

PRZEKSZTAŁTNIKI MATRYCOWE ¹⁾

Matrix Converters

Stanisław PIRÓG

Akademia Górniczo-Hutnicza

Streszczenie: W artykule przedstawiono ogólny opis przekształtnika matrycowego i szczególny przypadek przekształtnika o wymiarach 3x3. Podano propozycję sterowania łącznikami przekształtnika 3x3. Porównano przekształtnik matrycowy 3x3 z układem zawierającym dwa trójfazowe inwerty napięcia PWM z pośrednim dynamicznym źródłem napięcia stałego (kondensatorem).

Summary: The article presents a general description of matrix converters and a particular case of a 3x3 converter. The author is suggesting a method of controlling the 3x3 converter switches. The 3x3 matrix converter is compared with a circuit comprising two three-phase PWM voltage inverters with a buffer dynamic DC source (capacitor).

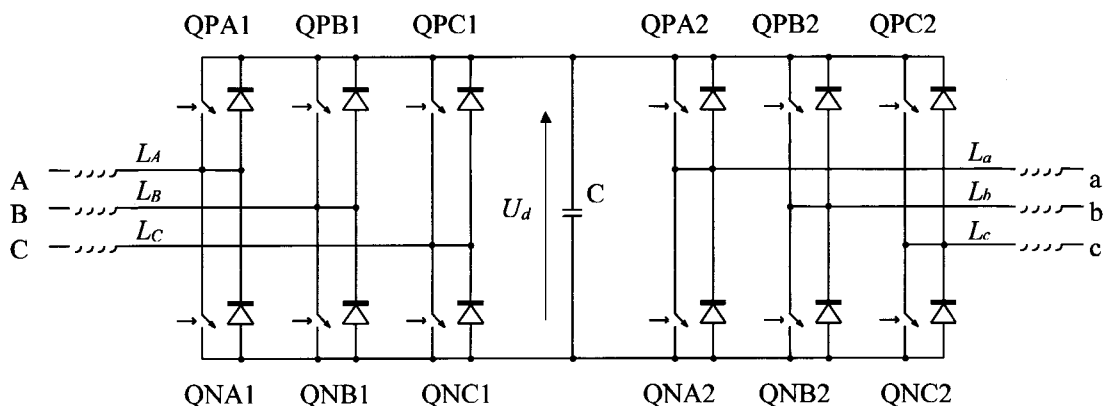
1. ZASADA DZIAŁANIA PRZEKSZTAŁTNIKA MATRYCOWEGO

Sprzężanie N fazowego źródła o częstotliwości f_N ze źródłem o liczbie faz m i o częstotliwości f_m realizuje się zwykle poprzez sztucznie utworzone pomocnicze źródło napięcia (prądu) stałego. Przykładem może być sprzężenie dynamicznych źródeł prądu za pomocą dwu trójfazowych inwerty rozdzielenych poprzecznym kondensatorem, pełniącym funkcję pomocniczego źródła napięcia stałego.

Oba inwerty są sterowane tak, aby poprzez modulację impulsową kształtować przebiegi prądów faz obu źródeł. Jednym z tych źródeł jest zwykle sieć elektroenergetyczna, a drugim silnik prądu przemiennego.

Przykładem bezpośredniego przekształcania energii elektrycznej może być cyklokonwertyr, służący do zasilania z trójfazowego źródła o stałej częstotliwości i stałej skutecznej wartości podstawowej harmonicznej napięcia jedno- lub trójfazowych silników prądu przemiennego. Cyklokonwertyry są realizowane z trójfazowych nawrotnych przekształtników tyrystorowych o komutacji sieciowej. Opis i analiza tych przekształtników ma bogatą literaturę (np. [8, 11]).

Innym sposobem przekształcania i wymiany energii elektrycznej pomiędzy źródłami jest zastosowanie tzw. przekształtników matrycowych (macierzowych) zmieniających z dużą częstotliwością różne kombinacje bezpośrednich połączeń faz obu sprzężanych źródeł energii (bez



Rys. 1. Sprzężenie dwu trójfazowych dynamicznych źródeł prądu za pomocą inwerty rozdzielenych poprzecznym kondensatorem, pełniącym funkcję pomocniczego źródła napięcia stałego

1) Praca finansowana przez Komitet Badań Naukowych w ramach projektu badawczego nr 8550200407 pt. „Przekształtniki matrycowe w układach kompensacji nieaktywnych składowych prądu”

magazynowania chwilowych różnic energii obu źródeł w elemencie biernym).

Na rysunku 2 przedstawiono ogólny schemat przekształtnika matrycowego oraz realizację jednego dwukierunkowego łącznika tranzystorowego (IGBT) stanowiącego podstawowy element takich przekształtników. Sterowanie bramek obu tranzystorów względem wspólnych emiterów upraszcza galwaniczną separację pomiędzy układem sterowania przekształtnika a układami złączania tranzystorów.

Przekształtnik taki sprzęga N -fazowe symetryczne źródło napięcia o częstotliwości f_N z symetrycznym m -fazowym dynamicznym źródłem prądu o częstotliwości f_m . Na wejściach N -fazowego źródła wprowadzono kondensatory w celu eliminacji wpływu indukcyjności wewnętrznych rzeczywistego źródła (połączenia, reaktancje rozproszenia transformatorów, reaktancje generatorów). Kondensatory te powodują, że w stanach dynamicznych źródło to ma cechy źródła napięcia i może być sprzęgane z m -fazowym dynamicznym źródłem prądu (z niezerowymi wartościami indukcyjności wewnętrznych).

Stan łączników przekształtnika opisuje macierz (matryca) o wymiarach $N \times m$:

$$\|M\| = \begin{pmatrix} S_{Aa} & S_{Ab} & \dots & S_{Am} \\ S_{Ba} & S_{Bb} & \dots & S_{Bm} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{Na} & S_{Nb} & \dots & S_{Nm} \end{pmatrix} \quad (1)$$

Każdy z jej elementów związany z fazą u źródła napięcia oraz z fazą i dynamicznego źródła prądu przyjmuje wartość:

$$S_{ui} = \begin{cases} 1 - \text{łącznik zamknięty} \\ 0 - \text{łącznik otwarty} \end{cases} \quad (2)$$

Elementy tej macierzy muszą w każdej chwili przyjmować takie wartości, by nie nastąpiło zwarcie faz źródła napięcia oraz by zawsze istniała droga dla prądu każdej fazy dynamicznego źródła prądu.

W celu wykluczenia zwarcia faz źródła napięcia, w każdej kolumnie może być tylko zamknięty jeden łącznik, czyli suma wyrazów każdej kolumny zawsze musi być równa jeden:

$$\sum_{u=A}^N S_{ua} = \sum_{u=A}^N S_{ub} = \dots = \sum_{u=A}^N S_{um} = 1 \quad (3)$$

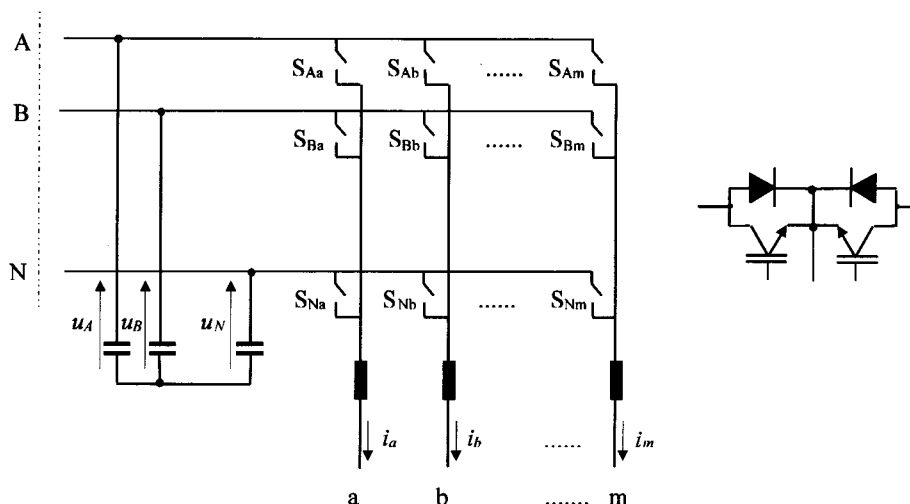
Jeżeli w każdej kolumnie będzie zawsze zamknięty jeden łącznik, to będzie istnieć droga dla prądu każdej fazy źródła prądu. Liczba zamkniętych łączników (czyli suma wszystkich wyrazów macierzy) zawsze musi być równa liczbie faz dynamicznego źródła prądu:

$$\sum_{i=a}^m \sum_{u=A}^N S_{ui} = m \quad (4)$$

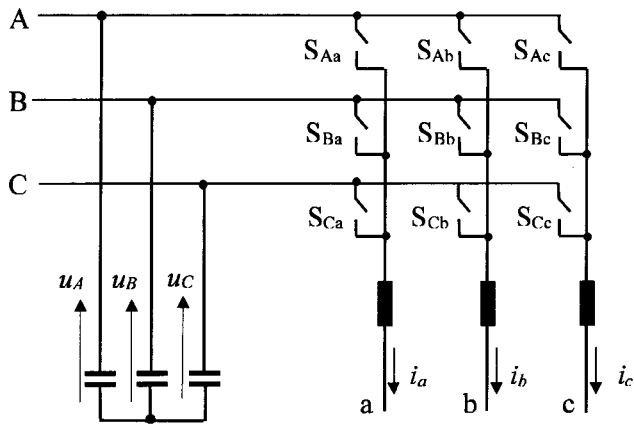
Łączniki stosowane do realizacji przekształtników matrycowych można wykonać z tranzystorów IGBT, jak to pokazano na rysunku 2. Każdy łącznik składa się z dwu przeciwnoległe połączonych tranzystorów, wyposażonych w szeregowo diody zabezpieczające przed skutkami napięcia wstecznego, występującego na nie zamkniętym łączniku. Tranzystory łączników mają skończony, i zależny od ich indywidualnych cech, czas zamknięcia się i blokowania. Może to prowadzić do występowania przez pewien czas, w trakcie przełączania łączników półprzewodnikowych, jednoczesnego przewodzenia łącznika wyłączanego i zamkniętego, połączonych z tą samą fazą dynamicznego źródła prądu. Prowadzi to do zwarcia pomiędzy fazami źródła napięcia. Spełnienie warunku (3) wymaga, aby komutacja prądu danej fazy źródła prądu na inną fazę źródła napięcia odbywała się natychmiast. Aby osiągnąć poprawną komutację, należy indywidualnie zamknąć tranzystory każdego łącznika. Zostanie to pokazane na przykładzie przekształtnika matrycowego 3x3.

2. PRZEKSZTAŁTNIK MATRYCOWY 3x3

Przykładem przekształtnika matrycowego może być układ o wymiarach 3x3, pokazany na rysunku 3, służący do bezpośredniego przetwarzania energii trójfazowej sieci elektroenergetycznej na energię o parametrach potrzeb-



Rys. 2. Schemat ogólny przekształtnika matrycowego oraz realizacja jednego dwukierunkowego łącznika tranzystorowego (IGBT)



Rys. 3. Schemat matrycowego przekształtnika o wymiarach 3x3

nych do zasilania i regulacji prędkości trójfazowego silnika indukcyjnego.

Dla przekształtnika 3x3 obowiązuje:

$$\sum_{u=A}^N S_{ua} = \sum_{u=A}^N S_{ub} = \sum_{u=A}^N S_{uc} = 1 \quad (5)$$

$$\sum_{i=a}^c \sum_{u=A}^C S_{ui} = 3 \quad (6)$$

Oznacza to, że jednocześnie załączone muszą być trzy łączniki — po jednym w każdej fazie dynamicznego źródła prądu.

Chwilowa wartość napięć międzyfazowych źródła prądu jest związana z napięciami źródła napięcia i stanem łączników przekształtnika:

$$\underline{u}_i = K \underline{u}_u \quad (7)$$

gdzie:

$\underline{u}_i, \underline{u}_u$ — wektor 3x1 napięć międzyfazowych trójfazowych źródeł prądu i napięcia,

K — macierz przejścia.

W tabeli 1 zapisano wszystkie dopuszczalne stany łączników przekształtnika matrycowego 3x3.

Na podstawie tabeli 1 i rysunku 3 można zapisać generowany przez przekształtnik wektor napięcia dynamicznego źródła prądu:

$$\begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} - S_{Ab} & S_{Ba} - S_{Bb} & S_{Ca} - S_{Cb} \\ S_{Ab} - S_{Ac} & S_{Bb} - S_{Bc} & S_{Cb} - S_{Cc} \\ S_{Ac} - S_{Aa} & S_{Bc} - S_{Ba} & S_{Cc} - S_{Ca} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{AB} \\ u_{BC} \\ u_{CA} \end{bmatrix} \quad (8)$$

Tabela 1.

		Stan łączników									Połączenie			Napięcie wyjściowe		
		S_{Aa}	S_{Ab}	S_{Ac}	S_{Ba}	S_{Bb}	S_{Bc}	S_{Ca}	S_{Cb}	S_{Cc}	a	b	c	u_{ab}	u_{bc}	u_{ca}
1	V_{0A}	1	1	1	0	0	0	0	0	0	A	A	A	0	0	0
2	V_{0B}	0	0	0	1	1	1	0	0	0	B	B	B	0	0	0
3	V_{0C}	0	0	0	0	0	0	1	1	1	C	C	C	0	0	0
4	V_{1AB}				0	1	1	0	0	0	A	B	B	u_{AB}	0	$-u_{AB}$
5	V_{2AB}				0	0	1	0	0	0	A	A	B	0	u_{AB}	$-u_{AB}$
6	V_{3AB}				1	0	1	0	0	0	B	A	B	$-u_{AB}$	u_{AB}	0
7	V_{4AB}				1	0	0	0	0	0	B	A	A	$-u_{AB}$	0	u_{AB}
8	V_{5AB}				1	1	0	0	0	0	B	B	A	0	$-u_{AB}$	u_{AB}
9	V_{6AB}				0	1	0	0	0	0	A	B	A	u_{AB}	$-u_{AB}$	0
10	V_{1BC}	0	0	0				0	1	1	B	C	C	u_{BC}	0	$-u_{BC}$
11	V_{2BC}	0	0	0				0	0	1	B	B	C	0	u_{BC}	$-u_{BC}$
12	V_{3BC}	0	0	0				1	0	1	C	B	C	$-u_{BC}$	u_{BC}	0
13	V_{4BC}	0	0	0				1	0	0	C	B	C	$-u_{BC}$	0	u_{BC}
14	V_{5BC}	0	0	0				1	1	0	C	C	B	0	$-u_{BC}$	u_{BC}
15	V_{6BC}	0	0	0				0	1	0	B	C	B	u_{BC}	$-u_{BC}$	0
16	V_{1CA}	0	1	1	0	0	0				C	A	A	u_{CA}	0	$-u_{CA}$
17	V_{2CA}	0	0	1	0	0	0				C	C	A	0	u_{CA}	$-u_{CA}$
18	V_{3CA}	1	0	1	0	0	0				A	C	A	$-u_{CA}$	u_{CA}	0
19	V_{4CA}	1	0	0	0	0	0				A	C	C	$-u_{CA}$	0	u_{CA}
20	V_{5CA}	1	1	0	0	0	0				A	A	C	0	$-u_{CA}$	u_{CA}
21	V_{6CA}	0	1	0	0	0	0				C	A	C	u_{CA}	$-u_{CA}$	0
22		1	0	0	0	1	0	0	0	1	A	B	C	u_{AB}	u_{BC}	u_{CA}
23		1	0	0	0	0	1	0	1	0	A	C	B	$-u_{CA}$	$-u_{BC}$	$-u_{AB}$
24		0	0	1	1	0	0	0	1	0	B	C	A	u_{BC}	u_{CA}	u_{AB}
25		0	1	0	1	0	0	0	0	1	B	A	C	$-u_{AB}$	$-u_{BC}$	$-u_{CA}$
26		0	1	0	0	0	1	1	0	0	C	A	B	u_{CA}	u_{BC}	u_{AB}
27		0	0	1	0	1	0	1	0	0	C	B	A	$-u_{BC}$	$-u_{CA}$	$-u_{AB}$

Tabela 2.

		u_i	Φ	u_{ab}	u_{bc}	u_{ca}
1	V_{0A}	0	-	0	0	0
2	V_{0B}	0	-	0	0	0
3	V_{0C}	0	-	0	0	0
4	V_{1AB}	$2\sqrt{2}U \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$	$\frac{\pi}{6}$	u_{AB}	0	$-u_{AB}$
5	V_{2AB}	$2\sqrt{2}U \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$	$\frac{\pi}{2}$	0	u_{AB}	$-u_{AB}$
6	V_{3AB}	$2\sqrt{2}U \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$	$\frac{5\pi}{6}$	$-u_{AB}$	u_{AB}	0
7	V_{4AB}	$2\sqrt{2}U \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$	$-\frac{5\pi}{6}$	$-u_{AB}$	0	u_{AB}
8	V_{5AB}	$2\sqrt{2}U \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$	$-\frac{\pi}{2}$	0	$-u_{AB}$	u_{AB}
9	V_{6AB}	$2\sqrt{2}U \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$	$-\frac{\pi}{6}$	u_{AB}	$-u_{AB}$	0
10	V_{1BC}	$2\sqrt{2}U \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$	$\frac{\pi}{6}$	u_{BC}	0	$-u_{BC}$
11	V_{2BC}	$2\sqrt{2}U \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$	$\frac{\pi}{2}$	0	u_{BC}	$-u_{BC}$
12	V_{3BC}	$2\sqrt{2}U \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$	$\frac{5\pi}{6}$	$-u_{BC}$	u_{BC}	0
13	V_{4BC}	$2\sqrt{2}U \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$	$-\frac{5\pi}{6}$	$-u_{BC}$	0	u_{BC}
14	V_{5BC}	$2\sqrt{2}U \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$	$-\frac{\pi}{2}$	0	$-u_{BC}$	u_{BC}
15	V_{6BC}	$2\sqrt{2}U \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$	$-\frac{\pi}{6}$	u_{BC}	$-u_{BC}$	0
16	V_{1CA}	$2\sqrt{2}U \cos\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right)$	$\frac{\pi}{6}$	u_{CA}	0	$-u_{CA}$
17	V_{2CA}	$2\sqrt{2}U \cos\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right)$	$\frac{\pi}{2}$	0	u_{CA}	$-u_{CA}$
18	V_{3CA}	$2\sqrt{2}U \cos\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right)$	$\frac{5\pi}{6}$	$-u_{CA}$	u_{CA}	0
19	V_{4CA}	$2\sqrt{2}U \cos\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right)$	$-\frac{5\pi}{6}$	$-u_{CA}$	0	u_{CA}
20	V_{5CA}	$2\sqrt{2}U \cos\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right)$	$-\frac{\pi}{2}$	0	$-u_{CA}$	u_{CA}
21	V_{6CA}	$2\sqrt{2}U \cos\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right)$	$-\frac{\pi}{6}$	u_{CA}	$-u_{CA}$	0
22		$\sqrt{3}\sqrt{2}U$	$\frac{\pi}{6} + \omega t$	u_{AB}	u_{BC}	u_{CA}
23		$\sqrt{3}\sqrt{2}U$	$\frac{\pi}{6} - \omega t$	$-u_{CA}$	$-u_{BC}$	$-u_{AB}$
24		$\sqrt{3}\sqrt{2}U$	$-\frac{\pi}{2} + \omega t$	u_{BC}	u_{CA}	u_{AB}
25		$\sqrt{3}\sqrt{2}U$	$\frac{5\pi}{6} - \omega t$	$-u_{AB}$	$-u_{BC}$	$-u_{CA}$
26		$\sqrt{3}\sqrt{2}U$	$\frac{5\pi}{6} + \omega t$	u_{CA}	u_{BC}	u_{AB}
27		$\sqrt{3}\sqrt{2}U$	$-\frac{\pi}{2} - \omega t$	$-u_{BC}$	$-u_{CA}$	$-u_{AB}$

Na wykresie wskazowym napięć źródła napięcia (rys. 4) gwiazdkami (*) oznaczono punkty naturalnej komutacji. Poszczególne napięcia międzyfazowe znajdujące się pomiędzy tymi punktami mają największe chwilowe wartości spośród wszystkich napięć. Przedziały czasu, w których powinny być aktywne łączniki połączone z poszczególnymi fazami można wyznaczyć na podstawie sygnałów logicznych informujących o znaku napięć międzyfazowych.

Na rysunku 4 pokazano, dla przykładu, sposób wyznaczania przedziału czasu pracy przekształtnika pod wpływem napięcia międzyfazowego u_{AB} . Zgodnie z tym rysunkiem, przewodzenie pod wpływem napięcia u_{AB} przez łączniki S_{Ai} oraz S_{Bi} , oznaczone jako AB, lub przewodzenie pod wpływem napięcia $-u_{AB}$ oznaczone jako BA, odbywa się, gdy spełnione są następujące warunki logiczne:

$$AB = \overline{S_{BC}} \overline{S_{CA}} \quad (13)$$

$$BA = S_{BC} S_{CA} \quad (14)$$

gdzie:

- S_{jk} — funkcja logiczna o wartości wysokiej, gdy napięcie pomiędzy fazami jk jest dodatnie,
- $\overline{S_{jk}}$ — negacja funkcji S_{jk} .

Analogicznie:

$$BC = \overline{S_{CA}} \overline{S_{AB}} \quad (15)$$

$$CB = S_{CA} S_{AB} \quad (16)$$

oraz

$$CA = \overline{S_{AB}} \overline{S_{BC}} \quad (17)$$

$$AC = S_{AB} S_{BC} \quad (18)$$

Prądy faz dynamicznego źródła prądu mogą być kształtowane przez histerezowe regulatory prądu na podstawie zadanych przez układ regulacji przebiegów prądów poszczególnych faz dynamicznego źródła prądu, podobnie jak się to realizuje w trójfazowych inwerterach napięcia z kształtowanymi przebiegami prądu. Sygnały sterujące z każdego regulatora histerezowego należy kierować, w poszczególnych fazach dynamicznego źródła prądu, do łączników, które są połączone z aktualnie wykorzystywanymi fazami źródła napięcia. Jeżeli przewodzenie odbywa się pod wpływem ujemnej półfali napięcia międzyfazowego, należy zanegować sygnały logiczne kierowane do odpowiednich łączników.

Poszczególne łączniki mogą być sterowane z wyjścia układu kontrolującego kształtowanie prądów dynamicznego źródła prądu, np. z wyjść trzech komparatorów histerezowych, podobnie jak w układzie sterowania trójfazowego inwertera napięcia z kształtowanymi przebiegami prądów. W każdej 1/6 okresu sterowanie łączników związanych z fazą i dynamicznego źródła prądu powinno realizować następujące funkcje logiczne:

$$S_{Ai} = S_i (AB \vee AC) \vee \overline{S_i} (BA \vee CA) \quad (19)$$

$$S_{Bi} = S_i (BC \vee CA) \vee \overline{S_i} (CB \vee BC) \quad (20)$$

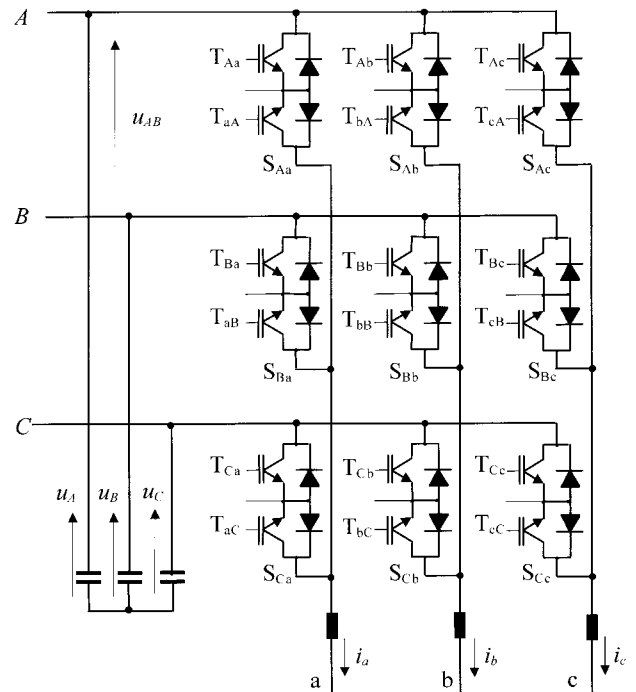
$$S_{Ci} = S_i (CA \vee CB) \vee \overline{S_i} (AC \vee BC) \quad (21)$$

gdzie:

- S_i — funkcja logiczna określająca sterowanie łączników gałęzi i (fazy i) inwertora mostkowego,
- \vee — operator sumy logicznej (alternatywy).

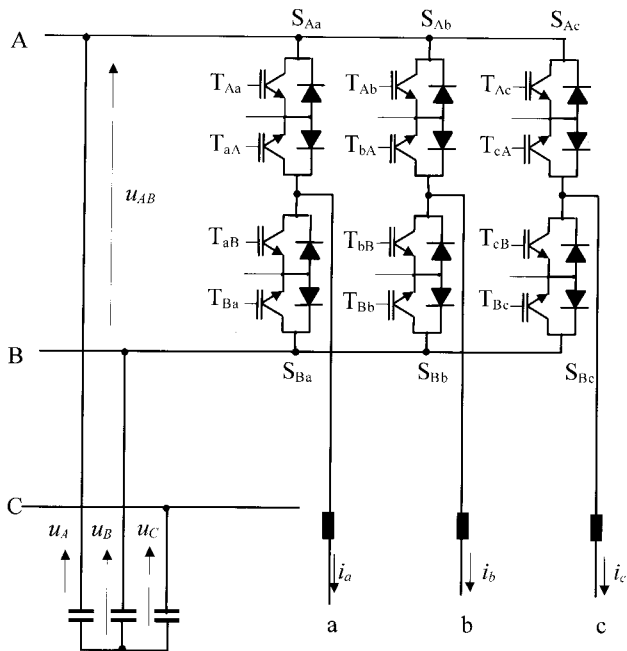
Łączniki wykonane z tranzystorów mają niezerowe czasy załączania i wyłączania. Powoduje to, że należy tak sterować poszczególne tranzystory (łączniki jednokierunkowe), aby nie zawsze (niezależnie od przedłużonego procesu załączania i wyłączania tranzystorów) spełnione były warunki (5) i (6).

Na rysunku 5 pokazano schemat przekształtnika matrycowego 3x3, zrealizowanego z tranzystorów IGBT. W każdej 1/6 okresu źródła napięcia sterowanie, realizujące wektory 1–21, angażuje 6 łączników, połączonych z tymi dwoma fazami źródła napięcia, pomiędzy którymi chwilowa wartość napięcia jest największa.



Rys. 5. Schemat przekształtnika matrycowego 3x3 zrealizowanego z tranzystorów IGBT

Na rysunku 6 pokazano układ, jaki powstaje, gdy napięcie międzyfazowe u_{AB} ma największą wartość ze wszystkich napięć międzyfazowych. W takim stanie wszystkie łączniki związane z fazą C źródła napięcia nie są załączane. Łączniki związane z dwoma przewodzącymi fazami



Rys. 6. Elementy uczestniczące w przekształcaniu energii, gdy napięcie u_{AB} ma największą wartość ze wszystkich napięć międzyfazowych źródła napięcia

mi (w tym przypadku A i B) tworzą układ podobny do inwertera mostkowego zasilanego napięciem stałym o biegunowości napięcia u_{AB} .

W układzie tym tranzystory T_{Aa} , T_{Ab} , T_{Ac} oraz T_{aB} , T_{bB} , T_{cB} są impulsowane podobnie jak tranzystory w inwerterze mostkowym. Tranzystory T_{aA} , T_{bA} , T_{cA} oraz T_{Ba} , T_{Bb} , T_{Bc} powinny przez daną $1/6$ okresu źródła napięcia pozostać załączone trwale, aby z odpowiednimi diodami pełnić rolę diod rozładowczych.

W celu uniknięcia zwarcia pomiędzy fazami źródła napięcia załączanie każdego tranzystora powinno odbywać się z pewnym opóźnieniem w stosunku do momentu wyłączenia drugiego impulsowanego tranzystora w danej gałęzi (związanego z tą samą fazą dynamicznego źródła prądu).

Uwzględniając zależności (19), (20) i (21) oraz spostrzeżenie, że w każdej $1/6$ okresu tworzy się z 6 łączników — struktura podobna do inwertera mostkowego — można zapisać warunki na sterowanie poszczególnych tranzystorów przekształtnika matrycowego 3x3:

$$T_{Ai} = S_i(AB \vee AC) \vee \bar{S}_i(BA \vee CA) \quad T_{iA} = AB \vee AC \quad (22)$$

$$T_{Bi} = S_i(BC \vee BA) \vee \bar{S}_i(CB \vee BC) \quad T_{iB} = BC \vee BA \quad (23)$$

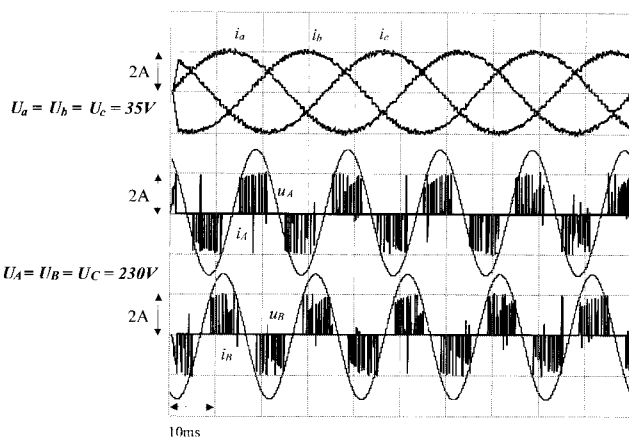
$$T_{Ci} = S_i(CA \vee CB) \vee \bar{S}_i(AC \vee BC) \quad T_{iC} = CA \vee CB \quad (24)$$

Załączanie poszczególnych tranzystorów w sposób wynikający z zależności (22)–(24) musi być zmieniony podczas zmiany faz źródła napięcia uczestniczących w pracy przekształtnika, tak by wyeliminować możliwość zwarcia międzyfazowych. W punkcie naturalnej komutacji należy wywołać wektor zerowy realizowany poprzez

przyłączenie wszystkich faz źródła prądu do tej fazy źródła napięcia, która uczestniczy w tworzeniu kolejnego napięcia o największe wartości chwilowej. Przykładowo, przejście z przewodzenia faz AB na przewodzenie faz AC powinno się odbyć poprzez wektor zerowy V_{0A} . Po wywołaniu tego stanu należy zablokować wszystkie łączniki związane z fazą B, a następnie kontynuację sterowania, tak jak dla inwertera mostkowego, realizowanego przez pozostałe łączniki, zasilanego napięciem u_{CA} .

Z przedstawionego opisu wynika, że algorytm sterowania przekształtnikiem matrycowym 3x3 jest bardzo złożony i może być realizowany poprzez odpowiednio oprogramowany sterownik mikroprocesorowy.

Paczka impulsów prądu każdej fazy źródła napięcia trwa przez $1/3$ okresu, gdyż przez każdą fazę płynie prąd pod wpływem dwu kolejno przechodzących przez wartości amplitudowe napięć międzyfazowych, podobnie jak w mostkowym trójfazowym prostowniku diodowym (np. prąd fazy A jest wynikiem przewodzenia przez fazy AB i AC). Impulsy prądu źródła napięcia mogą być filtrowane przez filtr pasywny, podobnie jak w przypadku innych przekształtników impulsowych.



Rys. 7. Przebiegi w układzie modelowanym przekształtnika matrycowego 3x3

Na rysunku 7 pokazano przebiegi otrzymane w układzie modelowanym w pakiecie IsSpice, z zastosowaniem sterowania opisanego w tym rozdziale. Trójfazowe źródło prądowe miało sinusoidalne napięcie wewnętrzne o częstotliwości 20 Hz i wartości skutecznej 35 V, a źródło napięciowe o częstotliwości 50 Hz miało sinusoidalne napięcia fazowe o skutecznej wartości 230 V. Zadawane prądy faz źródła prądowego miały symetryczne przebiegi sinusoidalne o amplitudzie 2 A i częstotliwości 20 Hz. Przez fazy źródła napięcia płynie prąd w postaci paczek krótkich impulsów o szerokości $1/3$ okresu źródła napięcia, położonych symetrycznie w stosunku do przejścia napięć fazowych przez wartości amplitudowe. Impulsy te mają wartość zero, gdy realizowany jest zerowy wektor napięciowy. Dla wektorów aktywnych amplituda impulsu jest równa chwilowej wartości prądu jednej z faz źródła prądowego (tej fazy, której odpowiada aktualna realizacja napięciowego wektora wirującego, utworzonego w danej $1/6$ okresu napięcia źródła napięciowego układu mostko-

Tablica 3.

	Przekształtnik matrycowy 3x3 (rys. 5)	Prostownik + falownik (rys. 1)
Liczba tranzystorów	$2 \times 9 = 18$	$2 \times 6 = 12$
Liczba diod	$2 \times 9 = 18$	$2 \times 6 = 12$
Maksymalna wartość napięcia na elementach	$U_{\max} = \sqrt{2} U_p$	$U_{\max} \gg \sqrt{2} U_p$
Kondensatory	na zaciskach źródła napięcia 3 szt.	w obwodzie pośredniczącym napięcia stałego 1 szt.
Maksymalna wartość podstawowej harmonicznej napięcia na zaciskach źródła prądu	$U_{I\max} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_p \frac{\sqrt{6}}{\pi} = 1,05 U_p$	$U_{I\max} > U_p$
Prąd fazy źródła napięcia	Paczki impulsów o modulowanej szerokości. Szerokość paczki T/3, szerokość przerwy T/6.	Przebieg prawie sinusoidalny współfazowy z napięciem
Inne	Złożone sterowanie	Jednakowe sterowanie prostownika i falownika. Możliwa dodatkowo aktywna filtracja innego nieliniowego i niesymetrycznego obciążenia

wego, zasilanego jednym z napięć międzyfazowych).

Paczki impulsów, o szerokości 1/3 okresu częstotliwości źródła napięcia, można przesuwając w lewo lub w prawo w stosunku do przejścia napięcia fazowego przez wartość amplitudową. Odpowiada to rozpoczęciu przewodzenia przez dane dwie fazy źródła napięcia z pewnym wyprzedzeniem lub opóźnieniem w stosunku do punktu naturalnej komutacji. Takie przesunięcie załączania kolejnych dwu faz do przewodzenia powoduje zmianę przesunięcia fazowego podstawowej harmonicznej prądu w stosunku do napięć fazowych. Tym samym można wpływać na wartość mocy biernej, związanej z podstawową harmoniczną prądu, obciążającej źródło napięcia. Sterowanie powoduje, że napięcie zasilające każdy z 6 powstających w każdym okresie falowników napięcia ma wartość mniejszą od przypadku, gdy przełączenia odbywają się w punktach naturalnej komutacji. Tym samym zmniejsza to maksymalną, możliwą do uzyskania, wartość napięcia dynamicznego źródła prądu.

Prądy źródła napięcia zawierają harmoniczne charakterystyczne dla trójfazowych układów mostkowych oraz składowe harmoniczne o częstotliwości przełączeń półprzewodnikowych łączników mocy. Ponadto występują w nich składowe będące wynikiem zdudnienia się częstotliwości obu sprzęganych źródeł energii.

Porównanie przekształtnika matrycowego 3x3 z trójfazowym układem dwu trójfazowych falowników przedstawionym na rysunku 1 (układ prostownik-falownik) przedstawiono w tablicy 3.

Porównanie przekształtnika matrycowego 3x3 z trójfazowym układem prostownik-falownik wypada zdecydowanie na korzyść tego drugiego.

Tak więc przekształtniki matrycowe nie mają cech energetycznych, które by zachęcały do ich stosowania zamiast układu prostownik impulsowy — falownik, pokazanego na rysunku 1.

LITERATURA

1. Akagi H.: *New trends in active filters for power conditioning*. IEEE Trans. on Ind. Appl. 1996, 6, 1312–1322.
2. Akagi H., Kanazawa Y., Nabae A.: *Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits*. Proceeding of the 1983 International Power Electronics Conference. Tokyo 1983, 1375–1386.
3. Akagi H., Kanazawa Y., Nabae A.: *Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components*. IEEE Trans. on Ind. Appl. 1984, 20, 3, 625–630.
4. Akagi H., Nabae A., Atoh S.: *Control strategy of active power filters using multiple voltage-source PWM converters*. IEEE Trans. on Ind. Appl. 1986, 22, 3, 460–465.
5. Arbeter B., Maksimowicz D.: *Feedforward pulse width modulators for switching power converters*. IEEE Trans. on Power Electr., 1997, 2, 361–368.
6. Fryze S.: *Moc rzeczywista, urojona i pozorna w obwodach elektrycznych o przebiegach odkształconych prądu i napięcia*. Przegl. Elektrotechn., 1931, 7 i 8.
7. Mohan N., Undeland T. M., Robbins W. P.: *Power electronics: converters, applications, and design*. John Wiley & Sons 1989.
8. Pelly B.: *Tyrystorowe przekształtniki i cyklokonwertery*. WNT, Warszawa 1976.
9. Rosseto T., Spinzzi G., Tenti P., Fabiano B., Licitra C.: *Fast-response high-quality rectifier with sliding mode control*. IEEE Trans. on Power Electr., 1994, 2, 9.
10. Tunia H., Winiański B.: *Energoelektronika*. WNT, Warszawa 1994.
11. Tunia H.: *Współczynnik mocy bezpośredniego przemiennika częstotliwości*. Arch. Elektrotechn., 1985, 3–4.



Dr hab. inż. Stanisław Piróg

Urodzony w 1947 r., ukończył studia na Wydziale Elektrotechniki Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie w 1972, gdzie w 1977 doktoryzował się, a w 1990 habilitował w dziedzinie elektrotechnika specjalność energoelektronika. Od roku 1972 pracuje w Instytucie (obecnie Katedrze) Automatyki Napędu i Urządzeń Przemysłowych AGH. Autor wielu publikacji i wystąpień konferencyjnych z zakresu kompensacji prądów biernych, energoelektroniki i napędu elektrycznego. Współautor rozwiązań chronionych patentami i wdrożonych do praktyki przemysłowej. Członek Sekcji Energoelektroniki i Napędu Elektrycznego, Komitetu Elektrotechniki PAN, wiceprzewodniczący Krakowskiego Oddziału Polskiego Towarzystwa Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej (PTETiS), członek Prezydium Zarządu Komitetu Energoelektroniki SEP, rzeczoznawca SEP w zakresie energoelektroniki i napędu elektrycznego, członek IEEE.