_d(t) * tsd_1(t) \\ i_d(t) &= i_a(t) * tsd_1(t) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

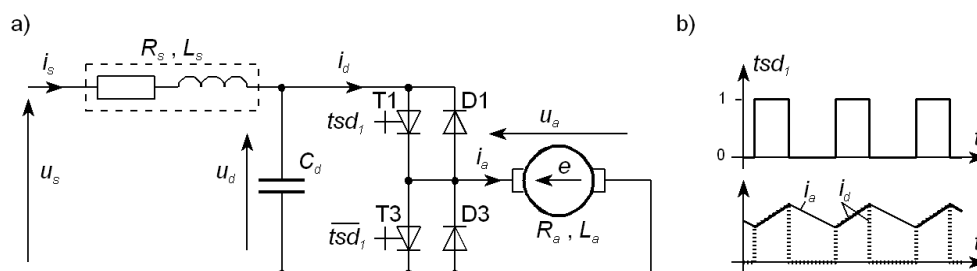
i w dziedzinie częstotliwości

$$\left. \begin{aligned} U_a(f) &= U_d(f) * TSD_1(f) \\ I_d(f) &= I_a(f) * TSD_1(f) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

gdzie symbol \* oznacza operację splotu, natomiast:

$i_d, u_d$  – prąd i napięcie w obwodzie pośredniczącym prądu stałego przekształtnika,

$i_a, u_a$  – prąd i napięcie w obwodzie obciążenia przekształtnika.



Rys. 2. Przekształtnik dwukwadrantowy zasilający silnik prądu stałego: a) układ, b) dystrybucja sterująca i przebiegi prądów

Fig. 2. Two quadrant converter supplying the DC motor: a) structure, b) the controlling distribution and waveforms of currents

Dla przekształtnika sieciowego  $4qC-1$  z rys. 1 sygnały sterujące  $tsd_a$  i  $tsd_b$  są złożeniem dystrybucji dwóch wspólnie połączonych przekształtników dwukwadrantowych (półmostków  $a$  i  $b$ ). Przy sterowaniu napięciowym unipolarnym, dwugąłęziowym dystrybucje przekształtników składowych przyjmują postać:

Półmostek *a*

$$tsd_a(t, n, ML, m_0, k, m_1, \varphi_a = 0, \psi = 0, \varepsilon) \quad (5)$$

Półmostek *b*

$$tsd_b(t, n, ML, m_0, k, m_1, \varphi_b = \pi, \psi = 0, \varepsilon) \quad (6)$$

Głębokość modulacji poszczególnych ciągów impulsów wiązą następujące relacje

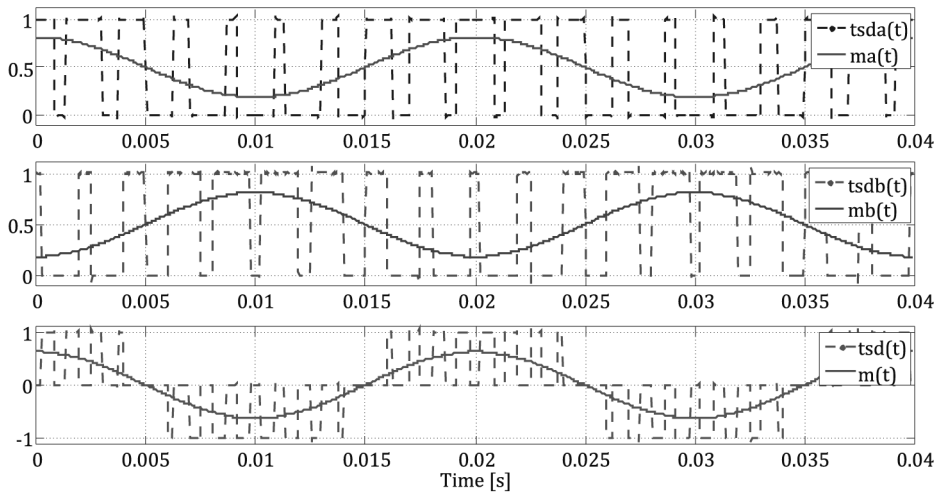
$$m_a(t, \dots) = m_0 + \frac{m_1}{2} \cos(\omega t - \psi - \varphi_a) ; \quad \varphi_a = 0 \quad (7)$$

$$m_b(t, \dots) = m_0 + \frac{m_1}{2} \cos(\omega t - \psi - \varphi_b) ; \quad \varphi_b = \pi \quad (8)$$

Dystrybucja przekształtnika czterokwadrantowego jest w tym przypadku różnicą dwóch dystrybucji przekształtników dwukwadrantowych

$$tsd_{4qC}(t) = tsd_{a,2qC}(t) - tsd_{b,2qC}(t) \quad (9)$$

Przykłady przebiegów czasowych wygenerowanych tym sposobem przedstawiono poniżej.



Rys. 3. Dystrybucje sterujące pracą przekształtnika sieciowego  $4qC$ -1 układu z rys. 1

Fig. 3. The distributions controlling the supplying converter  $4qC$ -1 from Fig. 1

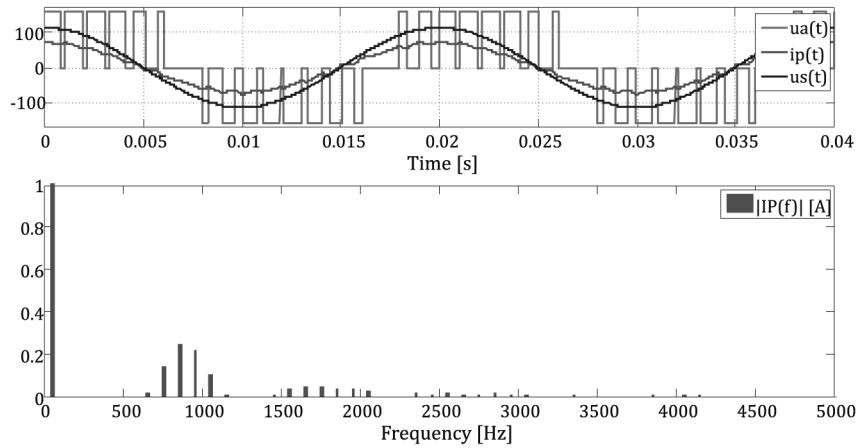
### 5. Wpływ połączenia przekształtników na spektrum prądu sieci

Badaniom zostały poddane przekształtniki sieciowe współpracujące z transformatorem przy zasilaniu z jednofazowej sieci prądu przemiennego o częstotliwości 50 Hz. Jako pierwszy został rozpatrzony przypadek połączenia pojedynczego przekształtnika czterokwadrantowego w układzie przedstawionym na rys. 1. Analiza symulacyjna układu została przeprowadzona dla pracy silnikowej. Parametry sterowania całego układu (łącznie z przekształtnikiem silnika) zestawiono w tabeli 1. Zbadano zawartość harmonicznych prądu po stronie pierwotnej transformatora, co w rzeczywistości odpowiada prądowi pobieranemu przez pojazd. Analiza częstotliwościowa pokazała obecność wyższych harmonicznych w prądzie sieciowym pomiędzy 650–1150 Hz odpowiadających częstotliwości przełączeń przekształtnika oraz występowanie znacznych zakłóceń dla częstotliwości z zakresu 1,5–3 kHz.

Tabela 1

Parametry pracy przekształtników układu z rys. 1

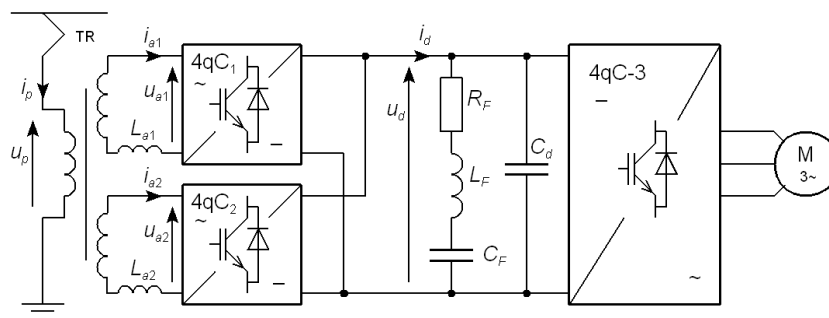
Dane układu			
Moc znamionowa transformatora:		27 kVA	
Napięcia uzwojeń (pierwotne/wtórne):		400/100 V	
Napięcie w obwodzie pośrednim DC:		160 V	
Parametr	Przekształtnik sieciowy 4qC	Parametr	Przekształtnik 3-fazowy (falownik)
ML	2	ML	2
$n$	500	$n$	100
$k$	9	$k$	27
$m_0$	0,5	$m_0$	0,5
$m_1$	zmiennie	$m_1$	0,97
$\phi_a$	0	$\phi_A$	$2\pi/3$
$\phi_b$	$\pi$	$\phi_B$	$4\pi/3$
	–	$\phi_C$	0
$\varepsilon$	$\pi/(2k)$	$\varepsilon$	$\pi/2$
$\Psi$	zmiennie	$\Psi$	



Rys. 4. Przebieg prądu  $i_p$  po stronie pierwotnej transformatora  $TR$  i jego spektrum (dodatkowo:  $u_a$  – napięcie wyjściowe przekształtnika  $4qC-1$ ,  $u_s$  – napięcie po stronie wtórnej transformatora)

Fig. 4. The waveform of the transformer current  $i_p$  and its spectrum (additionally:  $u_a$  – output voltage of  $4qC-1$ ,  $u_s$  – secondary voltage of the transformer  $TR$ )

Poprawę spektrum prądu pobieranego  $i_p$  postanowiono zrealizować poprzez zmianę konfiguracji przekształtnika sieciowego oraz zastosowanie odpowiedniej metody sterowania. Przyjęta metoda wykorzystuje kilka przekształtników mostkowych zasilanych z oddzielnych uzwojeń wtórnych transformatora. Na rys. 5 przedstawiono układ z dwoma przekształtnikami. Przekształtniki te pracują z odpowiednim przesunięciem fazowym  $\epsilon$  impulsów sterujących zdefiniowanym w formule (1) i są zsynchronizowane z napięciem sieci zasilającej. Z transformatorem zasilającym tworzą konstrukcyjną całość ze względu na zasadę działania.



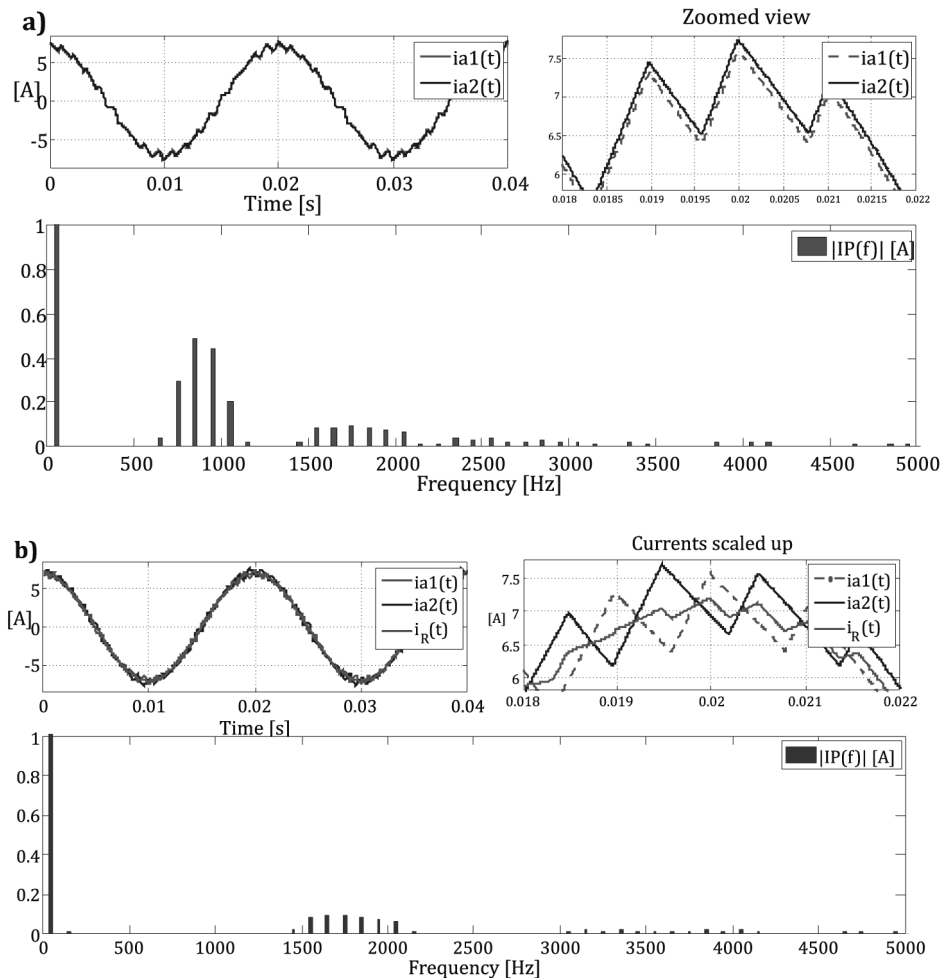
Rys 5. Układ z dwoma przekształtnikami mostkowymi zasilającymi napęd trakcyjny

Fig. 5. The system with two bridge converters supplying the traction drive

Na rysunku 6 zilustrowano przebieg pracy układu z przesunięciem  $\epsilon = 0$  (rys. 6a) oraz przesunięciem  $\epsilon$  zoptymalizowanym dla każdego przekształtnika tak, aby zredukować zawartość wyższych harmonicznych w prądzie sieciowym (rys. 6b). Przedstawiono przebiegi prądów  $i_{a1}$ ,



$i_{a2}$  na wejściu przekształtników oraz prądu zastępczego  $i_R$ , będącego rezultatem zsumowania składowych przepływów magnetycznych w transformatorze, dającego prąd  $i_p$  pobierany przez napęd z sieci jezdnej. Dla prądu  $i_p$  przedstawiono spektrum harmonicznych  $IP(f)$ .



Rys. 6. Analiza prądu sieci dla dwumostkowego przekształtnika sieciowego z rys. 5: a) przy  $\varepsilon = 0$ , b) przy przesunięciu fazowym  $\varepsilon$  dającym redukcję harmonicznych w prądzie sieci zasilającej

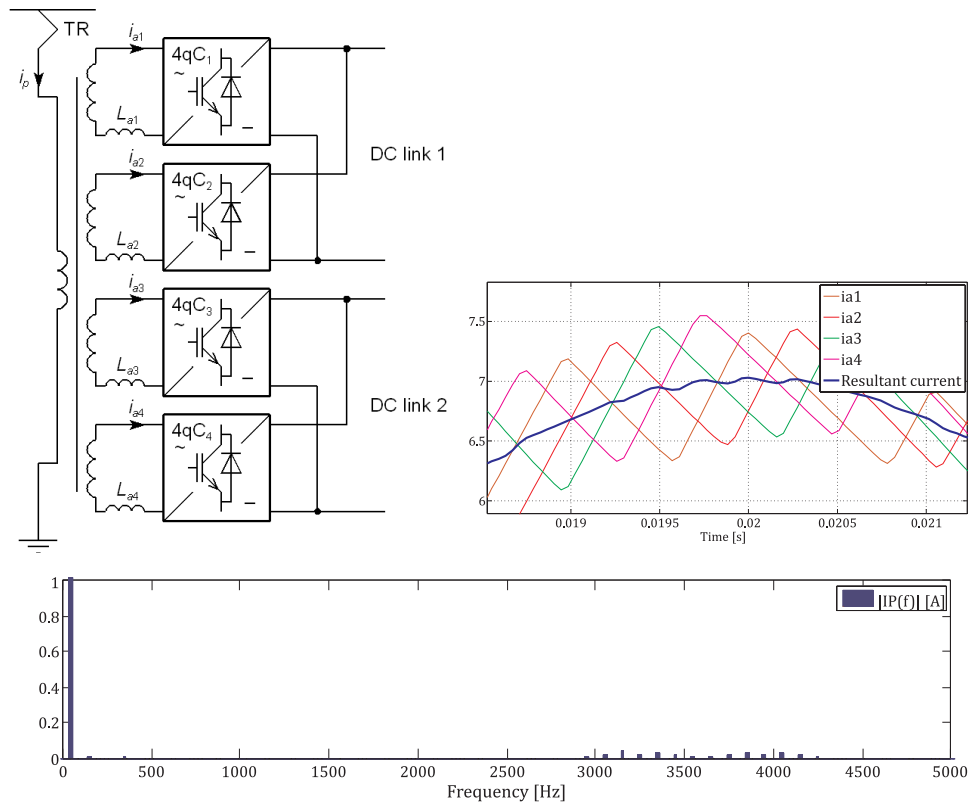
Fig. 6. The analysis of supplying current  $i_p$  for the two-bridge supplying converter from Fig. 5: a) for  $\varepsilon = 0$ , b) for appropriate phase shift  $\varepsilon$  giving reduction of higher harmonics in the supplying current

Analizując spektrum harmonicznych na wykresie z rys. 6b widać efekt eliminacji wyższych harmonicznych, stanowiących zakłócenia w systemie trakcyjnym, w początkowym zakresie częstotliwości. Dzielnąc  $i_R$  przez przekładnię transformatora, otrzymujemy prąd po stronie pierwotnej  $i_p$ . Jeżeli częstotliwość składowej tętniącej prądów  $i_{a1}$  i  $i_{a2}$  wynosi  $k \cdot f_n = 450$  Hz, wtedy prąd wynikowy ma podwojoną wartość głównej częstotliwości ( $k \cdot 900$  Hz), a tym samym

przebieg staje się wygładzony. Łącząc kolejne przekształtniki zgodnie z przedstawioną regułą, osiąga się sukcesywną poprawę przebiegów, poprzez przesuwanie zakłóceń w kierunku wyższych częstotliwości.

Po zastosowaniu czterech przekształtników (rys. 7) uwidacznia się dalsze obniżenie zawartości harmoniczných. Spektrum prądu zawiera wyższe harmoniczne o częstotliwościach powyżej 3 kHz. Amplitudy tych harmoniczných są jednak pomijalnie małe w stosunku do harmonicznej podstawowej.

Wyniki symulacji pokazują, że osiągnięcie celu w postaci redukcji wyższych harmoniczných uzyskuje się przy przesunięciu częstotliwości przełączeń w układzie dwumostkowym o  $\frac{1}{2}$  okresu, a w układzie czteromostkowym o  $\frac{1}{4}$  okresu. Uzyskuje się to poprzez zmianę wartości parametru  $\epsilon$  dystrybucji sterującej (1). Tym sposobem tętnienia prądu sieciowego o częstotliwości wyższej niż podstawowa mają częstotliwość dwu lub czterokrotnie wyższą niż w przypadku stosowania pojedynczego przekształtnika, a co ważniejsze następuje wzajemna redukcja zawartości wyższych harmoniczných przez przekształtniki.



Rys. 7. Przekształtnik sieciowy złożony czterech przekształtników mostkowych połączonych równolegle i efekt redukcji harmoniczných prądu zasilającego  $i_p$

Fig. 7. The supplying converter composed of four bridges and the effects of harmonic reduction for the supplying current  $i_p$

### 6. Moc przenoszona przez przekształtnik sieciowy

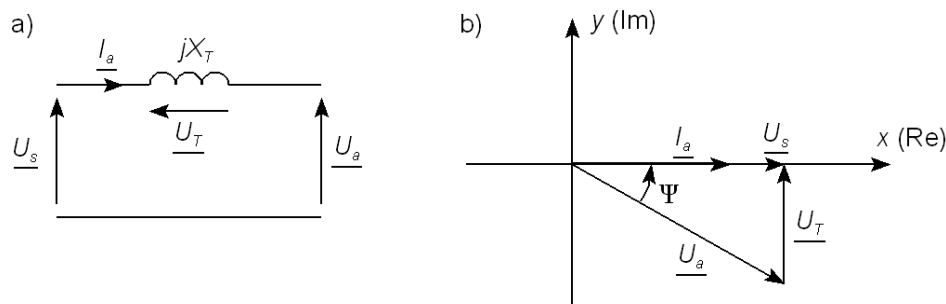
Na rysunku 8 przedstawiono schemat zastępczy transformatora zasilającego od strony jednego z  $r$  uzwojeń wtórnych. Na podstawie wykresu fazorowego można zapisać bilans mocy przenoszonej przez układ. Uwzględniając, że sterowanie układu ma zapewnić przebieg prądu  $i_p$  w fazie z napięciem zasilającym  $u_p$  dla wartości skutecznych harmonicznej podstawowej napięć i prądów, można zapisać wyrażenie opisujące moc przenoszoną przez jeden napęd

$$P_{p1} = \frac{1}{r} U_p I_p = U_s I_a = U_a I_a \cos \Psi \quad (10)$$

Wartość skuteczna prądu

$$I_a = \frac{U_a \sin \Psi}{X_T} \quad (11)$$

przy czym  $X_T = X_z + X_a$ , gdzie  $X_z$  jest reaktancją zwarcia transformatora,  $X_a$  reaktancją dławika przy pulsacji  $\omega$ . Wartość skuteczną harmonicznej podstawowej napięcia wyjściowego przekształtnika mostkowego można wyrazić za pomocą napięcia średniego  $U_d$  obwodu pośredniczącego prądu stałego i współczynnika głębokości modulacji  $m_1$



Rys. 8. Schemat zastępczy pojedynczego obwodu wtórnego transformatora sieciowego  $TR$  (a) i wykres fazorowy napięciowo-prądowy (b)

Fig. 8. The equivalent circuit of one secondary of transformer  $TR$  (a) and the phasor diagram for this circuit (b)

$$U_a = \frac{m_1 U_d}{\sqrt{2}} \quad (12)$$

Uwzględniając, że pojazd może być napędzany przez  $a$  takich samych napędów, moc przenoszona z sieci zasilającej wynosi

$$P_p = a r P_{p1} = a r \frac{(m_1 U_d)^2}{4 X_T} \sin 2\Psi \quad (13)$$

Przy większej liczbie przekształtników sieciowych ich indywidualne obciążenie przy przenoszeniu sumarycznie tej samej mocy czynnej będzie mniejsze. Kąt  $\Psi$  wyprzedzenia fazowego napięcia wyjściowego  $u_a$  przekształtnika względem prądu  $i_a$  jest parametrem sterującym dystrybucji (1) i od niego oraz współczynnika  $m_1$  zależy kompensacja składowej biernej prądu na wartość  $I_{av} = 0$  zapewniająca współczynnik mocy równy jedności po stronie pierwotnej transformatora.

## 7. Podsumowanie

Przedstawiona w artykule metoda sterowania przekształtnikiem sieciowym stanowi alternatywę wobec klasycznych rozwiązań eliminacji harmoniczných bazujących na filtrach i sterowaniu wektorowym. Na szczególne podkreślenie zasługuje fakt prostoty, niezawodności i skuteczności tej metody. Bezczylnikowa strategia sterowania, gdzie nie ma konieczności stosowania układów estymujących napięcia i prądy sieci, znacząco upraszcza topologię układu sterowania i obniża koszty układu zapewniając jednocześnie większą niezawodność działania. Ma to szczególne znaczenie w układach dużej mocy, gdy półprzewodnikowe elementy przełączające pracują z częstotliwością przełączeń poniżej 1 kHz. Połączenie wielu przekształtników nie tylko daje lepsze wyniki w procesie eliminacji harmoniczných, ale również zapewnia wyższy poziom redundancji w warunkach awaryjnych spowodowanych uszkodzeniem jednego z przekształtników.

Drugą zaletą proponowanej metody jest prosty sposób kompensacji mocy biernej, regulacji przenoszonej mocy i zapewnienie pracy całego układu ze współczynnikiem mocy bliskim jedności. Uniwersalność rozwiązania daje możliwość sterowania przekształtnika statycznego dowolnego typu, co sprzyja stosowaniu tej metody w pojazdach wielosystemowych, pracujących w trakcji prądu przemiennego i stałego.

## Literatura

- [1] Barlik R., Nowak M., *Jakość energii elektrycznej – stan obecny i perspektywy*, Przegląd Elektrotechniczny, nr 7–8/2005.
- [2] Drozdowski P., Szular Z., *Sterowanie napięcia wyjściowego generatora synchronicznego wzbudzanego magnesami trwałymi za pomocą układu przekształtnikowego*, Zesz. Nauk. Pol. Śl. „Elektryka” z. 177, Gliwice 2001, 203-210.
- [3] Kaźmierkowski M.P., Malesani L., *Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey*, IEEE Transactions on industrial electronics, vol. 45, no. 5, October 1998.
- [4] Kaźmierkowski M.P., Cichowlas M., *Comparison of Current Control Techniques for PWM Rectifiers*, Warsaw University of Technology, 2001.
- [5] Knapczyk M., Pieńkowski K., *Bezczylnikowe metody sterowania przekształtnikami sieciowymi AC/DC o dwukierunkowym przepływie energii*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, nr 24/2004.

- [6] Malinowski M., Kaźmierkowski M.P., Hansen S., Blaabjerg F., Marques G.D., *Virtual-Flux-Based Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifiers*, IEEE Transactions on industry applications, vol. 37, no. 4, July/August 2001.
- [7] Malinowski M., Kaźmierkowski M.P., Trzynadlowski A.M., *A Comparative Study of Control Techniques for PWM Rectifiers in AC Adjustable Speed Drives*, IEEE Transactions on power electronics, vol. 18, no. 6, November 2003.
- [8] Montero M., Cadaval E., González F., *Hybrid power line conditioner based on two parallel converters topology*, Przegląd Elektrotechniczny, nr 10/2007.
- [9] Paice Derek A., *Power electronic converter harmonics*, IEEE Press, New York 1996.
- [10] Skarpetowski G., *Uogólniona teoria przekształtników statycznych*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1997.
- [11] Smoleński R., Kempski A., *Kompatybilność elektromagnetyczna czterokwadrantowego napędu przekształtnikowego w zakresie emisji zaburzeń przewodzonych*, Przegląd Elektrotechniczny, nr 9/2007.
- [12] Sozański K., *Improved Shunt Active Power Filters*, Przegląd Elektrotechniczny, nr 11/2008.