

DŁAWIKI SPRZĘŻONE DO REDUKCJI ZAWARTOŚCI WYŻSZYCH HARMONICZNYCH PRĄDÓW W ODBIORNIKACH TRÓJFAZOWYCH ZASILANYCH Z FALOWNIKÓW NAPIĘCIA ¹⁾

Coupled Reactors for the Reduction of High Harmonics in Three-Phase Loads Supplied from Voltage Inverters

Henryk TUNIA
Politechnika Warszawska

Roman BARLIK
Politechnika Warszawska

Piotr MYŚIAK
Wyższa Szkoła Morska w Gdyni

Streszczenie: W artykule przedstawiono i omówiono zasady działania trzech wersji trójfazowych dławików sprzężonych, służących do redukcji zawartości wyższych harmonicznnych w napięciu odbiorników trójfazowych zasilanych z falowników napięcia o niemodulowanym przebiegu czasowym tego napięcia. Podano metody wyznaczania przebiegów czasowych napięcia odbiornika i napięcia dławika oraz metodę obliczania mocy gabarytowej dławików.

Summary: In the paper are presented and described three circuits for three-phase coupling reactors used for harmonic voltage reduction of the load supplied by voltage-source inverters operated either in series or in parallel. The methods of calculation of the load and reactor voltage waveforms are explained. The power rating of the reactor is calculated. The theoretical results are confirmed by a simulation method.

1. WPROWADZENIE

W napędach elektrycznych z silnikami prądu przemiennego wyższe harmoniczne prądu, generowane przez źródło napięcia niesinusoidalnego (falowniki napięcia lub prądu) w uzwojeniach stojana silnika, są przyczyną dodatkowych strat mocy w tych uzwojeniach, dodatkowych strat w żelazie, a ponadto powodują powstawanie niepożądanych harmonicznnych momentu elektromagnetycznego, które są przyczyną oscylacji prędkości kątowej, zwłaszcza przy jej małych wartościach. Szczególnie niepożądanymi składowymi są harmoniczne piąta i siódma, i te harmoniczne powinny być wyeliminowane.

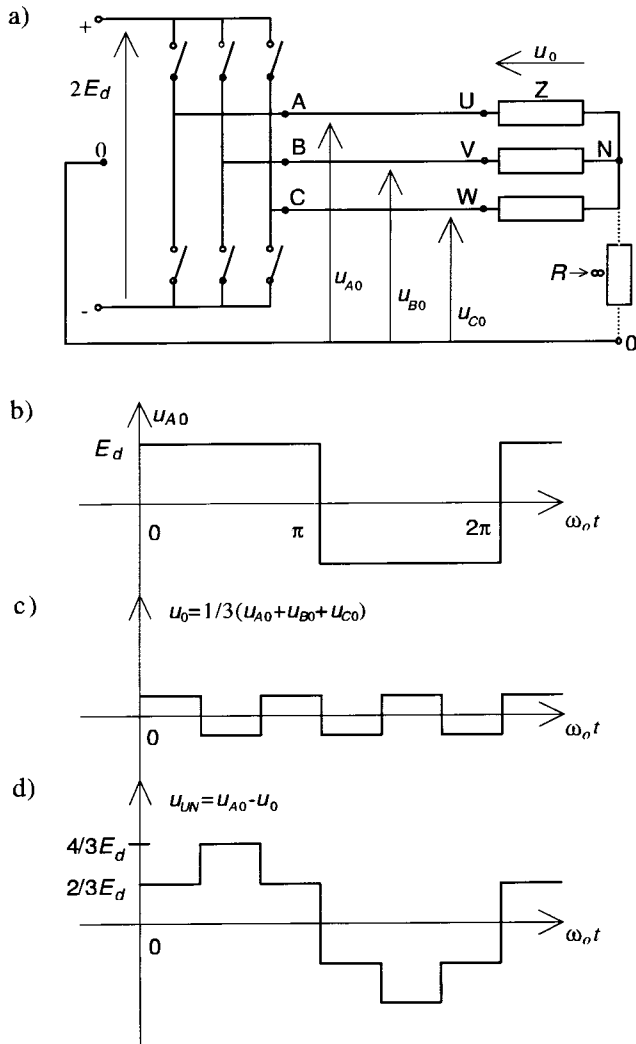
Na rysunku 1a przedstawiono schemat ideowy trójfazowego falownika napięcia z łącznikami dwukierunkowymi, stosowanego do zasilania i regulacji prędkości kątowej

silnika indukcyjnego. W układzie z rysunku 1a każde wyjście A, B, C jest dołączane poprzez odpowiednie łączniki do zacisku (+) lub (-) źródła zasilania. Kąt przewodzenia łączników jest równy π . Napięcie wyjściowe mierzone względem punktu 0 ma przebieg o fali prostokątnej, zilustrowany na rysunku 1b. Rozwijając ten przebieg czasowy w szereg trygonometryczny Fouriera, otrzymuje się następującą zależność:

$$u_{A0} = \frac{4}{\pi} E_d \frac{1}{n} \sum_{n=1}^{\infty} \cos(n\omega_o t + \varphi_n) \quad (1)$$

przy czym n oznacza rząd harmonicznnej; $n = 2k + 1$, $k = 0, 1, 2, \dots$

¹⁾ Praca finansowana przez Komitet Badań Naukowych w ramach projektu badawczego Nr 8 T10 1306208.



Rys. 1. Trójfazowy falownik napięcia: a) schemat funkcjonalny; b) przebieg czasowy napięcia wyjściowego (u_{A0}); c) przebieg czasowy składowej zerowej napięcia (u_0); d) przebieg czasowy napięcia odbiornika (u_{UN})

Trzy wyjściowe napięcia fazowe tworzą trójfazowy układ napięciowy, który może być rozłożony na następujące składowe symetryczne:

- 1) układ zgodny o harmonicznych rzędu:
 $n = 6k + 1, k = 0, 1, 2, \dots$
- 2) układ przeciwny o harmonicznych rzędu:
 $n = 6k - 1, k = 1, 2, 3, \dots$
- 3) układ zerowy o harmonicznych rzędu:
 $n = 6k - 3, k = 1, 2, 3, \dots$

Biorąc pod uwagę, że pomiędzy punktami N i 0 w układzie z rysunku 1a nie ma połączenia galwanicznego (nieskończona rezystancja), trójfazowe napięcie odbiornika nie zawiera składowych układu zerowego. W tym przypadku napięcie odbiornika jest wyznaczone przez harmoniczne rzędu $6k \pm 1, k = 0, 1, 2, 3, \dots$. Dominującymi składowymi są piąta i siódma harmoniczna. Przebieg czasowy napięcia odbiornika, zilustrowany na rysunku 1d, przy założeniu, że kąt przewodzenia

łączników jest równy π , jest przebiegiem sześcioschodkowym. Współczesna technika układów przekształtnikowych, wykorzystująca doskonale łączniki półprzewodnikowe oraz mikropocesorowe systemy sterowania, umożliwia realizację różnorodnych metod modulacji, które pozwalają na kształtowanie przebiegów czasowych napięć i prądów przemiennych o małej zawartości wyższych harmonicznych. Jednakże technika modulacji wymaga przyjęcia dużej liczby łączy łączników, co prowadzi do wzrostu strat mocy w łącznikach, a w konsekwencji do obniżenia sprawności układu.

W pracach [1, 2, 4] przedstawiono koncepcję wykorzystania trójfazowego dławika sprzężonego do szeregowego lub równoległego połączenia diod falowników napięcia o układzie trójfazowym mostkowym, służących do zasilania silnika indukcyjnego. Istotną cechą takiego dławika jest to, że zmniejsza on lub eliminuje w napięciu doprowadzonym do odbiornika harmoniczne rzędu $(12k - 6) \pm 1, k = 1, 2, 3, \dots$. Mała moc gabarytowa dławika i proste sterowanie falowników decydują o zaletach układu.

W dalszej części artykułu omówiona będzie zasada działania dławików sprzężonych prostych (nieoptymalnych) i złożonych (optymalnych), podana zostanie metoda wyznaczania przebiegów czasowych napięć odbiornika oraz metoda obliczania mocy gabarytowej dławika.

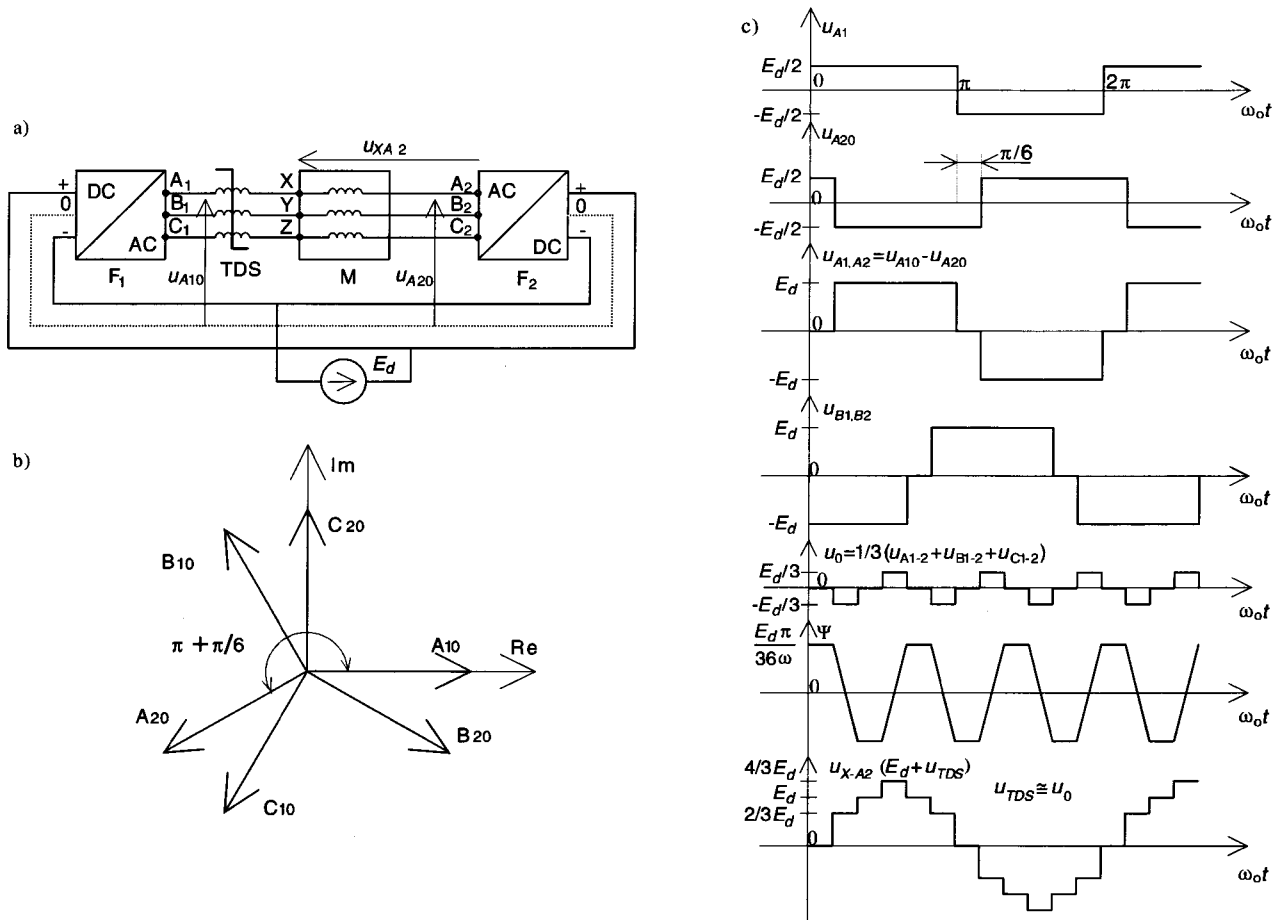
2. POŁĄCZENIE SZEREGOWE DWÓCH FALOWNIKÓW NAPIĘCIA

Na rysunku 2a przedstawiono schemat prostego szeregowego połączenia dwóch trójfazowych falowników napięcia (F1 i F2) z trójfazowym dławikiem sprzężonym (TDS), zasilających uzwojenia stojana trójfazowego silnika indukcyjnego (M) o rozwartym neutralnym połączeniu tych uzwojeń. Odpowiednie wyjściowe napięcia fazowe obu falowników są wzajemnie przesunięte w fazie o kąt $7\pi/6$, tak jak to ilustruje rysunek 2b. Impedancja obwodu łączącego falowniki jest sumą impedancji dławika i uzwojeń silnika. Dławik TDS składa się z trzech uzwojeń nawiniętych na wspólnym rdzeniu magnetycznym bez szczeliny. Napięcia indukowane w uzwojeniach dławika mają jednakową fazę i przebieg impulsów prostokątnych o potrójnej częstotliwości w stosunku do częstotliwości napięcia odbiornika. Napięcia indukują się w uzwojeniach dławika wówczas, gdy suma przepływów tych uzwojeń jest różna od zera. Jeżeli pominąć wpływ dławika, wówczas napięcie na każdym z uzwojeń silnika ma przebieg o fali prostokątnej, nieciągłej, o szerokości półfali równej $5\pi/6$. W tym przypadku przebieg czasowy tego napięcia wyraża się następująco:

$$u_0 = \frac{4}{\pi} E_d \cos \frac{\pi}{12} \cdot \frac{1}{n} \sum_{n=1}^{\infty} \cos(n\omega_o t + \varphi_n) \quad (2)$$

przy czym n oznacza rząd harmonicznej; $n = 2k + 1, k = 1, 2, 3, \dots$

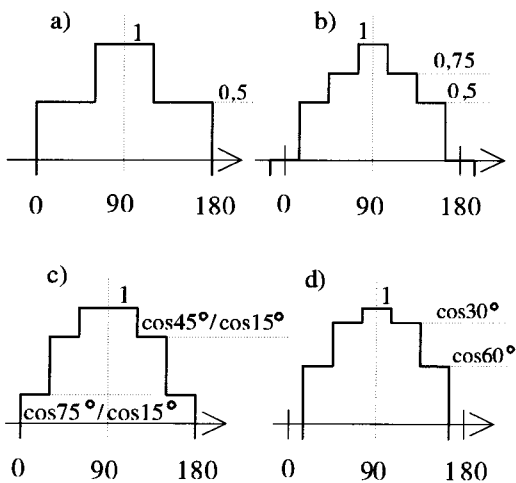
Obecność dławika sprzężonego powoduje, że napięcie fazowe odbiornika przekształca się z przebiegu dwu-



Rys. 2. Układ połączeń dwóch falowników napięcia z szeregowym trójfazowym dławikiem sprzężonym: a) schemat układu; b) wykres wskazowy napięć wyjściowych falowników; c) przebiegi czasowe napięć

schodkowego (w jego okresie) w przebieg dwunastochodkowy. Przebiegi czasowe napięć są zilustrowane na rysunku 2c. Przebieg czasowy napięcia fazowego odbiornika, pokazany na rysunku 2c, otrzymano przy założeniu, że składowa zerowa napięcia wyjściowego szeregowo połączonych falowników odkłada się na indukcyjności dławika.

Rysunek 3 ilustruje przykłady wieloschodkowych przebiegów czasowych napięć odbiorników trójfazowych, natomiast w tabeli 1 podano składowe tych przebiegów,



Rys. 3. Przebiegi wieloschodkowe: a) sześciostopkowy w układzie z rysunku 1; b) dwunastostopkowy w układzie z rysunku 2; c), d) przebiegi dwunastostopkowe idealizowane

wynikające z rozwinięcia w szereg trygonometryczny Fouriera. Przebieg z rysunku 3b jest taki sam jak na rysunku 2c. Jest to przebieg dwunastochodkowy nieidealny, ponieważ harmoniczne piąte i siódme nie przyjmują zerowych wartości. Jednakże harmoniczna piąta jest tłumiona w odniesieniu do harmonicznej podstawowej 17-krotnie, a harmoniczna siódma jest tłumiona 24-krotnie. Należy podkreślić, że w układzie z rysunku 2 nie ma możliwości całkowitego wyeliminowania piątej i siódmej harmonicznej, przez dobór indukcyjności dławika. W praktyce można przyjąć, że indukcyjność fazy dławika jest równa indukcyjności fazy odbiornika. Wówczas napięcie fazowe odbiornika ma przebieg również dwunastochodkowy, który otrzymuje się sumując przebieg czasowy napięcia

Tabela 1. Harmoniczne w przebiegach czasowych z rysunku 3

Rząd harm.	Przebiegi czasowe wg rysunku		
	a)	b)	c)
1	0,955	0,922	1,023
H5/H1	0,191	0,054	—
H7/H1	0,136	0,038	—
H11/H1	0,087	0,091	0,093
H13/H1	0,074	0,077	0,079
H17/H1	0,056	0,0157	—
H19/H1	0,050	0,0141	—

wyjściowego szeregowo połączonych falowników z napięciem składowej zerowej o połowie jej amplitudy. W tym przypadku amplituda harmonicznej podstawowej jest równa $1,23E_{\phi}$, a amplitudy harmonicznych piątej i siódmej przyjmują odpowiednio wartość 0,066 i 0,047. Oznacza to, że harmoniczna piąta jest tłumiona nieco więcej niż 18-krotnie, a harmoniczna siódma 26-krotnie. Interesująca jest moc gabarytowa dławika, przez którą rozumie się moc równoważnego transformatora z tym samym ciężarem miedzi i żelaza, przy tej samej częstotliwości, tej samej indukcji magnetycznej i tej samej gęstości prądu.

Moc gabarytową można wyznaczyć wychodząc z założenia, że skojarzony strumień magnetyczny Ψ_m dławika jest wytworzony przez napięcie sinusoidalnie zmienne o pulsacji równej maksymalnej pulsacji napięcia wyjściowego falownika. Mamy więc prawo napisać następujące równanie:

$$\Psi_m = \frac{1}{2\omega_o} \int_0^{\pi} U_m \sin \omega_o t d\omega_o t = \frac{U_m}{\omega_o} \quad (3)$$

Skuteczna wartość tego napięcia jest równa:

$$U_{RMS} = \frac{\Psi_m \omega_o \sqrt{2}}{2} \quad (4)$$

Moc gabarytowa transformatora jest definiowana jako średnia arytmetyczna mocy uzwojeń pierwotnych i wtórnych. Ponieważ dławik ma jedno uzwojenie fazowe, napięcie wyrażone równaniem (4) należy podzielić przez dwa. Strumień magnetyczny ma potrójną częstotliwość. Dla zachowania jednakowych strat mocy możemy postużyć się następującą zależnością:

$$k \cdot B_1^{1,6} \cdot f_1 = k \cdot B_3^{1,6} \cdot 3f_1 \quad (5)$$

z której wynika, że indukcja B_3 powinna być obniżona do wartości:

$$\frac{B_3}{B_1} = 1,6 \sqrt[1,6]{\frac{1}{3}} \approx 0,5 \quad (6)$$

W praktyce przyjmuje się obniżenie indukcji do wartości w granicach od 1/2 do 2/3. Przyjmując, że indukcyjność fazy dławika jest równa indukcyjności fazy odbiornika, moc gabarytową dławika można wyrazić następująco:

$$S_{TDS} = 3 \cdot \frac{0,5}{0,5} \cdot \frac{U_{RMS}}{2} \cdot I_{01} \quad (7)$$

przy czym I_{01} jest skuteczną wartością harmonicznej podstawowej prądu fazowego odbiornika.

Z równań (4) i (7) otrzymuje się:

$$S_{TDS} = 3 \cdot \frac{\Psi_m \omega_o \sqrt{2}}{2 \cdot 2} \cdot I_{01} \quad (8)$$

Uwzględniając wartość strumienia magnetycznego, podaną na rysunku 2c, otrzymuje się:

$$S_{TDS} = \frac{3}{4} \cdot \frac{E_d \pi}{36} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{01} = 0,0926 E_d \cdot I_{01} \quad (9)$$

Moc pozorna harmonicznej podstawowej wyraża się wzorem:

$$S_{01} = 3 \cdot U_{01} \cdot I_{01} = \left(3 \cdot 1,23 \frac{E_d}{\sqrt{2}} \right) \cdot I_{01} = 2,609 I_{01} E_d \quad (10)$$

Ostatecznie otrzymuje się:

$$\frac{S_{TDS}}{S_{01}} = 0,0355 \quad (11)$$

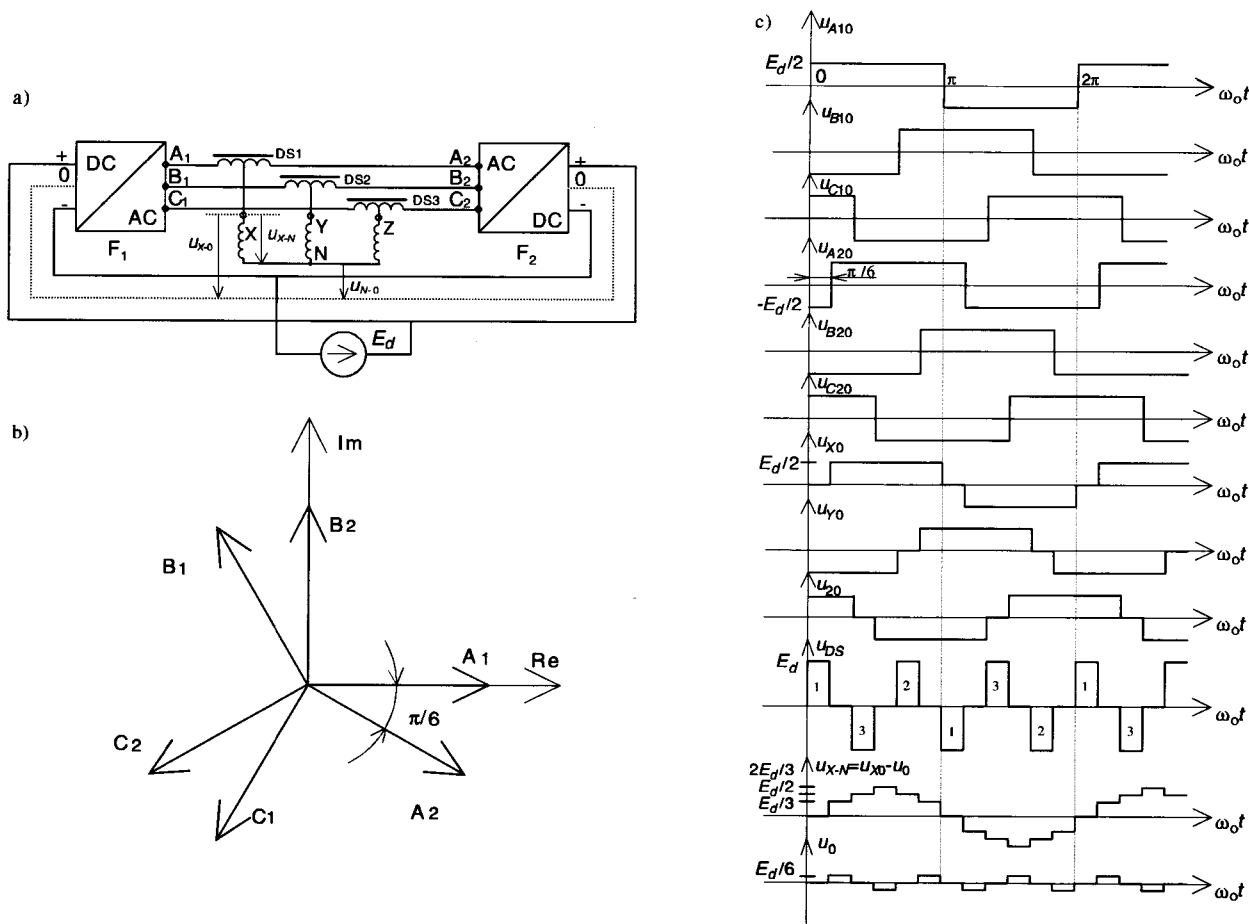
Uzyskany wynik jest zgodny z wynikiem podanym w [1].

3. POŁĄCZENIE RÓWNOLEGŁE FALOWNIKÓW NAPIĘCIA

Na rysunku 4a przedstawiono schemat prostego układu połączenia równoległego dwóch falowników napięcia, zasilających silnik indukcyjny. Uzwojenia stojana silnika dołączone są do środkowych zaczepek uzwojeń trzech dławików łączących zaciski wyjściowe falowników. Wskazy napięć wyjściowych falowników są wzajemnie przesunięte o kąt $\pi/6$ (rys. 4b). Jak wynika z przebiegów czasowych napięć zilustrowanych na rysunku 4c, napięcie odbiornika ma taki sam przebieg, jak w układzie z rysunku 2a. Przy tej samej wartości harmonicznej podstawowej napięcia moc gabarytowa dławika jest w układzie z rysunku 4a trzykrotnie większa niż w układzie z rysunku 2a. Zauważmy, że w układach z rysunku 2a i 4a przewodzą na przemian dwie i trzy fazy odbiornika trójfazowego.

4. POŁĄCZENIE RÓWNOLEGŁE DWÓCH FALOWNIKÓW NAPIĘCIA W UKŁADZIE Z OPTYMALNYM TRÓJFAZOWYM DŁAWIKIEM SPRĘŻONYM

Jako kryterium optymalizacji dławika sprzężonego przyjmuje się całkowite wyeliminowanie harmonicznych rzędu $6k \pm 1$, dla $k = 1, 3, 5, \dots$ W tym przypadku napięcie odbiornika ma przebieg dwunastoschodkowy ide-



Rys. 4. Połączenie równoległe dwóch falowników napięcia w układzie z dławikiem sprzężonym o wyprowadzonym środku uzwojenia: a) schemat układu; b) wykres wskazowy napięć wyjściowych falowników; c) przebiegi czasowe napięć

alny. Przykłady przebiegów dwunastochodkowych nie zawierających harmonicznych wspomnianego rzędu zilustrowano na rysunku 3c i 3d. Teoretycznie biorąc, idealny przebieg dwunastochodkowy napięcia doprowadzonego do zacisków odbiornika trójfazowego zapewnia układ z trójfazowym dławikiem sprzężonym TDS, przedstawiony na rysunku 5a [1, 4]. Koncepcja układu połączeń TDS oparta została na następującym założeniu: impedancja dławika powinna być równa zero dla harmonicznych rzędu $12k \pm 1$ ($k = 0, 1, 2, \dots$) oraz bardzo duża dla harmonicznych rzędu $6k \pm 1$ ($k = 1, 3, 5, \dots$). W układzie przedstawionym na rysunku 5a dwa falowniki napięcia, F1 i F2, o napięciach wyjściowych przesuniętych w fazie o kąt $\pi/6$, zasilają, poprzez układ TDS, dwa jednakowe odbiorniki trójfazowe lub dwa rozdzielone uzwojenia trójfazowe stojana maszyny indukcyjnej. Uzwojenia dławika nawinięte są na trzech oddzielnych rdzeniach magnetycznych a, b, c. Przez dobór odpowiedniej przekładni p , określającej stosunek mniejszej do większej liczby zwojów, uzyskuje się przebieg czasowy napięcia o harmonicznych rzędu $12k \pm 1$ ($k = 0, 1, 2, \dots$). W celu wyznaczenia wymaganej przekładni p oraz przebiegu czasowego napięć TDS i odbiornika, można posłużyć się metodą wektora przestrzennego, zdefiniowanego następująco [6]:

$$\underline{W} = \frac{2}{3} [\underline{W}_a + a\underline{W}_b + a^2\underline{W}_c] = |\underline{W}|e^{j\omega_o t} \quad (12)$$

przy czym a jest operatorem:

$$a = e^{j2\pi/3}; \quad a^2 = e^{j4\pi/3} = e^{-j2\pi/3} \quad (13)$$

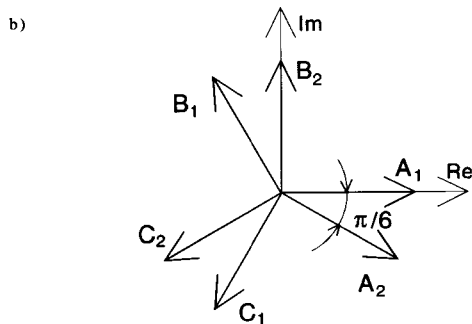
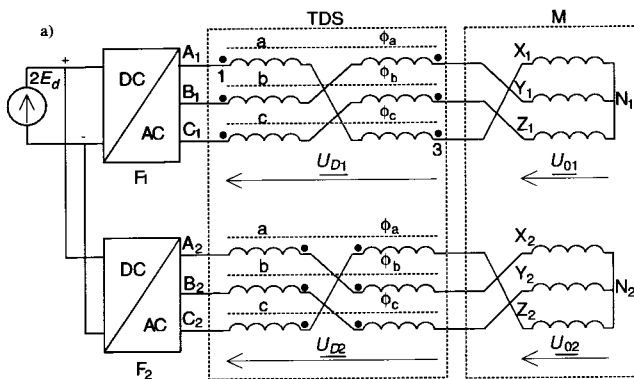
natomiast \underline{W}_a , \underline{W}_b i \underline{W}_c są wektorami napięć w osiach a, b i c.

Na podstawie rysunku 5a możemy napisać następujące zależności:

$$\underline{E}_1 = \frac{d}{dt} \Phi (1 - pa^2) + \underline{U}_{01} = \underline{U}_{D1} + \underline{U}_{01} \quad (14)$$

$$\underline{E}_2 = \frac{d}{dt} \Phi (1 - a) + \underline{U}_{02} = \underline{U}_{D2} + \underline{U}_{02} \quad (15)$$

Wykres wskazowy strumieni dla jednej fazy dławika przedstawia rysunek 6. Na podstawie tego rysunku można wyznaczyć zastępczą liczbę zwojów N_e . Spełniona jest



Rys. 5. Połączenie równoległe dwóch falowników napięcia z trójfazowym dławikiem sprzężonym w układzie zasilania dwóch trójfazowych uzwojeń maszyny indukcyjnej; a) schemat układu; b) wykres wskazowy napięć wyjściowych falowników

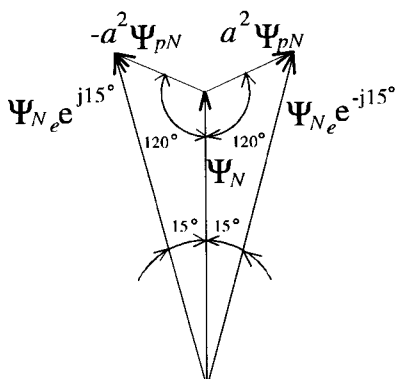
następująca zależność:

$$N_e = pN\sqrt{3}/2\sin 15^\circ = N\sqrt{3}/2\sin 45^\circ \quad (16)$$

z której wynika:

$$p = \sin 15^\circ / \sin 45^\circ = 0,366 \quad (17)$$

Napięcia dławika TDS wyrażają się więc następująco:



Rys. 6. Wykres wskazowy strumieni w dławiku TDS

$$\underline{U}_{D1} = N_e \frac{d}{dt} \Phi e^{j15^\circ} \quad (18)$$

$$\underline{U}_{D2} = -N_e \frac{d}{dt} \Phi e^{-j15^\circ} \quad (19)$$

lub

$$\underline{U}_{D1} = -\underline{U}_{D2} e^{j30^\circ} \quad (20)$$

Biorąc pod uwagę, że strumień magnetyczny — przy założeniu, że nie występuje nasycenie obwodu magnetycznego — jest proporcjonalny do prądu, otrzymuje się następujący związek pomiędzy wektorami prądów:

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_2 e^{j30^\circ} \quad (21)$$

a ponadto związek pomiędzy wektorami napięć odbiornika:

$$\underline{U}_{01} = \underline{U}_{02} e^{j30^\circ} \quad (22)$$

Wektor przestrzenny przepływu dławika wyraża się wzorem:

$$\underline{\Theta}_{TDS} = N_e \left[(1 - pa) \underline{I}_1 - (1 - pa^2) \underline{I}_2 \right] \quad (23)$$

Przyjmując $p = 0,366$ i idealny rdzeń magnetyczny ($\mu \rightarrow \infty$) zakłada się, że obwód magnetyczny jest nienasycony. Wynika stąd $\underline{\Theta}_{TDS} = 0$, a więc $\underline{I}_1 = \underline{I}_2 \exp(j30^\circ)$.

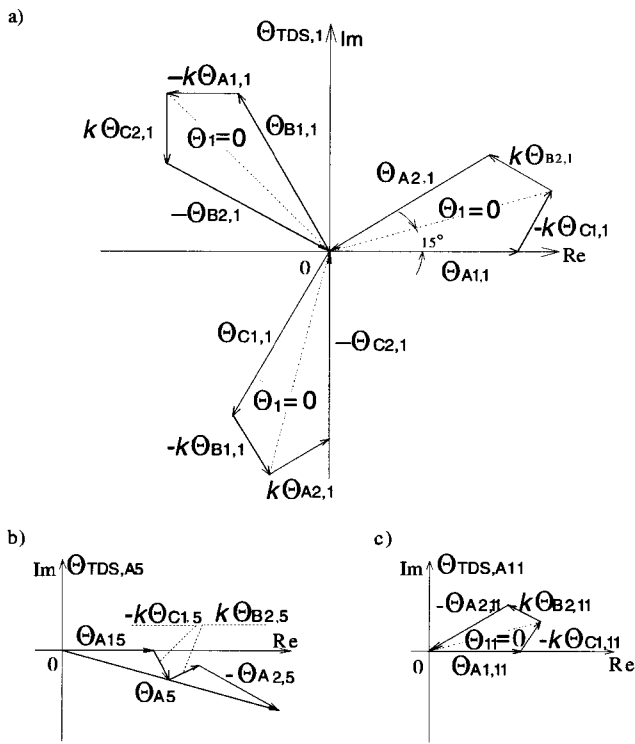
Na rysunku 7 przedstawiono wykresy wskazowe przepływów dla przykładowo wybranych harmonicznych. Wynika z nich dobitnie, że przepływy dla pierwszej i jedenastej harmonicznej są równe zero, a dla harmonicznej piątej przepływ jest różny od zera. Ogólnie: przepływy dla harmonicznych rzędu $12k \pm 1$ przyjmują wartość zero, natomiast przepływy dla harmonicznych rzędu $6k \pm 1$ są znacznie większe od zera. Niezerowe przepływy oznaczają bardzo dużą impedancję dla harmonicznych rzędu $6k \pm 1$.

Mnożąc lewą i prawą stronę równania (19) przez $\exp(j30^\circ)$ otrzymuje się:

$$\underline{E}_2 e^{j30^\circ} = \underline{U}_{02} e^{j30^\circ} + \underline{U}_{02} e^{j30^\circ} = -\underline{U}_{D1} + \underline{U}_{01} \quad (24)$$

Z równań (14) i (24) wynika, że:

$$\underline{U}_{D1} = 0,5 \left(\underline{E}_1 - \underline{E}_2 e^{j30^\circ} \right) \quad (25)$$



Rys. 7. Wykresy wskazowe przepływów w dławiku TDS: a) w obwodach magnetycznych a, b, c dla pierwszej harmonicznej; b) w obwodzie magnetycznym a dla piątej harmonicznej; c) w obwodzie magnetycznym a dla jedenastej harmonicznej

$$\underline{U}_{01} = 0,5 \left(\underline{E}_1 + \underline{E}_2 e^{j30^\circ} \right) \quad (26)$$

Biorąc pod uwagę równania (20) i (22) otrzymuje się:

$$\underline{U}_{D2} = -\underline{U}_{D1} e^{-j30^\circ} \quad (27)$$

$$\underline{U}_{02} = \underline{U}_{01} e^{-j30^\circ} \quad (28)$$

Tak więc na wyjściu TDS otrzymuje się dwa symetryczne układy napięć trójfazowych przesuniętych wzajemnie w fazie o kąt 30° . W napięciu odbiornika nie występują składowe napięcia dławika i odwrotnie.

Aby wyznaczyć przebiegi czasowe napięć dławika TDS i napięć odbiornika można posłużyć się trzema metodami.

Metoda pierwsza jest metodą częstotliwościową.

Harmoniczne rzędu $n_1 = 6k + 1$ tworzą układ zgodny, natomiast harmoniczne rzędu $n_2 = 6k - 1$ układ przeciwny. Ponadto harmoniczne $U_{m,n_1} \cos(n_1 \omega_o t)$ mają znak dodatni, natomiast harmoniczne $U_{m,n_2} \cos(n_2 \omega_o t)$ znak ujemny. W odniesieniu do układu przeciwnego spełnione jest równanie:

$$\underline{E}_2 = \underline{E}_1 e^{jn30^\circ} \quad (29)$$

natomiast dla układu zgodnego obowiązuje równanie:

$$\underline{E}_2 = \underline{E}_1 e^{-jn30^\circ} \quad (30)$$

Napięcie pierwszej fazy dławika możemy więc wyrazić następująco:

$$u_{TDS}(t) = \frac{4}{3} E_d \cdot 0,955 \left\{ 0,5 \frac{1}{n_1} \sum_{n_1} [1 - \cos(n_1 30^\circ + 30^\circ)] \cos n_1 \omega_o t - \right. \quad (31)$$

$$\left. -0,5 \frac{1}{n_2} [1 - \cos(-n_2 \omega_o t + 30^\circ)] \cos n_2 \omega_o t \right\}$$

Wyrażenie w nawiasach kwadratowych daje zawsze liczbę 2. Możemy więc równanie (31) przepisać następująco:

$$u_{TDS}(t) = \frac{4}{3} E_d \cdot 0,955 \left(\frac{1}{5} \cos 5 \omega_o t - \frac{1}{7} \cos 7 \omega_o t + \right. \quad (32)$$

$$\left. + \frac{1}{17} \cos 17 \omega_o t - \frac{1}{19} \cos 19 \omega_o t + \dots \right)$$

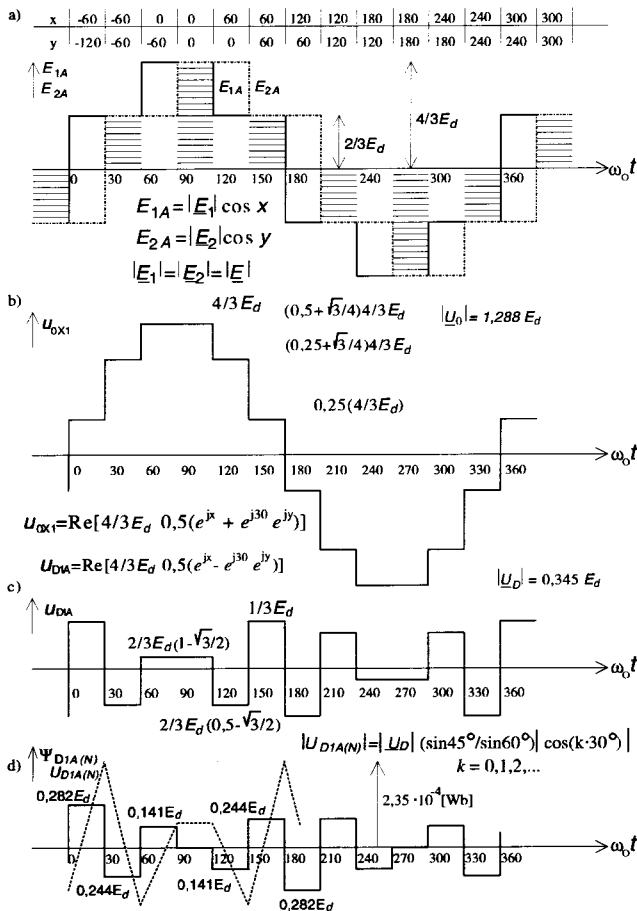
Za pomocą komputera można bardzo łatwo wyznaczyć przebieg czasowy napięcia fazowego dławika dla dostatecznie dużej liczby harmonicznych.

Analogicznie dla napięcia fazowego odbiornika u_o — przy uwzględnieniu, że harmoniczne rzędu $n_1 = 12k - 1$ tworzą układ przeciwny, natomiast harmoniczne rzędu $n_2 = 12k + 1$ układ zgodny, a ponadto, że harmoniczne $U_{m,n_1} \cos n_1 \omega_o t$ mają znak ujemny, a harmoniczne $U_{m,n_2} \cos n_2 \omega_o t$ znak dodatni — otrzymuje się następującą zależność dla pierwszej fazy:

$$u_o(t) = \frac{4}{3} E_d \cdot 0,955 \left(\cos \omega_o t - \frac{1}{11} \cos 11 \omega_o t + \frac{1}{13} \cos 13 \omega_o t - \right. \quad (33)$$

$$\left. - \frac{1}{23} \cos 23 \omega_o t + \frac{1}{25} \cos 25 \omega_o t - \dots \right)$$

Druga metoda, podana w [2], polega na wyznaczeniu położenia kąтового wektorów na podstawie przebiegu czasowego napięcia wejściowego. Wynika z niej, że wektory przestrzenne \underline{E}_1 i \underline{E}_2 pozostają na przemian w fazie lub są wzajemnie przesunięte o kąt 60° . Metoda ta jest szczegółowo objaśniona na rysunku 8, ilustrującym przebiegi czasowe napięć wejściowych, napięcia odbiornika, dławika i strumienia skojarzonego.



Rys. 8. Przebiegi czasowe w układzie z rysunku 4: a) napięcia wyjściowe falowników; b) napięcia fazowe odbiornika; c) napięcia na zaciskach dławika; d) napięcie uzwojenia N i strumień magnetyczny dławika

Trzecia metoda, najprostsza, polega na tym, że przebieg czasowy napięcia odbiornika, np. w fazie A, wyznacza się jako kolejne rzuty na oś A wypadkowego wektora napięć E_1 i E_2 , przyjmującego dyskretnie 12 położzeń kątowych, zmieniających się co 30° . Wektor taki jest utworzony przez układ elektromagnetyczny (dławik). Występuje tu analogia do wyznaczania przebiegu czasowego prądu w sieci zasilającej pobieranego przez dwunastopulsowy prostownik, o szeregowo połączonych mostkach trójfazowych zasilanych z dwóch transformatorów: o połączeniu gwiazda — gwiazda i połączeniu trójkąt — gwiazda [6].

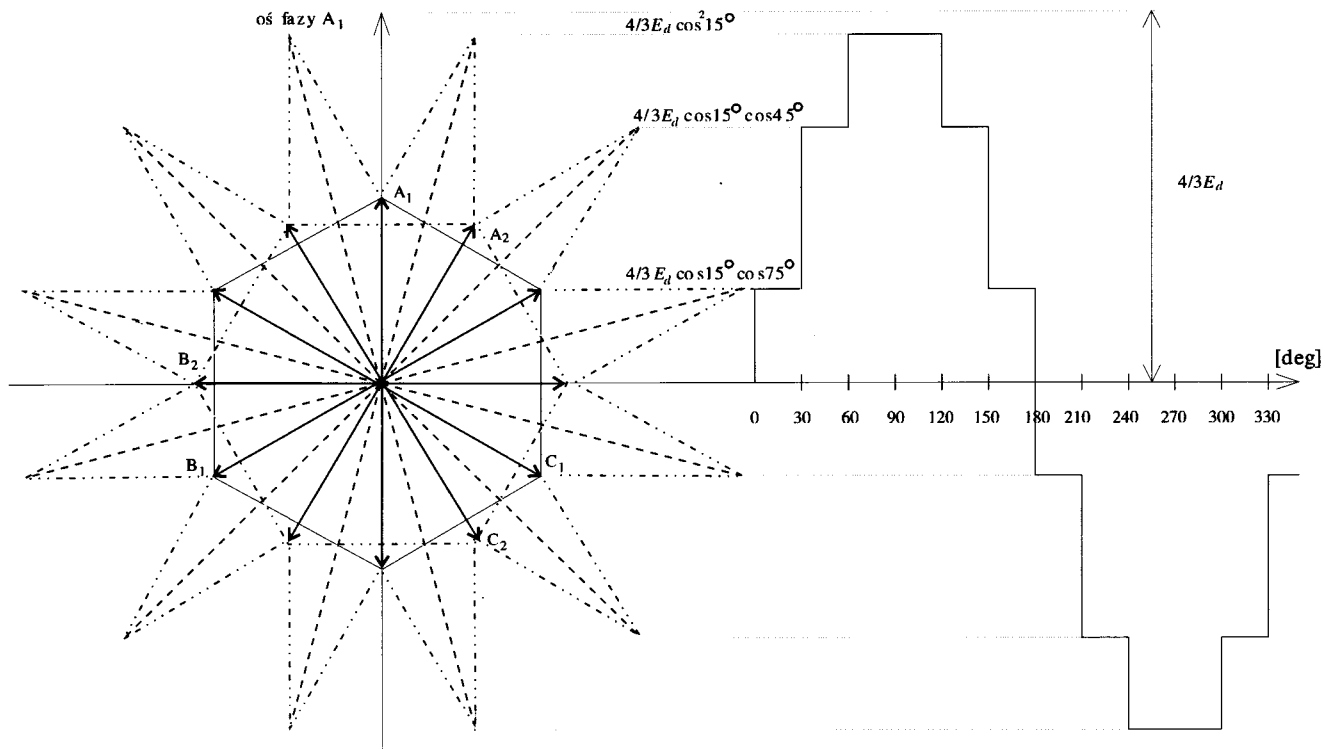
Sposób wyznaczania przebiegu czasowego napięcia odbiornika ilustruje rysunek 9. Z kolei napięcie dławika wyznacza się jako różnicę napięcia wejściowego, np. E_1 i napięcia odbiornika U_{01} . Przebieg napięcia fazowego odbiornika jest taki sam jak na rysunku 3c.

Na rysunku 10 przedstawiono wyniki badań symulacyjnych ilustrujące przebiegi czasowe napięcia odbiornika i napięcia dławika. Moc gabarytowa dławika jest określona następującym wzorem:

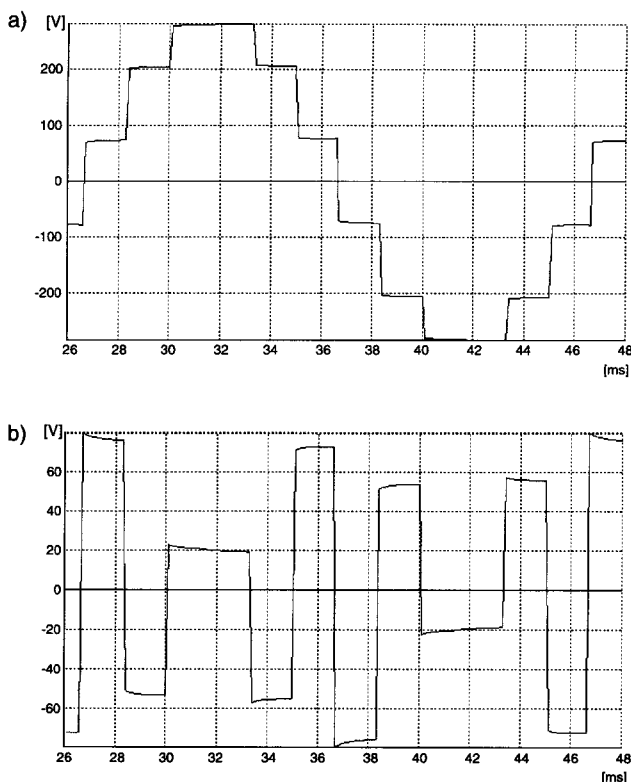
$$S_{TDS} = \frac{0,5 \cdot 3\pi\sqrt{2}}{T} \cdot \frac{2(N + pN)}{N} \cdot 2,35 \cdot 10^{-4} E_d I_{01} = 0,214 \cdot I_{01} E_d \quad (34)$$

Moc obu uzwojeń trójfazowych odbiornika jest równa:

$$S_0 = 2 \cdot 3 \cdot \frac{1,023 E_d}{\sqrt{2}} \cdot I_{01} = 4,34 I_{01} E_d \quad (35)$$



Rys. 9. Wyznaczanie przebiegu czasowego napięcia fazowego odbiornika



Rys. 10. Wyniki badań symulacyjnych układu z rysunku 5: a) napięcie fazowe odbiornika; b) napięcie na zaciskach jednej fazy dławika: $u_{TDS}(1-3)$

Moc względna dławika jest więc równa:

$$\frac{S_{TDS}}{S_0} = 0,049 \quad (36)$$

Obliczona moc względna jest nieco większa od podanej w [1]. W przypadku zastosowania dodatkowo modulacji o małej liczbie łączeń (3 do 7 w okresie) uzyskuje się dalsze zmniejszenie zawartości wyższych harmonicznych i redukcję mocy dławika [3].

5. WNIOSKI

1. Moce gabarytowe trójfazowych dławików sprzężonych w układach z rysunku 2 i rysunku 5 są zbliżone do siebie.
2. Trójfazowy dławik sprzężony z rysunku 5 eliminuje całkowicie w napięciu zasilającym odbiornik harmoniczne rzędu $6k \pm 1$, $k = 1, 3, 5, \dots$
3. W celu dalszego zmniejszenia zawartości wyższych harmonicznych w napięciu odbiornika można zastosować metodę modulacji o małej liczbie przełączeń. Daje to ponadto zmniejszenie mocy gabarytowej dławika.

LITERATURA

1. Depenbrock M., Ditteney S.: *Spannungsverhältnisse bei gekoppelten Drehstrom-Wechselrichtern*. etz. Archiv 1976, 97, 11, 668–671.
2. Depenbrock M., Niermann C.: *Netzfremdliche Gleichrichtererschaltung mit netzseitiger Saugdrossel (NSD) — Teil I: Theorie der Wechselspannungsverhältnisse*. etz. Archiv 1989, 11, 8, 241–243.
3. Gierse G., Schürmann W.: *Praktischer Betrieb eines Doppelwechsellichtersystems mit Drehstromsaugdrossel*. etz. Archiv 1985, 7, 7, 219–224.
4. Humphrey A. J., Mokrytzki B.: *Inverter paralleling reactors*. International Power Conference, Baltimore, Mai, 1972. IEEE, New York 1972, 244–246.
5. Ramakers H., Sasing R.: *Darstellung und Bestimmung der Lastspannungs-Zeitverläufe eines Drehstromsaugdrossel-gekoppelten Doppelwechsellichter-Systems durch Raumzeiger*. etz. Archiv 1984, 6, 5, 195–197.
6. Tunia H., Winiarski B.: *Energoelektronika*. WNT, Warszawa 1994.



Prof. zw. dr inż. Henryk Tunia

Politechnika Warszawska, Wydział Elektryczny, Instytut Sterowania i Elektroniki Przemysłowej. Urodzony w 1925 roku. Ukończył Wydział Elektryczny Politechniki Śląskiej w Gliwicach w 1950 r. Doktoryzował się w 1960 roku na Wydziale Elektrycznym Politechniki Warszawskiej. Od roku 1973 jest profesorem na Wydziale Elektrycznym Politechniki Warszawskiej. Przez 10 lat był dziekanem tego wydziału.

W latach 1970–1995 pełnił obowiązki kierownika Zakładu Elektroniki Przemysłowej w Instytucie Sterowania i Elektroniki Przemysłowej. Twórca nowej dziedziny nauki — energoelektroniki. Jego działalność naukowa jest związana z teorią i aplikacją układów energoelektronicznych. Autor i współautor ponad 60 artykułów naukowych, 16 monografii, 35 patentów i 180 opracowań naukowo-badawczych. Członek Komitetu Badań Naukowych i Warszawskiego Towarzystwa Naukowego.



Prof. dr hab. inż. Roman Barlik

Profesor nadzwyczajny Politechniki Warszawskiej, Wydział Elektryczny, Instytut Sterowania i Elektroniki Przemysłowej. Urodzony w Bydgoszczy, 26 lipca 1947 r. Studia wyższe ukończył na Wydziale Elektrycznym Politechniki Warszawskiej w 1972 r. W roku 1977 uzyskał stopień doktora nauk technicznych w dziedzinie energoelektroniki, a stopień doktora habilitowanego w 1988 r. Jest autorem wielu

publikacji, patentów i opracowań naukowo-badawczych z zakresu optymalizacji parametrów przekształtników, energoelektronicznych układów napędowych, metod sterowania mikroprocesorowego przekształtników PWM.



Dr inż. Piotr Mysiak

Adiunkt w Katedrze Automatyki Okrętowej Wyższej Szkoły Morskiej w Gdyni. Urodzony w Łodzi, 2 lipca 1959 roku. Studia wyższe ukończył w 1984 na Wydziale Elektrycznym Politechniki Łódzkiej, oraz w 1993 na Wydziale Elektrycznym Wyższej Szkoły Morskiej w Gdyni. W roku 1996 uzyskał stopień doktora nauk technicznych w dziedzinie energoelektroniki. Jest autorem wielu publikacji i opracowań naukowo-badawczych z zakresu zabezpieczeń przekształtników energoelektronicznych oraz minimalizacji negatywnego oddziaływania tych urządzeń na sieć zasilającą.