

MONOGRAFIE, STUDIA, ROZPRAWY

M54

Grzegorz Radomski

**MODULACJA WEKTOROWA
W PRZEKSZTAŁTNIKACH AC/DC
ZASILANYCH Z SIECI PRĄDU PRZEMIENNEGO**

Kielce 2013

MONOGRAFIE, STUDIA, ROZPRAWY NR M54

Redaktor Naukowy serii

NAUKI TECHNICZNE – ELEKTRYKA

prof. dr hab. inż. Roman NADOLSKI

Recenzenci

prof. dr hab. inż. Włodzimierz KOCZARA

prof. dr hab. inż. Krzysztof ZYMMER, prof. I EI

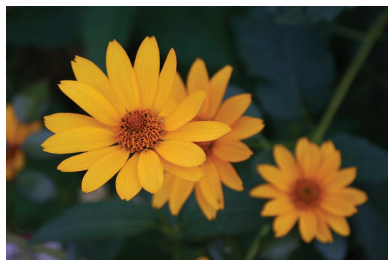
© Copyright by Politechnika Świętokrzyska, Kielce 2013

Wszelkie prawa zastrzeżone. Żadna część tej pracy nie może być powielana czy rozpowszechniana w jakiegokolwiek formie, w jakikolwiek sposób: elektroniczny bądź mechaniczny, włącznie z fotokopiowaniem, nagrywaniem na taśmy lub przy użyciu innych systemów, bez pisemnej zgody wydawcy.

PL ISSN 1897-2691

Wydawnictwo Politechniki Świętokrzyskiej
25-314 Kielce, al. Tysiąclecia Państwa Polskiego 7
tel./fax 41 34 24 581
e-mail: wydawca@tu.kielce.pl
www.tu.kielce.pl/organizacja/wydawnictwo

Chciałbym serdecznie podziękować osobom, bez pomocy których praca ta najprawdopodobniej by nie powstała.



„Żaden człowiek nie jest samoistną wyspą; Każdy stanowi ułomek kontynentu; część lądu. Jeżeli morze zmyje choćby grudkę ziemi, Europa będzie pomniejszona, tak samo jakby pochłonęło przylądek, włosć twoich przyjaciół czy twoją własną. Śmierć każdego człowieka umniejsza mnie, albowiem jestem zespólny z ludzkością. Przeto nigdy nie pytaj, komu bije dzwon; Bije on tobie.”

John Donne

Przede wszystkim, składam serdeczne podziękowania mojemu Mistrzowi Panu profesorowi Henrykowi Tuni za natchnienie, rozliczne dyskusje, wsparcie, cierpliwość i wiarę we mnie.

Panu profesorowi Eugeniuszowi Popławskiemu za wprowadzenie w dziedzinę energoelektroniki i danie mi szansy rozwoju naukowego.

Panu prof. Włodzimierzowi Koczarze i Panu dr hab. Krzysztofowi Zymmerowi za trud recenzji, wartościowe uwagi, cierpliwość i wyrozumiałość.

Moim kolegom, przyjaciołom: Panu dr hab. Sławomirowi Karysiowi i Panu mgr Marcinowi Pawlakowi za serdeczną atmosferę, wsparcie moich dążeń i cierpliwość. Pani dr Urszuli Pawlak za przyjaźń i wsparcie. Panu dr hab. Andrzejowi Kapłonowi za pomoc organizacyjną i motywowanie mnie do ukończenia pracy.

Bardzo dziękuję mojej córeczce Alicji za jej miłość i wiarę w ojca. Iwonce i Błażejowi za to, że byli przy mnie w najtrudniejszych chwilach. Moim Rodzicom za to, że jestem tym kim jestem.

SPIS TREŚCI

Wykaz oznaczeń	9
1. WSTĘP	33
2. STEROWANIE PRZEKSZTAŁNIKÓW AC/DC	39
2.1. STRUKTURA UKŁADU STEROWANIA	55
2.2. PRZEKSZTAŁNIK JAKO UKŁAD REGULACJI AUTOMATYCZNEJ	59
2.2.1. Sterowanie bez predykcji prądu	59
2.2.2. Sterowanie z predykcją prądu	60
2.3. PODSUMOWANIE	62
3. PRZEPŁYW ENERGII PRZEZ PRZEKSZTAŁNIK NAPIĘCIOWY	64
4. WPROWADZENIE DO MODULACJI WEKTOROWEJ	71
5. ANALIZA WPŁYWU CZASU MARTWEGO NA PRZEBIEG NAPIĘCIA PRZEKSZTAŁNIKA NAPIĘCIOWEGO	76
6. ANALIZA WPŁYWU CZASU MARTWEGO NA PRZEBIEG PRĄDU PRZEKSZTAŁNIKA NAPIĘCIOWEGO	92
7. MODULACJA NAPIĘCIA AC PRZEKSZTAŁNIKÓW NAPIĘCIOWYCH	112
7.1. MODULACJA NAPIĘCIA PRZEKSZTAŁNIKA DWUPOZIOMOWEGO	113
7.1.1. Wprowadzenie	113
7.1.2. Model przekształtnika AC/DC o dwupoziomowym napięciu ..114	
7.1.2.1. Model jednej gałęzi przekształtnika o dwupoziomowym napięciu	114
7.1.2.2. Jednofazowy, mostkowy przekształtnik napięciowy	119
7.1.2.3. Trójfazowy przekształtnik napięciowy	125
7.1.3. Metoda modulacji wektora przestrzennego napięcie przekształtnika napięciowego o dwupoziomowym napięciu ...	135
7.1.3.1. Kompensacja wpływu czasu martwego na napięcie przekształtnika	135
7.1.3.2. Sekwencja modulacyjna z trzema bazowymi wektorami przestrzennymi napięć	139
7.1.3.3. Sekwencja modulacyjna z czterema bazowymi wektorami przestrzennymi napięć	148

7.1.3.4. Algorytm modulacji	157
7.1.3.5. Modulator wektora przestrzennego napięć przekształtnika dwupoziomowego	158
7.1.3.6. Ograniczenie wektora przestrzennego napięć do obszaru efektywnej modulacji	162
7.1.3.7. Ograniczenie obszaru modulacji	164
7.1.3.8. Podsumowanie metod modulacji	164
7.1.4. Badania	165
7.1.4.1. Badania symulacyjne	166
7.1.4.2. Badania eksperymentalne	184
7.1.5. Podsumowanie	194
7.2. MODULACJA NAPIĘCIA PROSTOWNIKA VIENNA	196
7.2.1. Wprowadzenie	196
7.2.2. Model prostownika Vienna	198
7.2.2.1. Napięcia wejściowe w przypadku idealnego zrównoważenia napięć kondensatorów wyjściowych ...	199
7.2.2.2. Obwody wyjściowe	204
7.2.2.3. Wpływ niezrównoważenia napięć kondensatorów wyjściowych na napięcia wejściowe	209
7.2.3. Metoda modulacji wektora przestrzennego napięć	215
7.2.4. Układ sterowania	218
7.2.5. Zakres sterowania prostownika	223
7.2.6. Badania symulacyjne	225
7.2.7. Wyniki badań eksperymentalnych	233
7.2.8. Podsumowanie	245
7.3. MODULACJA NAPIĘCIA N - POZIOMOWEGO PRZEKSZTAŁTNIKA NAPIĘCIOWEGO Z DIODAMI POZIOMUJĄCYMI	246
7.3.1. Wprowadzenie	246
7.3.2. Uogólniony model N - poziomowego przekształtnika napięciowego z diodami poziomującymi	250
7.3.3. Zasada sterowania	257
7.3.4. Bazowe wektory przestrzenne napięcia	258
7.3.5. Zasilanie pojemnościowego dzielnika napięcia	267
7.3.6. Równoważenie napięć wyjściowego dzielnika pojemnościowego	269
7.3.7. Metoda modulacji szerokości impulsów	272
7.3.7.1. Modulacja sinusoidalna	273
7.3.7.2. Podsumowanie	284

7.3.8.	Stan czasu martwego	290
7.3.8.1.	Przełączenie pomiędzy wektorami sąsiednimi	293
7.3.8.2.	Przełączenie pomiędzy wektorami sąsiednimi ze zmianą napięcia w jednej fazie	302
7.3.8.3.	Korekta wpływu czasu martwego na wartość średnią wektora przestrzennego napięć wyznaczoną za okres modulacji	305
7.3.8.4.	Podsumowanie	309
7.3.9.	Modulacja PWM wektora przestrzennego napięcia	310
7.3.10.	Modulacje czasowe napięcia wielopoziomowego przekształtnika napięciowego	318
7.3.10.1.	Aproksymacja minimalizująca wartość skuteczną błędu napięcia	323
7.3.10.2.	Aproksymacja według metody eliminacji harmonicznych napięcia	341
7.3.10.3.	Wektorowe ujęcie modulacji czasowej	347
7.3.10.4.	Podsumowanie	351
7.3.11.	Badania symulacyjne	353
7.3.12.	Przekształtniki wielopoziomowe pracujące jako sprzęgi systemów energetycznych	378
7.3.13.	Podsumowanie	381
8.	PODSUMOWANIE	384
9.	DODATKI	387
9.1.	WSPÓŁCZYNNIK THD	387
9.2.	STEROWANIE PRZEKSZTAŁTNIKA SIECIOWEGO Z PREDYKCJĄ PRĄDU	395
9.3.	PRZEPŁYW MOCY W UJĘCIU WEKTOROWYM	400
	LITERATURA	406
	WEKTOROWE METODY STEROWANIA I MODULACJI PRZEKSZTAŁTNIKÓW AC/DC – Streszczenie	418
	VECTOR ORIENTED CONTROLL AND MODULATION METHODS OF AC/DC CONVERTERS – Summary	419
	Autobiografia naukowa	420

Wykaz oznaczeń

t - czas

ω - częstotliwość kątowna napięć sieci zasilającej,

T_m - okres sterowania i modulacji,

R - rezystancja dławika wejściowego,

L - indukcyjność dławika wejściowego,

R_o - rezystancja obciążenia,

U_{RMS} - wartość skuteczna napięcia fazowego sieci,

$i \in \{a, b, c\}$ - indeksy faz,

i_a, i_b, i_c, i_i - wartości chwilowe prądów fazowych prostownika,

u_a, u_b, u_c, u_i - wartości chwilowe napięć fazowych sieci zasilającej,

$u_{Sa}, u_{Sb}, u_{Sc}, u_{Si}$ - wartości chwilowe napięć fazowych przekształtnika,

$u_{San}, u_{Sbn}, u_{Scn}, u_{Sin}$ - wartości chwilowe napięć fazowych przekształtnika względem punktu środkowego dzielnika napięcia obwodu prądu stałego,

u_{La}, u_{Lb}, u_{Lc} - wartości chwilowe napięć dławików indukcyjnych prostownika,

u_{Nr} - napięcie pomiędzy punktem środkowym napięcia wyjściowego a punktem neutralnym sieci,

u_{S0} - składowa zerowa napięć sieci zasilającej,

u_{dc} - napięcie obwodu prądu stałego przekształtnika,

i_{dci} - prąd wejściowy obwodu prądu stałego,

i_{dcou} - prąd wyjściowy obwodu prądu stałego,

i_C - prąd kondensatora obwodu prądu stałego,

$\underline{V}_S$ - wektor przestrzenny napięć strony AC przekształtnika,

$\underline{V}$ - wektor przestrzenny napięć sieci zasilającej,

$\underline{V}_L$ - wektor przestrzenny napięć dławików indukcyjnych,

$\underline{I}$ - wektor przestrzenny prądów sieci zasilającej,

$\underline{V}_{Sdq}$ - wektor przestrzenny napięć odniesienia w układzie współrzędnych wirującym synchronicznie do napięć sieci zasilającej,

$\underline{V}_{dq}$ - wektor przestrzenny napięć sieci w układzie współrzędnych wirującym synchronicznie do napięć sieci zasilającej,

$\underline{I}_{dq}$ - wektor przestrzenny prądów w układzie współrzędnych wirującym synchronicznie do napięć sieci zasilającej,

T_d - czas martwy,

$SectI$ - numer sektora prądów,

$SectV$ - numer sektora napięć,

$\underline{S}$ - moc pozorna pobierana z sieci zasilającej,

P - moc czynna pobierana z sieci zasilającej,

Q - moc bierna pobierana z sieci zasilającej,

$S_{(1)}$ - moc pozorna pobierana z sieci zasilającej odpowiadająca harmonicznym podstawowym napięć i prądów,

$U_{(1)}$ - wartość skuteczna harmonicznej podstawowej napięć sieci zasilającej,

$I_{(1)}$ - wartość skuteczna harmonicznej podstawowej prądów sieci zasilającej,

$\varphi_{(1)}$ - kąt przesunięcia fazowego pomiędzy podstawowymi harmonicznymi prądów i napięć sieci,

$U_{L(1)}$ - wartość skuteczna napięć dławików indukcyjnych,

$U_{S(1)}$ - wartość skuteczna napięć strony AC przekształtnika,

i_a, i_b, i_c - wartości chwilowe prądów fazowych sieci,

e_a, e_b, e_c - wartości chwilowe napięć fazowych zastępczego generatora sieci zasilającej,

L_{Sa}, L_{Sb}, L_{Sc} - całkowite indukcyjności poszczególnych faz przekształtnika,

R_{Sa}, R_{Sb}, R_{Sc} - całkowite rezystancje poszczególnych faz przekształtnika,

R_{Si} - całkowita rezystancja fazy fazy $\vec{i}$ przekształtnika,

R_{ei} - rezystancja fazy $\vec{i}$ zastępczego generatora sieci zasilającej,

R_i - rezystancja dławika fazy $\vec{i}$ przekształtnika,

L_{Si} - całkowita indukcyjność fazy fazy $\vec{i}$ przekształtnika,

L_{ei} - indukcyjność fazy $\vec{i}$ zastępczego generatora sieci zasilającej,

L_i - indukcyjność dławika fazy $\vec{i}$ przekształtnika,

u_{s0} - wartość chwilowa składowej zerowej napięć strony AC przekształtnika,

u_{sin} - wartość chwilowa napięcia fazy $\vec{i}$ strony AC przekształtnika wyznaczone względem punktu środkowego $\vec{N}$ napięcia obwodu prądu stałego,

e_0 - wartość chwilowa składowej zerowej napięć zastępczego generatora sieci zasilającej,

u_{dc} - wartość chwilowa napięcia obwodu prądu stałego,

i_{dcin} - wartość chwilowa prądu zasilającego obwód prądu stałego,

i_{dcout} - wartość chwilowa prądu obciążenia obwodu prądu stałego,

C - pojemność obwodu prądu stałego,

R - rezystancja zastępcza obwodów fazowych,

L - indukcyjność zastępcza obwodów fazowych,

i_a , i_b , i_c - wartości chwilowe prądów fazowych przekształtnika,

$\mathbf{i}$ - macierz wartości chwilowych prądów fazowych przekształtnika,

u_a , u_b , u_c - wartości chwilowe napięć fazowych sieci w punkcie przyłączenia przekształtnika,

$\mathbf{U}$ - macierz wartości chwilowych napięć fazowych sieci zasilającej w punkcie przyłączenia przekształtnika,

u_{Sa} , u_{Sb} , u_{Sc} - wartości chwilowe napięć fazowych przekształtnika bez składowej zerowej,

$\mathbf{u}_s$ - macierz wartości chwilowych napięć fazowych przekształtnika bez składowej zerowej,

i_α , i_β - wartości chwilowe składowych prądów przekształtnika w zastępczym, dwufazowym, stacjonarnym układzie współrzędnych,

$\mathbf{i}_{\alpha\beta}$ - macierz wartości chwilowych składowych prądów w zastępczym, dwufazowym, stacjonarnym układzie współrzędnych,

u_α , u_β - wartości chwilowe składowych napięć sieci zasilającej w punkcie przyłączenia przekształtnika, w zastępczym, dwufazowym, stacjonarnym układzie współrzędnych,

$\mathbf{u}_{\alpha\beta}$ - macierz wartości chwilowych składowych napięć sieci zasilającej w punkcie przyłączenia przekształtnika, w zastępczym, dwufazowym, stacjonarnym układzie współrzędnych,

u_{Sa} , u_{Sb} - wartości chwilowe składowych napięć przekształtnika w zastępczym, dwufazowym, stacjonarnym układzie współrzędnych,

$\mathbf{u}_{Sa\beta}$ - macierz wartości chwilowych składowych napięć przekształtnika w zastępczym, dwufazowym, stacjonarnym układzie współrzędnych,

i_d , i_q - wartości chwilowe składowych prądów przekształtnika w zastępczym, dwufazowym, wirującym układzie współrzędnych,

$\underline{I}_{dq}$ - wektor zespolony prądów przekształtnika, w zastępczym, dwufazowym, wirującym układzie współrzędnych,

u_d , u_q - wartości chwilowe składowych napięć sieci zasilającej w punkcie przyłączenia przekształtnika, w zastępczym, dwufazowym, wirującym układzie współrzędnych,

$\underline{V}_{dq}$ - wektor zespolony napięć sieci zasilającej w punkcie przyłączenia przekształtnika, w zastępczym, dwufazowym, wirującym układzie współrzędnych,

u_{sd} , u_{sq} - wartości chwilowe składowych napięć przekształtnika w zastępczym, dwufazowym, wirującym układzie współrzędnych,

$\underline{V}_{sdq}$ - wektor zespolony napięć przekształtnika, w zastępczym, dwufazowym, wirującym układzie współrzędnych,

$\underline{V}_{S(i+1)dq}$ - wektor przestrzenny napięć strony AC przekształtnika wyznaczony przez układ sterownika dla kolejnego okresu sterowania,

$\underline{V}_{(i)dq}$ - wektor przestrzenny napięć sieci wyznaczony z pomiarów,

$\underline{I}_{(i)dq}$ - wektor przestrzenny prądów sieci wyznaczony z pomiarów,

$\underline{I}_{dqref}$ - wartość zadana wektora przestrzennego prądów sieci,

$\tilde{\underline{I}}_{(i+1)dq}$ - predykcja wartości wektora przestrzennego prądów,

$\tilde{\underline{V}}_{(i+1)dq}$ - predykcja wektora przestrzennego napięć sieci,

$\Delta\tilde{\underline{I}}_{(i+1)dq}$ - zmiana wartości wektora przestrzennego prądów doprowadzająca wektor przestrzenny prądów do jego wartości zadanej,

p_{in} - wartość chwilowa mocy pobieranej z sieci zasilającej przez układy wejściowe przekształtnika,

p_{Sin} - wartość chwilowa mocy pobieranej przez układy wejściowe matrycy tranzystorowo-diodowej,

p_R - wartość chwilowa mocy traconej w zastępczych rezystancjach dławików,

p_{dcin} - wartość chwilowa mocy wejściowej obwodu prądu stałego,

$E_{Li}(t)$ - wartość chwilowa energii dławika indukcyjnego fazy i ,

$E_L(t)$ - wartość chwilowa energii zmagazynowanej w dławikach indukcyjnych,

$E_C(t)$ - wartość chwilowa energii kondensatora wyjściowego,

p_{out} - wartość chwilowa mocy pobieranej przez obwód ociążenia,

P_{in} - moc czynna pobierana z sieci zasilającej przez układy wejściowe przekształtnika,

P_R - moc czynna tracona w rezystancjach zastępczych dławików,

P_{Sin} - moc czynna pobierana przez układy wejściowe matrycy tranzystorowo-diodowej,

P_{DT} - moc czynna tracona w łącznikach matrycy tranzystorowo-diodowej,

P_{dcin} - moc czynna wejściowa obwodu prądu stałego,

P_{out} - moc czynna obwodu obciążenia,

U - wartość średnia napięcia wyznaczona za okres modulacji,

U_1, U_2, U_k - wartości poziomów napięć,

T_1, T_2, T_k - czasy trwania poziomów napięć,

k - indeks poziomu napięcia używanego w danej sekwencji modulacyjnej,

$\{StepSet\}$ - zbiór indeksów poziomów napięć używanych w danej sekwencji modulacyjnej,

$\underline{V}_S$ - wartość średnia wektora przestrzennego napięć wyznaczona za okres modulacji,

$\underline{V}_k$ - wartość bazowego wektora przestrzennego napięć,

w_k - waga bazowego wektora przestrzennego napięć,

k - indeks bazowego wektora przestrzennego napięć używanego w danej sekwencji modulacyjnej,

U - wartość średnia napięcia przekształtnika napięciowego o nieskończenie krótkich czasach przełączania, sterowanego bez użycia mechanizmu czasów martwych, wyznaczona za okres modulacji,

U_{Td} - wartość średnia napięcia przekształtnika napięciowego uwzględniająca wpływ czasu martwego, wyznaczona za okres modulacji,

T_d - czas martwy,

ΔU_{Td} - wartość średnia zmiany napięcia przekształtnika napięciowego spowodowanej wpływem czasu martwego, wyznaczona za okres modulacji,

U_{ref} - wartość zadana napięcia,

U_{ref}^{cor} - skorygowana wartość zadana napięcia przekształtnika,

T_1^{cor}, T_2^{cor} - skorygowane czasy trwania impulsów sterujących tranzystory,

T_{di} - suma czasów marwych, w ciągu których występuje wektor $\vec{i}$,

$\underline{V}_S^*$ - wartość średnia wektora przestrzennego napięć występujących poza czasami martwymi w sekwencji modulacyjnej, wyznaczona za okres modulacji,

$\underline{V}_d$ - wartość średnia wektora przestrzennego napięć występujących w trakcie czasów martwych sekwencji modulacyjnej, wyznaczona za okres modulacji,

T_{imax} - maksymalny czas trwania bazowego wektora przestrzennego napięć o nr i w sekwencji modulacyjnej,

T_{ds} - suma czasów martwych występujących w sekwencji modulacyjnej,

γ - współczynnik skrócenia wymiarów liniowych obszaru modulacyjnego,

f_m - częstotliwość nośna modulacji,

$\underline{V}_{Sref}^{cor}$ - skorygowana wartość zadana wektora przestrzennego napięć przekształtnika,

$\underline{V}_{Sref}$ - wartość zadana wektora przestrzennego napięć przekształtnika,

$\underline{S}_{ref}$ - wartość zadana zespolona mocy pozornej,

P_{ref} - wartość zadana mocy czynnej,

Q_{ref} - wartość zadana mocy biernej,

U - wartość skuteczna napięcia fazowego sieci zasilającej,

$\underline{I}_{ref}$ - wartość skuteczna zespolona prądu zadanego,

I_{refP} - wartość skuteczna składowej czynnej prądu zadanego,

I_{refQ} - wartość skuteczna składowej biernej prądu zadanego,

I_{refm} - amplituda prądu zadanego,

I_{ref} - wartość skuteczna prądu zadanego,

φ_{ref} - kąt przesunięcia fazowego pomiędzy prądem zadanym i napięciem sieci,

$\underline{U}_{ref}$ - wartość skuteczna zespolona napięcia przekształtnika,

U_{ref} - przebieg wartości zadanej napięcia przekształtnika,

U_m - amplituda wartości zadanej napięcia przekształtnika,

$I(t)$ - przebieg wartości prądu – prąd całkowity, odkształcony przez deformację napięcia wynikającą z wpływu czasu martwego,

$I_{ref}(t)$ - przebieg wartości zadanej prądu – składowej idealnej prądu,

$I_{Td}(t)$ - przebieg składowej odkształcającej prąd od wartości zadanej,

t^* - czas, którego chwila zero występuje w momencie przełączenia przebiegu ΔU_{Td} na poziom wysoki,

T_ψ - czas przesunięcia wzajemnego układów współrzędnych czasu,

$U_{Td0}(t^*)$ - składowa zerowa napięć deformujących,

$U_{LRTd}(t^*)$ - składowa deformująca napięcia dławika,

U_{Tdmax} - wartość maksymalna napięcia odkształcającego,

U_{Tdp} - wartość poziomu pośredniego napięcia odkształcającego,

U_{Tdnl} - amplituda harmonicznej podstawowej napięcia odkształcającego,

I_{Tdmax} - wartość maksymalna prądu odkształcającego,

I_{Tdp} - wartość prądu odkształcającego odpowiadająca zmianie poziomów napięcia odkształcającego,

$\Delta U_{Td}^*(t^*)$ - przebieg napięcia odkształcającego w układzie współrzędnych czasu, gdzie chwila zero występuje dla narastającego zbocza przebiegu ΔU_{Td} ,

$A_{(h)}^*$ - amplituda składowej sinusoidalnej harmonicznej nr h napięcia odkształcającego,

$B_{(h)}^*$ - amplituda składowej kosinusoidalnej harmonicznej nr h napięcia odkształcającego,

$\Delta U_{Td(h)}^M$ - amplituda harmonicznej nr h napięcia odkształcającego,

$U_{Td}(t)$ - przebieg odkształconego napięcia przekształtnika,

$I_{Tdm(1)}$ - amplituda harmonicznej podstawowej prądu odkształcającego,

θ - kąt o który przejścia przez wartość zero całkowitego prądu fazowego $I(t)$ wyprzedzają przejścia przez wartość zero składowej idealnej prądu $I_{ref}(t)$,

Przekształtnik dwupoziomowy

S_i - funkcja stanu gałęzi tranzystorowej,

S_p, S_n - funkcje stanu łączników tranzystorowych,

u_{Si} - wartość chwilowa napięcia gałęzi tranzystorowo-diodowej przekształtnika,

r_{Si} - rezystancja wyjściowa zastępczego generatora napięciowego gałęzi tranzystorowo-diodowej,

R_{TD} - rezystancja zastępcza równoległego połączenia wyłączzonego tranzystora i nieprzewodzącej, zaporowo spolaryzowanej diody,

i_p - prąd zasilający dodatni biegun obwodu prądu stałego,

i_n - prąd zasilający ujemny biegun obwodu prądu stałego,

u_s - wartość chwilowa napięcia przekątnej AC mostka tranzystorowo-diodowego,

u_{s+}, u_{s-} - wartości chwilowe napięć gałęzi tranzystorowo-diodowych,

S_+, S_- - wartości funkcji stanu gałęzi tranzystorowo-diodowych,

i_{in} - wartość chwilowa prądu przekształtnika,

$M(S, i_{in})$ - współczynnik głębokości modulacji,

r_s - rezystancja wyjściowa zastępczego generatora napięciowego mostka tranzystorowo-diodowego,

r_{s+}, r_{s-} - rezystancje wyjściowe gałęzi tranzystorowo-diodowych,

i_{dcin} - wartość chwilowa całkowitego prądu zasilającego dodatni biegun obwodu prądu stałego,

- i_{p+} , i_{p-} - wartości chwilowe prądów zasilających dodatni biegun obwodu prądu stałego,
 i_{n+} , i_{n-} - wartości chwilowe prądów zasilających ujemny biegun obwodu prądu stałego,
 u_{Sin} - wartość chwilowa napięcia przekształtnika odniesiona do punktu środkowego napięcia obwodu prądu stałego,
 u_{Nn} - wartość chwilowa napięcia punktu neutralnego sieci względem punktu środkowego napięcia obwodu prądu stałego,
 u_{S0} - wartość chwilowa składowej zerowej napięć przekształtnika,
 u_{Si} - wartość chwilowa napięcia fazy nr przekształtnika względem punktu neutralnego sieci,
 $\mathbf{u}_{S\alpha\beta}$ - wektor przestrzenny napięć wejściowych przekształtnika w postaci macierzowej,
 $\mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta}$ - macierz przekształcenia układu współrzędnych fazowych do zastępczego dwufazowego, stacjonarnego układu współrzędnych,
 u_{San} , u_{Sbn} , u_{Scn} - wartości chwilowe napięć fazowych przekształtnika odniesione do napięcia punktu środkowego dzielnika napięcia obwodu prądu stałego,
 u_{Sa} , u_{Sb} , u_{Sc} - wartości chwilowe napięć fazowych przekształtnika odniesione do napięcia punktu neutralnego sieci zasilającej,
 S_a , S_b , S_c - wartości funkcji stanu gałęzi tranzystorowo-diodowych,
 i_a , i_b , i_c - wartości chwilowe prądów fazowych przekształtnika,
 $SectI$ - sektor prądów,
 $\underline{V}_i$ - stabilne, niezerowe, bazowe wektory przestrzenne napięć przekształtnika,
 $\underline{V}_{i0}$ - niestabilne, bazowe wektory przestrzenne napięć przekształtnika,
 $\underline{V}_{ki}$ - niestabilne, bazowe wektory przestrzenne napięć przekształtnika,
 i_{dcin} - wartość chwilowa całkowitego prądu zasilającego dodatni biegun obwodu prądu stałego,
 i_{pi} - wartość chwilowa prądu zasilającego dodatni biegun obwodu prądu stałego pochodzącego od prądu fazy nr i ,
 i_{ni} - wartość chwilowa prądu zasilającego ujemny biegun obwodu prądu stałego pochodzącego od prądu fazy nr i ,
 $\Delta \mathbf{S}_{ij}$ - różnica wektorów funkcji stanów gałęzi tranzystorowo-diodowych,
 $\mathbf{S}_i$, $\mathbf{S}_j$ - wektory funkcji stanów gałęzi tranzystorowo-diodowych,
 S_{ai} , S_{bi} , S_{ci} , S_{aj} , S_{bj} , S_{cj} - funkcje stanów gałęzi tranzystorowo-diodowych,
 $\mathbf{Signs}(SectI)$ - wektor funkcji znaków prądów fazowych,
 $M_{ij}(SectI)$, $M_{ji}(SectI)$ - funkcje uczestnictwa bazowych wektorów przestrzennych napięć,
 $TransSet$ - zbiór par indeksów określających przejścia pomiędzy sąsiednimi, bazowymi wektorami przestrzennymi napięć w sekwencji modulacyjnej,

i, j - pary indeksów sąsiednich wektorów napięć w sekwencji modulacyjnej,

k_{ij} - krotność przejść pomiędzy wektorami sąsiednimi w sekwencji modulacyjnej,

StepSet - zbiór indeksów bazowych wektorów przestrzennych napięć używanych w danej sekwencji modulacyjnej,

$\underline{V}_S$ - wartość średnia wektora przestrzennego napięć przekształtnika wyznaczona za okres modulacji,

$\underline{V}_S^*$ - składowa wartości średniej wektora przestrzennego napięć przekształtnika realizowana w obszarze aktywnej modulacji, wyznaczona za okres modulacji,

$\underline{V}_d$ - składowa wartości średniej wektora przestrzennego napięć przekształtnika realizowana w trakcie czasów martwych, wyznaczona za okres modulacji,

$\underline{V}_{01}, \underline{V}_{02}, \underline{V}_I, \underline{V}_{II}, \underline{V}_{III}$ - bazowe wektory przestrzenne napięć przynależne do sekwencji modulacyjnej,

$T_{01}^*, T_{02}^*, T_I^*, T_{II}^*, T_{III}^*$ - czasy trwania wektorów funkcji stanów sterujących łącznikami elektronicznymi przekształtnika poza czasami martwymi,

$T_{d01}, T_{d02}, T_{dI}, T_{dII}, T_{dIII}$ - czasy martwe, w ciągu których wytwarzane są napięcia odpowiadające danemu wektorowi przestrzennemu napięć,

T_{ds} - sumaryczny czas trwania czasów martwych sekwencji modulacyjnej,

T_{dk} - czas martwy, w ciągu którego wytwarzane są napięcia odpowiadające wektorowi przestrzennemu napięć o indeksie k ,

γ - współczynnik skrócenia wymiarów liniowych obszaru efektywnej modulacji w odniesieniu do obszaru realizowanego przez przekształtnik idealny, pracujący bez stosowania mechanizmu czasów martwych,

$\underline{V}_{d, \text{SectI}, \text{SectV}}$ - składowa wartości średniej wektora przestrzennego napięć realizowana w czasach martwych, wyznaczona za okres modulacji,

$\underline{V}_{f_I(\text{SectV})}, \underline{V}_{f_{II}(\text{SectV})}, \underline{V}_{f_{III}(\text{SectV})}$ - niezerowe, bazowe wektory przestrzenne napięć należące do sekwencji modulacyjnej,

$k_{I, \text{SectI}, \text{SectV}}, k_{II, \text{SectI}, \text{SectV}}, k_{III, \text{SectI}, \text{SectV}}$ - współczynniki wagowe niezerowych wektorów przestrzennych napięć,

$M_{f_I(\text{SectV})0}, M_{f_I(\text{SectV})f_{II}(\text{SectV})}, M_{f_{II}(\text{SectV})f_I(\text{SectV})}, M_{f_{II}(\text{SectV})0}, M_{f_{II}(\text{SectV})f_{III}(\text{SectV})}$ - wartości funkcji uczestnictwa bazowego wektora przestrzennego,

$f_I(\text{SectV}), f_{II}(\text{SectV}), f_{III}(\text{SectV})$ - wartości indeksów niezerowych, bazowych wektorów przestrzennych napięć przynależnych do sekwencji modulacyjnej,

$\text{Prev}(\text{SectV})$ - funkcja poprzednika definiująca numer poprzedniego sektora napięć w stosunku do argumentu,

$\text{Next}(\text{SectV})$ - funkcja następnika definiująca numer następnego sektora napięć w stosunku do argumentu,

$\underline{V}_d$ - wektor przestrzenny przesunięcia efektywnego obszaru modulacji napięcia,

- $\underline{V}_{dl}$ - składowa wektora przestrzennego przesunięcia zależna od sektora prądów,
- $\underline{V}_{dV}$ - składowa wektora przestrzennego przesunięcia zależna od sektora napięcia,
- $\underline{V}_S$ - wartość zadana wektora przestrzennego napięć przekształtnika,
- $\underline{V}_{dl}(SectI)$ - składowa wektora przesunięcia zależna od sektora prądów,
- $\underline{V}_S^{*I}$ - wartość zadana wektora przestrzennego napięć przekształtnika skorygowana o wektor $\underline{V}_{dl}(SectI)$,
- $\underline{V}_{dV}(SectV)$ - składowa wektora przesunięcia zależna od sektora napięcia,
- $SectV$ - numer sektora napięcia,
- $\underline{V}_S^*$ - wartość zadana wektora przestrzennego napięć przekształtnika skorygowana o wektor $\underline{V}_{dl}(SectI)$ i $\underline{V}_{dV}(SectV)$,
- $\underline{V}_S^{*r}$ - wartość zadana wektora przestrzennego napięć przekształtnika skorygowana o wektor $\underline{V}_{dl}(SectI)$ i $\underline{V}_{dV}(SectV)$ po rotacji do układu podstawowego, odpowiadającego zerowemu sektorowi napięcia,
- T_i^* - wartości skorygowanych czasów trwania sygnałów stanu gałęzi tranzystorowo-diodowych,
- $\underline{V}_{Sp}^{dIV}$ - wektor przestrzenny napięć ograniczony do efektywnej przestrzeni modulacyjnej, wyznaczony w zastępczym spójnym obszarze modulacyjnym,
- $\underline{V}_{Sp}^{dIVcr}$ - wektor przestrzenny napięć ograniczony do efektywnej przestrzeni modulacyjnej, wyznaczony w zastępczym spójnym obszarze modulacyjnym i obrócony do sektora zerowego napięcia,
- $\underline{V}_{Sp}^{dl}$ - wektor przestrzenny napięć ograniczony do efektywnej przestrzeni modulacyjnej, wyznaczony w układzie symetrycznym, gdzie początek układu współrzędnych występuje w środku symetrii efektywnych obszarów modulacji występujących w danym sektorze prądów,
- $\underline{V}_{Sp}$ - wektor przestrzenny napięć ograniczony do efektywnej przestrzeni modulacyjnej,

Prostownik Vienna

$\vec{i}$ - wartość chwilowa prądu fazowego przekształtnika,

i_α , i_β - wartości chwilowe składowych wektora przestrzennego prądów fazowych przekształtnika, wyznaczone w zastępczym, stacjonarnym, dwufazowym układzie współrzędnych,

u - wartość chwilowa napięcia fazowego sieci zasilającej,

u_s - wartość chwilowa napięcia fazowego przekształtnika poddana filtracji dolnoprzepustowej w celu wyeliminowania składowych harmonicznym widma leżących wokół częstotliwości modulacji,

$SectI$ - wartość sygnału sektora prądów,

$SectV$ - wartość sygnału sektora napięć,

u_{sin} - wartość chwilowa napięcia fazy $\vec{i}$ przekształtnika odniesionego do punktu środkowego N napięcia obwodu prądu stałego,

s_i - stan łącznika tranzystorowego fazy $\vec{i}$: $s_i = 1$ - łącznik tranzystorowy włączony, $s_i = 0$ - łącznik tranzystorowy wyłączony,

u_{dc+} - wartość chwilowa napięcia dodatniego bieguna obwodu prądu stałego względem punktu środkowego N napięcia obwodu prądu stałego – napięcie kondensatora C_+ ,

u_{dc-} - wartość chwilowa napięcia ujemnego bieguna obwodu prądu stałego względem punktu środkowego N napięcia obwodu prądu stałego – napięcie kondensatora C_- ,

u_{sin}^I - wartość chwilowa napięcia fazy $\vec{i}$ przekształtnika odniesionego do punktu środkowego n napięcia obwodu prądu stałego, występująca w przypadku stanu równowagi napięć obwodu prądu stałego ($u_{dc+} = u_{dc-} = \frac{u_{dc}}{2}$),

u_{Si}^I - wartość chwilowa napięcia fazy $\vec{i}$ przekształtnika odniesionego do punktu neutralnego sieci N , występująca w przypadku stanu równowagi napięć obwodu prądu stałego,

u_{Nn}^I - wartość chwilowa napięcia punktu neutralnego sieci N względem punktu środkowego n napięcia obwodu prądu stałego, występująca w przypadku stanu równowagi napięć obwodu prądu stałego,

u_{S0}^I - wartość chwilowa składowej zerowej napięć przekształtnika, występująca w przypadku stanu równowagi napięć obwodu prądu stałego,

$\mathbf{u}_{S\alpha\beta}^I$ - postać macierzowa wektora przestrzennego napięć prostownika w dwufazowym, stacjonarnym układzie współrzędnych, występująca w przypadku stanu równowagi napięć obwodu prądu stałego,

- D** - macierz stanu łączników tranzystorowo-diodowych,
 d_i - składowa macierzy stanu łączników tranzystorowo-diodowych,
 i_n - wartość chwilowa prądu zasilającego punkt środkowy dzielnika napięcia obwodu prądu stałego,
 i_{dc+} - wartość chwilowa prądu zasilającego dodatni biegun obwodu prądu stałego,
 i_{dc-} - wartość chwilowa prądu zasilającego ujemny biegun obwodu prądu stałego,
 i_{C+}, i_{C-} - wartości chwilowe prądów kondensatorów dzielnika napięcia obwodu prądu stałego,
 i_0 - wartość chwilowa prądu obciążenia obwodu prądu stałego,
 i_C - średnia arytmetyczna wartości chwilowych prądów kondensatorów obwodu prądu stałego,
 U_{dc} - wartość średnia napięcia obwodu prądu stałego,
 Δq_C - zmiana wartości ładunku wywołana składową i_C prądu kondensatorów,
 Δq_n - zmiana wartości ładunku wywołana składową $i_n / 2$ prądu kondensatorów,
 i_{dc} - średnia arytmetyczna prądów zasilających bieguny obwodu prądu stałego,
 δu_{dc} - różnica napięć kondensatorów obwodu prądu stałego,
 $\delta u_{dc}|_{C_+=C_-=2C}$ - różnica napięć kondensatorów obwodu prądu stałego dla przypadku równych pojemności dzielnika napięcia obwodu prądu stałego,
 δu_{Sin} - wartość chwilowa błędu napięcia przekształtnika powodowanego niezrównoważeniem napięć kondensatorów obwodu prądu stałego,
 δu_{S0} - wartość chwilowa błędu składowej zerowej napięcia przekształtnika powodowanego niezrównoważeniem napięć kondensatorów obwodu prądu stałego,
 $\mathbf{U}_{S\alpha\beta}$ - postać macierzowa wektora przestrzennego napięć prostownika w dwufazowym, stacjonarnym układzie współrzędnych,
 $\mathbf{S}$ - wektor stanu łączników tranzystorowych,
 $\underline{V}_s^c$ - wartość zadana wektora przestrzennego napięć przekształtnika po rotacji do układu podstawowego, odpowiadającego zerowemu sektorowi prądów i przesunięciu początku układu współrzędnych do środka sześciokąta bazowych wektorów przestrzennych napięć aktywnych w bieżącym sektorze prądów,
 $\underline{V}_{3,4}$ - wektor translacji układu współrzędnych,
 i_{Dc+} - wartość chwilowa prądu zasilającego dodatni biegun obwodu prądu stałego,
 i_{Dc-} - wartość chwilowa prądu zasilającego ujemny biegun obwodu prądu stałego,
 i_{Ti} - wartość chwilowa prądu tranzystora układu łącznika tranzystorowo-diodowego fazy i ,
 $\underline{V}_{S\alpha\beta}$ - wartość zadana wektora przestrzennego napięć prostownika w stacjonarnym, dwufazowym układzie współrzędnych,

$V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$ - składowe wartości zadanej wektora przestrzennego napięć prostownika
w stacjonarnym, dwufazowym układzie współrzędnych,

u_{dc+} , u_{dc-} - wartości chwilowe napięć kondensatorów wyjściowych obwodu prądu
stałego,

$\underline{I}_{\alpha\beta}$ - wektor przestrzenny prądów fazowych,

Przekształtnik N-poziomowy

$f_p(k)$ - funkcja aktywacji ścieżki przewodzącej,

k - liczba tranzystorów ścieżki przewodzącej,

S_j^P - stan łącznika tranzystorowego o numerze j w ścieżce przewodzącej o polaryzacji P ,

N - liczba poziomów napięć przekształtnika,

P - indeks polaryzacji – posiada wartość N dla łączników elektronicznych należących do grupy Negative, a wartość P dla łączników elektronicznych należących do grupy Positive,

grupa Positive – łączniki tranzystorowo-diodowe włączone pomiędzy dodatnim biegunem napięcia obwodu prądu stałego a zaciskiem napięcia AC przekształtnika,

grupa Negative – łączniki tranzystorowo-diodowe włączone pomiędzy ujemnym biegunem napięcia obwodu prądu stałego a zaciskiem napięcia AC przekształtnika.

$i \in \{a, b, c\}$ - indeksy oznaczające fazy, gdy są użyte w wyrażeniach arytmetycznych, przyjmują wartości:

i_i - wartość chwilowa prądu fazy i ,

u_{Si} - wartość chwilowa napięcia fazy i przekształtnika odniesionego do punktu środkowego napięcia obwodu prądu stałego,

u_{Ck} - wartość chwilowa napięcia kondensatora k dzielnika napięcia stałego.

i_{ijC} - wartość chwilowa prądu zasilającego punkt potencjałowy j pochodząca od prądu fazy i ,

i_{jC} - wartość chwilowa prądu zasilającego punkt potencjałowy j ,

i_{dc+} - wartość chwilowa prądu zasilającego dodatni biegun napięcia obwodu prądu stałego,

i_{dc-} - wartość chwilowa prądu zasilającego ujemny biegun napięcia obwodu prądu stałego.

u_j - wartość chwilowa napięcia punktu potencjałowego j pojemnościowego dzielnika napięcia mierzone względem punktu środkowego napięcia obwodu prądu stałego,

u_{Ck} - wartość chwilowa napięcia kondensatora k dzielnika napięcia stałego.

i_0 - wartość chwilowa prądu obciążenia obwodu prądu stałego,

i_{Cj} - wartość chwilowa prądu kondensatora j .

u_{Cj} - wartość chwilowa napięcia kondensatora j ,

U_{dc} - wartość średnia napięcia obwodu prądu stałego,

C_j - pojemność kondensatora j .

I_{Cj} - wartość średnia prądu kondensatora j ,

I_{kC} - wartość średnia prądu zasilającego punkt potencjałowy k dzielnika napięcia obwodu prądu stałego,

I_o - wartość średnia prądu obciążenia obwodu prądu stałego,

u_{dc} - wartość chwilowa napięcia obwodu prądu stałego,

m_i - współczynnik głębokości modulacji,

l_i - numer poziomu napięcia realizowanego przez fazę i przekształtnika,

$\underline{V}_{S\alpha\beta}$ - wektor przestrzenny napięć przekształtnika w zastępczym dwufazowym, stacjonarnym układzie współrzędnych,

$\underline{N}_{ac} = l_a - l_c$ $\underline{N}_{bc} = l_b - l_c$ - różnice poziomów napięcia,

$L(\underline{V}_{S\alpha\beta})$ - liczba realizacji wektora przestrzennego napięć $\underline{V}_{S\alpha\beta}$,

V_{S0} , u_{S0} - składowa zerowa wektora przestrzennego napięć przekształtnika tożsama ze składową zerową napięć przekształtnika,

l_0 - poziom napięcia składowej zerowej napięć,

m_0 - współczynnik głębokości modulacji składowej zerowej napięć,

i_{ilC} - wartość chwilowa prądu pochodzącego od fazy i zasilającego punkt potencjałowy numer l_i pojemnościowego dzielnika napięcia obwodu prądu stałego,

i_{lC} - wartość chwilowa prądu zasilającego punkt potencjałowy numer l_i pojemnościowego dzielnika napięcia obwodu prądu stałego,

i_{mlC} - wartość chwilowa prądu pochodzącego od fazy i zasilającego punkt potencjałowy numer l_i pojemnościowego dzielnika napięcia obwodu prądu stałego,

N_H - liczba poziomów napięć przekształtnika zastępującego,

N_L - liczba poziomów napięć przekształtnika zastępowalnego,

$n_{H \rightarrow L}$ - liczba tranzystorów przekształtnika o większej liczbie poziomów napięcia, które zastępują jeden tranzystor przekształtnika o mniejszej liczbie poziomów napięcia,

l_S - najniższy poziom napięcia,

l_M - średni poziom napięcia,

l_L - najwyższy poziom napięcia,

I_{kC} - wartość średnia prądu zasilającego k punkt potencjałowy dzielnika napięcia prądu stałego,

I_o - wartość średnia prądu obciążenia obwodu prądu stałego,

I_{Cj} - wartość średnia prądu kondensatora nr j ,

I_{dc+} - wartość średnia prądu zasilającego dodatni biegun napięcia obwodu prądu stałego,

I_{dc-} - wartość średnia prądu zasilającego ujemny biegun napięcia obwodu prądu stałego,

$u_{Sin}^{ref}(k)$ - wartość zadana napięcia fazy i przekształtnika dla k okresu modulacji,

u_{h-1}, u_h - wartości napięć kolejnych poziomów napięciowych przekształtnika,

h - poziom napięcia przekształtnika,

T_{ih}^H - czas trwania poziomu napięcia h jako poziomu wysokiego w okresie modulacji,

T_{ih}^L - czas trwania poziomu napięcia h jako poziomu niskiego w okresie modulacji,

$T_{i(h-1)}^L$ - czas trwania poziomu napięcia $h-1$ jako poziomu niskiego w okresie modulacji,

$u_{Sin}^{ref}(t)$ - przebieg wartości zadanej napięcia przekształtnika,

U_{Sm} - amplituda wartości zadanej napięcia przekształtnika,

$u_{Sin}^{ref}(k)$ - wartość zadana napięcia przekształtnika dla k okresu modulacji,

k - dyskretna chwila czasu,

$i_i(t)$ - przebieg harmonicznej podstawowej prądu fazy i przekształtnika,

I_m - amplituda harmonicznej podstawowej prądu przekształtnika,

$i_i(k)$ - wartość harmonicznej podstawowej prądu fazy i przekształtnika dla k okresu modulacji,

φ_s - kąt przesunięcia fazowego pomiędzy prądem harmonicznej podstawowej i napięciem przekształtnika,

α_h - kąt elektryczny, przy którym następuje zmiana poziomu modulacji w przypadku modulacji sinusoidalnej,

n_h - dyskretna chwila czasu odpowiadająca występowaniu kąta α_h ,

I_{ihC} - przybliżona wartość średnia prądu zasilającego punkt potencjałowy h pochodzącego od prądu fazy i ,

I_{hC} - przybliżona wartość średnia prądu zasilającego punkt potencjałowy h ,

$\tilde{I}_{ihC}$ - estymata wartości średniej prądu zasilającego punkt potencjałowy h pochodzącego od prądu fazy i ,

$\tilde{I}_{hC}$ - estymata wartości średniej prądu zasilającego punkt potencjałowy h ,

P_S - moc czynna pobierana przez przekształtnik na wejściu matrycy tranzystorowo-diodowej,

P - moc czynna pobierana przez przekształtnik z sieci zasilającej,

U_m - amplituda harmonicznego podstawowego napięcia sieci zasilającej,

I_m - amplituda harmonicznego podstawowego prądu pobieranego przez przekształtnik z sieci zasilającej,

$\tilde{I}_{hc}^{rel}$ - estymata wartości średniej prądu zasilającego punkt potencjałowy h wyrażona w jednostkach względnych,

P_{hc}^{rel} - estymata wartości mocy czynnej doprowadzonej do punktu potencjałowego h wyrażona w jednostkach względnych,

$u_{Sin}^{T_d}$ - wartość chwilowa napięcia przekształtnika wytwarzana w trakcie czasu martwego,

u_k, u_j - wartości napięć poziomów napięć przekształtnika, pomiędzy którymi następuje przełączenie,

l_i - poziom napięcia w gałęzi fazy i przekształtnika,

j, k - wartości poziomów napięć przekształtnika, pomiędzy którymi następuje przełączenie,

u_{ki}, u_{ji} - wartości napięć poziomów napięć przekształtnika, pomiędzy którymi następuje przełączenie w gałęzi fazy i przekształtnika,

$\underline{V}_{d(m,n)}, \underline{V}_{d(n,m)}$ - wartości wektora przestrzennego napięć przekształtnika występujące w trakcie czasu martwego,

k_i, j_i - wartości poziomów napięć przekształtnika, pomiędzy którymi następuje przełączenie w gałęzi fazy i przekształtnika,

$\underline{V}_{nm}$ - wartości wektora przestrzennego napięć przekształtnika występujące w trakcie czasu martwego przy przełączeniu pomiędzy sąsiednimi, bazowymi wektorami przestrzennymi napięć,

$\underline{V}_n, \underline{V}_m$ - wartości sąsiednich bazowych wektorów przestrzennych napięć przekształtnika, pomiędzy którymi występuje przełączenie,

$\underline{w}_i$ - wersor przestrzenny napięć o kierunku fazy $\vec{i}$,

Act - indeks fazy wzdłuż której kierunku następuje przełączenie pomiędzy sąsiednimi, bazowymi wektorami przestrzennymi napięć,

$\underline{w}_{Act}$ - wersor przestrzenny napięć o kierunku fazy Act ,

Dir - znak wartości przyrostu przyrostu bazowego wektora przestrzennego napięć występującego przy przełączeniu pomiędzy sąsiednimi, bazowymi wektorami przestrzennymi napięć,

Δl_i - zmiana poziomów napięć występująca w fazie $\vec{i}$,

Δl - wartość wspólna zmiany poziomów napięć dla wszystkich faz,

j_0, k_0 - składowe zerowe poziomów napięć odpowiadających sąsiednim, bazowym wektorom przestrzennym napięć, pomiędzy którym występuje przełączenie,

Δl_0 - przyrost składowej zerowej poziomów napięć odpowiadających sąsiednim, bazowym wektorom przestrzennym napięć, pomiędzy którym występuje przełączenie,

Δu_{kji} - przyrost napięcia występujący przy przełączeniu pomiędzy poziomami k, j w gałęzi fazy $\vec{i}$,

ΔU - różnica wartości kolejnych poziomów napięcia przekształtnika,

ΔV - różnica wartości sąsiednich wektorów przestrzennych napięć,

$Signl$ - wektor przestrzenny znaków prądów,

$SectI$ - numer sektora prądów,

$Ind_{(m,n)}$ - indeks wektora występującego w trakcie czasu martwego,

$\underline{V}_{Ind}$ - bazowy wektor przestrzenny napięć występujący w trakcie czasu martwego, określony poprzez indeks,

$\underline{V}_S^{Td}$ - wartość średnia wektora przestrzennego napięć przekształtnika wyznaczona za okres modulacji, z uwzględnieniem wpływu czasu martwego,

i, m, n - indeksy bazowych wektorów przestrzennych napięć,

w_i - współczynnik wagowy określający udział bazowego wektora przestrzennego napięć o indeksie $\vec{i}$ w wartości średniej wektora przestrzennego napięć przekształtnika,

(m, n) - przełączenie pomiędzy bazowymi wektorami przestrzennymi napięć,

- $k_{(m,n)}$ - krotność występowania przełączenia pomiędzy sąsiednimi, bazowymi wektorami przestrzennymi napięć o indeksach m i n w sekwencji modulacyjnej,
- $w_{(m,n)}$ - współczynnik wagowy określający udział wektora przestrzennego napięć przekształtnika występującego w trakcie czasu martwego przy przełączeniu pomiędzy sąsiednimi, bazowymi wektorami przestrzennymi napięć,
- $\underline{V}_{d(m,n)}$ - wartość wektora przestrzennego napięć przekształtnika występująca w trakcie czasu martwego przy przełączeniu pomiędzy sąsiednimi, bazowymi wektorami przestrzennymi napięć,
- $\underline{V}_S^*$ - wartość średnia wektora przestrzennego napięć przekształtnika występujących poza czasami martwymi w sekwencji modulacyjnej, wyznaczona za okres modulacji,
- $\underline{V}_{Td}$ - wartość średnia wektora przestrzennego napięć przekształtnika występujących w trakcie czasów martwych sekwencji modulacyjnej, wyznaczona za okres modulacji,
- StepSet* - zbiór indeksów bazowych wektorów przestrzennych napięć używanych w danym okresie modulacji,
- Transitions* - zbiór przełączeń pomiędzy bazowymi wektorami przestrzennymi napięć występujących w danym okresie modulacji,
- $\underline{V}_S^{ref}$ - wartość zadana wektora przestrzennego napięć przekształtnika,
- $\underline{V}_S^{cor}$ - wartość zadana, skorygowana wektora przestrzennego napięć przekształtnika,
- $\underline{V}_{S\alpha\beta}^{ref}$ - wartość zadana wektora przestrzennego napięć przekształtnika,
- V_{Sa}^{ref} , $V_{S\beta}^{ref}$ - składowe kartezjańskie wartości zadanej wektora przestrzennego napięć przekształtnika,
- $\tilde{\Delta}_{ac}$, $\tilde{\Delta}_{bc}$ - średnie różnice poziomów napięć wyznaczone za okres modulacji,
- Δ_{bc}^L , Δ_{bc}^H , Δ_{ac}^L , Δ_{ac}^H - całkowite różnice poziomów napięć ograniczające z dołu i z góry wartości średnie,
- $\underline{V}_{S*}^{ref}$ - wartość zadana wektora przestrzennego napięć przekształtnika w przesuniętym układzie współrzędnych,
- γ - kąt jaki tworzy wektor zadający $\underline{V}_{S*}^{ref}$ opisany w przesuniętym układzie współrzędnych z osią poziomą,
- $\underline{V}_{S\text{Step}}$ - zbiór bazowych wektorów przestrzennych napięć używany w danym okresie modulacji,

- $\underline{V}_S(\underline{\Delta}_{ac}^L, \underline{\Delta}_{bc}^L)$, $\underline{V}_S(\underline{\Delta}_{ac}^H, \underline{\Delta}_{bc}^H)$, $\underline{V}_S(\underline{\Delta}_{ac}^H, \underline{\Delta}_{bc}^L)$, $\underline{V}_S(\underline{\Delta}_{ac}^L, \underline{\Delta}_{bc}^H)$ - bazowe wektory przestrzenne napięć odpowiadające kombinacjom całkowitych różnic poziomów napięć,
- $T(\underline{\Delta}_{ac}^H, \underline{\Delta}_{bc}^H)$, $T(\underline{\Delta}_{ac}^H, \underline{\Delta}_{bc}^L)$, $T(\underline{\Delta}_{ac}^L, \underline{\Delta}_{bc}^L)$, $T(\underline{\Delta}_{ac}^L, \underline{\Delta}_{bc}^H)$ - czasy trwania bazowych wektorów przestrzennych napięć odpowiadające kombinacjom całkowitych różnic poziomów napięć,
- U_C^{ref} - wartość zadana wartości średniej napięcia pojedynczego kondensatora dzielnika napięcia obwodu prądu stałego,
- $\tilde{u}_{Cj}(l_c)$ - wyznaczona metodą predykcji wartość napięcia kondensatora nr j w przypadku przyjęcia poziomu napięcia l_c ,
- $i_{Cj}(l_c)$ - wartość prądu ładującego kondensator nr j w przypadku przyjęcia poziomu napięcia l_c ,
- $\Delta u_{Cj}(l_c)$ - różnica wyznaczonej metodą predykcji wartości napięcia kondensatora nr j i wartości zadanej U_C^{ref} w przypadku przyjęcia poziomu napięcia l_c ,
- $f_Q(l_c)$ - wartość funkcji celu optymalizacji – funkcja błędu określająca poziom nierównowagi napięć dzielnika napięcia obwodu prądu stałego w przypadku przyjęcia poziomu napięcia l_c ,
- p - numer pierścienia warstwy modulacyjnej, tożsamy z numerem warstwy modulacyjnej,
- $V_{R(s)p}$ - promień wewnętrzny pierścienia warstwy modulacyjnej,
- $V_{R(e)p}$ - promień zewnętrzny pierścienia warstwy modulacyjnej,
- P_p - pierścień całkowicie zawierający się w warstwie modulacyjnej,
- $P_{p/p+1}$ - pierścień zawierający obszary należące do dwóch sąsiednich warstw modulacyjnych,
- $\underline{V}_S$ - wartość średnia wektora przestrzennego napięć przekształtnika wyznaczona za okres modulacji,
- u_{ref} - wartość zadana napięcia przekształtnika,
- U_{Sm} - amplituda wartości zadanej napięcia przekształtnika,
- U_h - wartość napięcia punktu potencjałowego dzielnika obwodu prądu stałego w przypadku idealnego zrównoważenia napięć dzielnika,

h - poziom napięcia punktu potencjałowego dzielnika obwodu prądu stałego,

α_h - kąt, przy którym następuje przełączenie wartości napięcia przekształtnika z poziomu $h-1$ na poziom h ,

U_H - wartość napięcia najwyższego poziomu wykorzystywanego w modulacji schodkowej do aproksymacji przebiegu wartości zadanej w przypadku idealnego zrównoważenia napięć dzielnika,

N - liczba poziomów napięcia przekształtnika,

H - najwyższy poziom napięcia wykorzystywany w modulacji schodkowej do aproksymacji przebiegu wartości zadanej,

$\tilde{H}$ - wartość oszacowania najwyższego poziomu napięcia wykorzystywanego w modulacji schodkowej do aproksymacji przebiegu wartości zadanej,

$u_{S(I)}(\omega t)$ - schodkowy przebieg aproksymujący przebieg zadany napięcia przekształtnika w pierwszym kwadrancie układu współrzędnych,

$u_{S(II)}(\omega t)$, $u_{S(III)}(\omega t)$, $u_{S(IV)}(\omega t)$ - schodkowe przebiegi aproksymujące przebieg zadany napięcia przekształtnika w pozostałych kwadrantach układu współrzędnych,

$1(\bullet)$ - funkcja skoku jednostkowego,

n - liczba całkowitych okresów napięcia modulowanego zawarta w bieżącym czasie t ,

Δu - wartość chwilowa błędu napięcia z jakim przebieg schodkowy aproksymuje zadany przebieg harmoniczny,

u_S - wartość zadana napięcia przekształtnika,

ΔU_{RMS} - wartość skuteczna błędu napięcia z jakim przebieg schodkowy aproksymuje zadany przebieg harmoniczny,

f_Q - funkcja celu optymalizacji,

δU_{RMS1} - wartość skuteczna błędu odwzorowania napięcia odniesiona do wartości skutecznej napięcia zadanego,

δU_{RMS2} - wartość skuteczna błędu odwzorowania napięcia odniesiona do napięcia obwodu prądu stałego,

M - współczynnik głębokości modulacji,

$M_{\min 2}$ - wartości współczynnika głębokości modulacji, dla których występują minima funkcji celu (7.3.208),

M_{MIN2} - wartość współczynnika głębokości modulacji, dla której występuje minimum funkcji celu (7.3.208),

$M_{\min 1}$ - wartości współczynnika głębokości modulacji, dla których występują minima funkcji celu (7.3.207),

M_{MIN1} - wartość współczynnika głębokości modulacji, dla której występuje minimum globalne funkcji celu (7.3.207),

$u_S(\omega t)$ - przebieg aproksymujący,

h - numer harmonicznej napięcia przekształtnika,

$A_{(h)}$ - amplituda składowej sinusoidalnej harmonicznej napięcia przekształtnika,

$B_{(h)}$ - amplituda składowej kosinusoidalnej harmonicznej napięcia przekształtnika,

k - numer wyznaczanej harmonicznej napięcia przekształtnika,

$L_{(k)}$ - licznik wyrażenia (7.3.236) opisującego amplitudę składowej kosinusoidalnej harmonicznej nr k ,

$M_{(k)}$ - mianownik wyrażenia (7.3.236) opisującego amplitudę składowej kosinusoidalnej harmonicznej nr k ,

$L\{k_{elminatio}\}$ - liczba wyższych harmonicznych napięcia podlegająca eliminacji,

α_2 - kąt, przy którym następuje przełączenie pomiędzy poziomami napięcia 2 i 1,

f_1, f_2 - częstotliwości sprzęganych systemów elektroenergetycznych,

P_1, P_2 - wartości mocy czynnych sprzęganych systemów elektroenergetycznych,

Q_1, Q_2 - wartości mocy biernych sprzęganych systemów elektroenergetycznych,

$\underline{V}_1, \underline{V}_2$ - wartości napięć sprzęganych systemów elektroenergetycznych,

$\underline{V}_{S1}, \underline{V}_{S2}$ - wartości napięć przekształtników sprzęganych systemów elektroenergetycznych,

$\underline{V}_{L1}, \underline{V}_{L2}$ - wartości napięć dławików indukcyjnych sprzęganych systemów elektroenergetycznych,

$\underline{I}_1, \underline{I}_2$ - wartości prądów przekształtników sprzęganych systemów elektroenergetycznych,

P_{S1}, P_{S2} - wartości mocy czynnych na zaciskach prądu przemiennego matryc tranzystorowo-diodowych sprzęganych systemów elektroenergetycznych,

Q_{S1}, Q_{S2} - wartości mocy biernych na zaciskach prądu przemiennego matryc tranzystorowo-diodowych sprzęganych systemów elektroenergetycznych,

$\tilde{I}_{hCout}$ - estymata wartości średniej prądu zasilającego punkt potencjałowy h przekształtnika oddającego energię do systemu elektroenergetycznego,

$\tilde{I}_{hCin}$ - estymata wartości średniej prądu zasilającego punkt potencjałowy h przekształtnika pobierającego energię z systemu elektroenergetycznego,

P_{out} - moc czynna przekształtnika oddającego energię do systemu elektroenergetycznego,

P_{in} - moc czynna przekształtnika pobierającego energię z systemu elektroenergetycznego,

η - współczynnik sprawności sprzęgu systemów elektroenergetycznych,

$\tilde{\Delta}_{hC}$ - różnica estymat wartości średniej prądu zasilającego punkt potencjałowy h przekształtnika pobierającego energię z systemu elektroenergetycznego i przekształtnika oddającego energię do systemu elektroenergetycznego.

Uwagi:

Ze względu na specyfikę zastosowań przekształtników rozważanych w pracy, w przypadku prądów fazowych przyjęto, że dodatnie kierunki prądów odpowiadają pracy przekształtnika w trybie prostownika.

1. WSTĘP

Sieć energetyczna prądu przemiennego jest źródłem zasilania dla większości urządzeń elektrycznych, stosowanych w przemyśle i gospodarstwach domowych. Zagadnienie jakości mocy elektrycznej i jego różnorodne aspekty są przedmiotem badań naukowych i edukacji [B1, S9, S10, P7, N4]. Zarówno ze względów ekonomicznych jak i ekologicznych konieczna jest racjonalizacja zużycia energii. Oznacza to potrzebę konstruowania urządzeń charakteryzujących się wysoką sprawnością przetwarzania energii elektrycznej, aby zapewnić niskie straty energii w samym urządzeniu oraz poborem energii z sieci przy wysokim współczynniku mocy [S10], co ma na celu ograniczenie strat energii występujących w procesie jej przesyłu. Urządzenie podłączone do sieci zasilającej powinno nie zakłócać jej pracy czyli nie powodować odkształcenia napięć sieci, gdyż powoduje to pogorszenie warunków pracy innych odbiorników energii. Oznacza to, że urządzenie powinno pobierać energię z sieci zasilającej przy prądzie o możliwie małych odkształceniach od harmonicznej podstawowej. Jako odpowiedź na te wyzwania, powstała idea tak zwanej czystej konwersji mocy elektrycznej (Clean Power Conversion). W ramach tej idei sformułowano warunki jakie powinny spełniać nowoczesne przekształtniki energoelektroniczne. W ślad za ideą czystej konwersji mocy idą ustalenia normatywne wprowadzane na świecie [n1, n2, n3, n4].

Wobec coraz bardziej wymagających przepisów normatywnych określających warunki poboru energii elektrycznej z sieci zasilającej przez odbiorniki konieczne jest opracowywanie konstrukcji przekształtników mogących spełnić te wymagania [K24, M3, S7, S8, B5, R20, T5, T6] oraz precyzyjnych metod sterowania tych przekształtników [C3, K9, K10, K11, K12, T4, K13, K29, M1, M2, J1, S1, S2,]. Wymóg konwersji energii elektrycznej przy zachowaniu wysokiej sprawności, niskim współczynniku zniekształceń harmonicznych prądu $THD(i) \leq 4,6\%$ (ang. Current Total Harmonic Distortion) i współczynniku mocy przesunięcia, określanym dla mocy przenoszonej przez harmoniczne podstawowe $DPF \geq 0,94$ (ang. Displacement Power Factor) oraz całkowitym współczynniku mocy $TPF \geq 0,94$ (ang. Total Power Factor) bliskimi jedności z jednoczesnym precyzyjnym sterowaniem wartością mocy jest możliwy do osiągnięcia różnymi środkami technicznymi. Problem jest rozwiązywany poprzez zastosowanie przekształtników: wielopulsowych [T5, T6], impulsowych przekształtników napięciowych [B2] i prądowych [B3], bądź też wyposażenie nieliniowego odbiornika we współpracujący z nim filtr aktywny, którego zadaniem jest lokalna kompensacja wyższych harmonicznych prądu odbiornika [S9, K19, K20].

Każde z proponowanych rozwiązań wymaga zastosowania odpowiedniego układu przekształtnika AC/DC. Układy wielopulsowe pozwalają uzyskiwać przebiegi prądów o niskich odkształceniach harmonicznych lecz możliwości sterowania wartością mocy i współczynnika mocy są silnie ograniczone. Układy wielopulsowe o liczbie pulsów większej od sześciu wymagają stosowania

transformatorów. Stosowanie ich jest uzasadnione ekonomicznie tylko w przypadku systemów dużych mocy. Ze względu na doskonałe właściwości, przekształtniki napięciowe z napięciem kształtowanym według metod modulacji szerokości impulsów napięcia są powszechnie stosowane jako przekształtniki sieciowe odbiorników małych i średnich mocy. W układach dużych mocy występują ograniczenia w stosowaniu metody modulacji szerokości impulsów, ze względu na straty energii występujące przy przełączaniu łączników energoelektronicznych oraz ograniczenia szybkości przełączania tych łączników. W przekształtnikach wielopoziomowych sterowanych według metody modulacji szerokości impulsów straty te ulegają ograniczeniu. W przypadkach gdzie modulacja szerokości i impulsów jest nieefektywna stosowane są różne odmiany metod modulacji czasowych. Układy aktywnych filtrów mocy najczęściej realizuje się z użyciem przekształtników napięciowych podłączonych do sieci równolegle do odbiornika nieliniowego. Aktywne filtry mocy, podobnie jak układy prostownicze i falownicze stanowią odmianę przekształtnika sieciowego i wymagają stosowania analogicznych metod modulacji napięcia.

Diodowe i tyrystorowe układy prostownicze o sterowaniu fazowym [T5, T6], do niedawna uważane za rozwiązania klasyczne, pomimo że są układami o wysokiej sprawności przekształcania energii elektrycznej, charakteryzują się silną nieliniowością i powodują duże odkształcenia prądu pobieranego z sieci, a przetwarzanie energii odbywa się przy relatywnie niskim współczynniku mocy. Obecnie jako przekształtniki sieciowe stosuje się przeważnie układy impulsowych przekształtników napięciowych AC/DC (ang. VSC - Voltage Source Converter) z modulacją w obwodzie prądu przemiennego. Obowiązującym współcześnie standardem jest przekształtnik o dwupoziomowym napięciu AC. Coraz częściej wprowadzane są przekształtniki o większej liczbie poziomów napięcia.

Taki przekształtnik sieciowy może pracować jako układ prostowniczy o zmniejszonym wpływie zakłócającym na sieć zasilającą [B6, B7]. W tym trybie pracy jest używany na przykład do zasilania układów falowników napięciowych. Innym zakresem zastosowań przekształtników sieciowych jest sprzęganie małych elektrowni z siecią zasilającą [I2, I3, S5, S4, T1, T2, Z1]. Pracujący w trybie falownika przekształtnik sieciowy umożliwia przekazywanie energii do sieci przy wysokich parametrach charakteryzujących jakość mocy. Kolejnym zakresem zastosowań przekształtników sieciowych jest aktywna filtracja mocy, to jest kompensacja mocy biernej przesunięcia i mocy biernej odkształcenia oraz poprawa kształtu napięcia sieci zasilającej [S9, S10, S11, K20]. W wielu aplikacjach przekształtnik napięciowy może spełniać wymienione tu funkcje w sposób naprzemienny bądź jednoczesny, o ile posiada odpowiedni zapas mocy [K19].

Do sterowania przekształtników energoelektronicznych powszechnie stosowana jest metoda modulacji szerokości impulsów (ang. PWM – Pulse Width Modulation) [H4, H5]. Zastosowanie metody PWM pozwala na linearyzację charakterystyk prądowo-napięciowych przekształtników i pobór energii elektrycznej przy wysokim współczynniku mocy. Istotą metody PWM jest czasowe uśrednienie dyskretnych poziomów napięcia realizowanych na wejściu

przekształtnika. Napięcie wejściowe przekształtnika o zadanej wartości średniej syntetyzowane jest jako superpozycja napięć odpowiadających poziomom realizowanym przez przekształtnik, gdzie funkcjami wagi poszczególnych poziomów są ich względne czasy trwania w sekwencji modulacyjnej. Istnieją różne odmiany tej metody charakteryzujące się nieco odmiennymi właściwościami.

Modulacja sinusoidalna PWM [H5] traktuje przekształtnik trójfazowy jako układ trzech niezależnych przekształtników jednofazowych. Decyzje dotyczące sterowania w każdej fazie przekształtnika podejmowane są niezależnie od pozostałych, co pozwala realizować sterowanie w warunkach silnej niesymetrii.

Modulacje sinusoidalne PWM z sygnałem składowej zerowej [H5] pozwalają rozszerzyć zakres dynamiki napięcia przemiennego realizowanego na wejściu przekształtnika.

Jedną z odmian metody PWM jest wektorowa metoda modulacji szerokości impulsów (ang. SVPWM – Space Vector PWM) [H5]. Metoda wektorowa ujmuje przekształtnik w sposób całościowy. Umożliwia zwiększanie zakresu dynamiki napięcia przemiennego poprzez kształtowanie składowej zerowej napięcia i kontrolowanie równowagi napięć wyjściowego dzielnika pojemnościowego. W tym celu wykorzystywane są nadmiarowe bazowe wektory przestrzenne napięć, tożsame pod względem kształtowania prądów strony AC przekształtnika, lecz o odmiennych właściwościach, gdy chodzi o prądy zasilające pojemnościowy dzielnik napięcia. Literatura dotycząca problematyki sterowania i modulacji przekształtników napięciowych jest bardzo bogata. W szczególności wiele uwagi poświęcono metodzie modulacji szerokości impulsów, będącej centralnym punktem problematyki sterowania nowoczesnych układów przekształtnikowych [H4, H5]. Przekształtniki napięciowe są stosowane jako falowniki, przekształtniki sieciowe, pełnią również rolę aktywnych filtrów mocy [S9]. W każdym z tych przypadków zastosowanie przekształtnika napięciowego podlega pewnym odmiennym zasadom. Jednocześnie, wspólną cechą jest konieczność precyzyjnej generacji napięcia AC, a co za tym idzie stosowanie precyzyjnych metod modulacji.

Współpraca przekształtnika AC/DC z siecią zasilającą prądu przemiennego stwarza wiele istotnych problemów. Do najważniejszych z nich należą: synchronizacja napięć strony AC przekształtnika do napięć sieci [B8], wysoka precyzja generacji napięć strony AC pozwalająca na sterowanie przepływem energii pomiędzy siecią i obwodem wejściowym przekształtnika przy prawie sinusoidalnych prądach fazowych i założonym współczynniku mocy przesunięcia. Obydwa przedstawione problemy są bardzo istotne, ponieważ impedancja dławika włączonego pomiędzy napięcia sieci, a napięcia przekształtnika ma niewielką wartość, a spadek napięcia na niej ma typowo, w warunkach znamionowych, wartość co najmniej o rząd niższą niż napięcia sieci i przekształtnika. Napięcie dławika jest szczególnie małe, w porównaniu do napięć sieci i strony AC przekształtnika, w przypadku układów małej mocy zasilanych z sieci o stosunkowo wysokim napięciu. Jednocześnie błędy napięcia wytwarzanego na wejściu matrycy tranzystorowo-diodowej przekształtnika należy odnosić do napięcia dławika,

ponieważ przebieg napięcia dławika bezpośrednio decyduje o przebiegu prądu pobieranego przez przekształtnik. Źródłami odkształcenia napięcia są: tak zwany czas martwy, w przypadku przekształtników wielopoziomowych - nierównowaga napięć kondensatorów wyjściowego pojemnościowego dzielnika napięcia, opóźnienia pomiarów i układu sterowania, błędy pomiaru wielkości wejściowych algorytmu sterowania, niedokładności modelu matematycznego stosowanego do celów sterowania.

Stopień precyzji potrzebny do realizacji zaawansowanych algorytmów sterowania przekształtników energoelektronicznych możliwy jest do osiągnięcia jedynie w cyfrowych, mikroprocesorowych układach sterowania wspomaganych w realizacji funkcji sterujących przez układy logiki programowalnej. Znalazło to swoje odzwierciedlenie w programie cyfrowego sterowania przetwarzaniem energii elektrycznej (Digital Power) wdrażanym przez wiodące firmy branży energoelektronicznej. Obecnie standardem jest zastosowanie procesorów DSP i układów FPGA lub CPLD do realizacji sterowników układów przekształtnikowych [t1, t2, t3, t4].

Mikroprocesorowe układy sterowania przekształtników są, z natury rzeczy, układami dyskretnymi z określonym czasem operacji. Ich działanie charakteryzuje się typowym opóźnieniem wynoszącym jeden okres sterowania. Opóźnienie to ma istotny wpływ na jakość sterowania przekształtnika. W celu zmniejszenia negatywnego wpływu tego opóźnienia stosuje się predykcyjne metody sterowania przekształtników [A2, A3, R19]. Istotną grupę, analizowaną w literaturze, stanowią przekształtniki stosowane w układach napędowych [N2, K13, T5]. Zestawy napędowe przekształtnik sieciowy – falownik [K21] wymagają stosowania współbieżnych algorytmów sterowania przepływu mocy i spójnego rozwiązywania problemów dotyczących jakości mocy elektrycznej pobieranej z sieci i precyzji sterowania maszyny elektrycznej [J1]. Rozwiązywane są zagadnienia ograniczenia liczby przetworników pomiarowych potrzebnych do realizacji algorytmu sterowania [M1]. W tym celu opracowywane są metody estymacji niektórych wielkości fizycznych nie podlegających pomiarowi na podstawie wielkości mierzonych i modelu matematycznego przekształtnika. Analizowane są struktury przekształtników wielopoziomowych [Y3, Z2] oraz rozwijana metodyka ich modelowania [I4]. Opracowywane są rozwiązania układów przekształtnikowych pozwalające przyłączać do systemu energetycznego rozproszone źródła energii [I2]. Rozważany jest również wpływ metody modulacji na zaburzenia elektromagnetyczne wytwarzane (przewodzone) w układach przekształtnikowych [K14].

Dostępna literatura dotycząca zagadnień modulacji szerokości impulsów [H4, H5, N3, B10, B11, W2], w tym modulacji wektorowej [D1, F2, F3, F4, G1, G2, P6, P8, P9, P10, P11, W2], prezentuje ten problem w odniesieniu do konkretnej liczby poziomów napięcia przekształtnika. Metody modulacji wektorowej, analizowane w literaturze, zwykle nie uwzględniają wpływu czasu martwego. Zagadnienie równoważenia napięć dzielnika pojemnościowego przedstawiane jest w sposób fragmentaryczny [P1, P5, Y4]. Najczęściej warunki równowagi napięć

dzielnika pojemnościowego badane są metodami symulacyjnymi i przedstawiane dla wybranych stanów pracy przekształtnika. Wynika stąd konieczność opracowania możliwie aktualnej, spójnej i ogólnej teorii dotyczącej wektorowej modulacji szerokości impulsów.

Praca poświęcona jest zmodyfikowanym metodom sterowania i modulacji wektorowej przekształtników napięciowych. Celem pracy jest opracowanie i uogólnienie metod modulacji wektorowej dla napięciowych, impulsowych przekształtników energii elektrycznej typu AC/DC zasilanych z sieci prądu przemiennego. W opracowywanych metodach sterowania i modulacji podjęta zostanie próba kompensacji wpływu czynników deformujących wektor przestrzenny napięcie i tym samym obniżających parametry jakości konwersji energii elektrycznej przez przekształtnik.

Niniejsza praca koncentruje się na zagadnieniach sterowania i modulacji trójfazowych, napięciowych przekształtników impulsowych. Omawiane w pracy przekształtniki są przekształtnikami o pośrednim przekształcaniu energii, zawierają w swej strukturze obwód pośredniczący napięcia stałego. Do sieci zasilającej przyłączane są poprzez układy dławików separujących od siebie napięcia sieci i napięcia obwodu pośredniczącego.

Przedstawione w pracy metody sterowania i modulacji zostały opracowane z myślą o zastosowaniu do układów symetrycznych. Podstawowym układem, rozważanym w pracy, jest układ symetrycznego przekształtnika sieciowego podłączony do symetrycznej, trójfazowej sieci zasilającej poprzez układ symetrycznych dławików magnetycznych w układzie trójprzewodowym - bez przewodu zerowego. Gdziekolwiek można w pracy znaleźć odstępstwa od tego założenia, co zwykle oznacza szerszy zakres zastosowań danej metody przekraczający układ podstawowy. Wszędzie, gdzie napięcie jest kształtowane w ten sposób, że nie zawiera składowej zerowej metoda może być stosowana również w układach z przewodem zerowym.

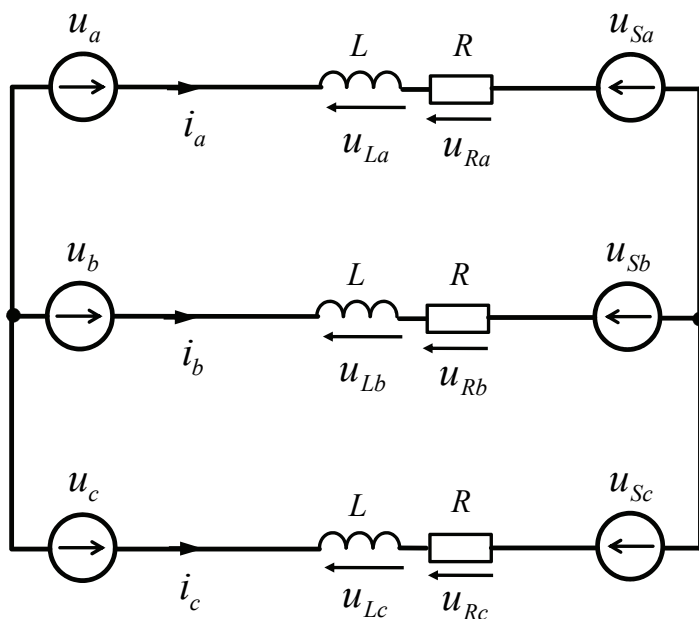
W pracy przedstawiono metodykę sterowania wektorowego przekształtników AC/DC [R19] (rozdz. 2), która jest wspólna dla wszystkich analizowanych struktur przekształtników. W proponowanych algorytmach sterowania podjęto próbę kompensacji wpływu opóźnienia, wnoszonego poprzez układy pomiarowe i procesor sterujący, do układu sterowania łączników przekształtnika, odniesionego do chwili pomiaru wielkości sterowanych. W tym celu opracowano i zastosowano predykcyjny algorytm sterowania [R19] (rozdz. 2). Omówiono przepływ energii przez obwody przekształtnika (rozdz. 3). Moc chwilową przetwarzaną przez przekształtnik opisano w ujęciu wektorowym. Zamieszczono wprowadzenie do modulacji szerokości impulsów napięcia w ujęciu skalarnym i wektorowym (rozdz. 4) wraz z zarysami metod kompensacji wpływu czasu martwego na napięcia przekształtnika. (rozdz. 5). Wykonano analizę wpływu czasu martwego na napięcia i prądy przekształtnika napięciowego (rozdz. 6). Dokonano analizy wpływu czasu martwego na przebiegi napięć i prądów na przykładzie

przekształtnika o napięciu dwupoziomowym (rozdz. 6). Przedstawiono metodykę modelowania napięciowych przekształtników impulsowych, która jest użyteczna do celów sterowania i modulacji oraz uwzględnia zachowanie się układu w tak zwanych czasach martwych. Opracowano modele dwupoziomowego przekształtnika napięciowego (rozdz. 7.1), trójpoziomowego prostownika z punktem neutralnym - tak zwanego prostownika Vienna (Vienna Rectifier) [R3, R8] (rozdz. 7.2). Uogólniono metodykę modelowania na przykładzie modelu wielopoziomowego przekształtnika napięciowego z diodami poziomującymi o dowolnej, arbitralnie przyjętej, liczbie poziomów napięcia (rozdz. 7.3). Nakreślono problemy i etapy ich rozwiązywania w procesie modulacji wektora przestrzennego napięć (rozdz. 7.3). Przedstawiono metody modulacji wektora przestrzennego napięć dwupoziomowego przekształtnika napięciowego [R18, R19] (rozdz. 7.1). W metodach modulacji opracowanych dla przekształtnika dwupoziomowego zastosowano kompensację wpływu czasu martwego na napięcia przekształtnika. Opracowano metodę modulacji napięcia trójpoziomowego prostownika typu Vienna [R4, R9, R11, R12, R13, R15, R16] (rozdz. 7.2). W wymienionej metodzie rozwiązano problem przejścia prądu fazowego przez zero oraz problem równoważenia napięć dzielnika pojemnościowego. Przedstawiono modulację sinusoidalną przekształtnika N – poziomowego z diodami poziomującymi oraz jego właściwości dla tego rodzaju modulacji. Podano bazowe wektory przestrzenne napięcia, dokonano uogólnienia metody modulacji wektora przestrzennego napięć dla N - poziomowego przekształtnika z diodami poziomującymi (rozdz. 7.3). Nakreślono problem równoważenia napięć pojemnościowego dzielnika napięcia. Omówiono wpływ czasu martwego na wartość wektora przestrzennego napięć (rozdz. 7.3.8). Zaproponowano metodę kompensacji wpływu czasu martwego na napięcia strony AC wytwarzane przez przekształtnik. Dokonano weryfikacji symulacyjnej proponowanych rozwiązań (rozdz. 7.1.4.1, rozdz. 7.2.6, rozdz. 7.3.11). Wykonano badania eksperymentalne dwupoziomowego przekształtnika napięciowego (rozdz. 7.1.4.2) i trójpoziomowego prostownika z punktem neutralnym (tak zwanego prostownika Vienna) (rozdz. 7.2.7).

Prezentowana rozprawa jest wynikiem badań własnych autora oraz prac prowadzonych w ramach projektu badawczego nr 3T10A 038 26 - pt.: „Analiza i wektorowe metody sterowania trójfazowych prostowników w układzie Vienna”, którego autor był głównym wykonawcą oraz częściowo projektu badawczego nr 2429/T02/2007/32 - pt.: „Analiza metod sterowania podnoszących sprawność trójfazowych falowników napięcia o komutacji miękkiej”, w którym autor pełnił tę samą funkcję.

2. STEROWANIE IMPULSOWYCH PRZEKSZTAŁTNIKÓW AC/DC

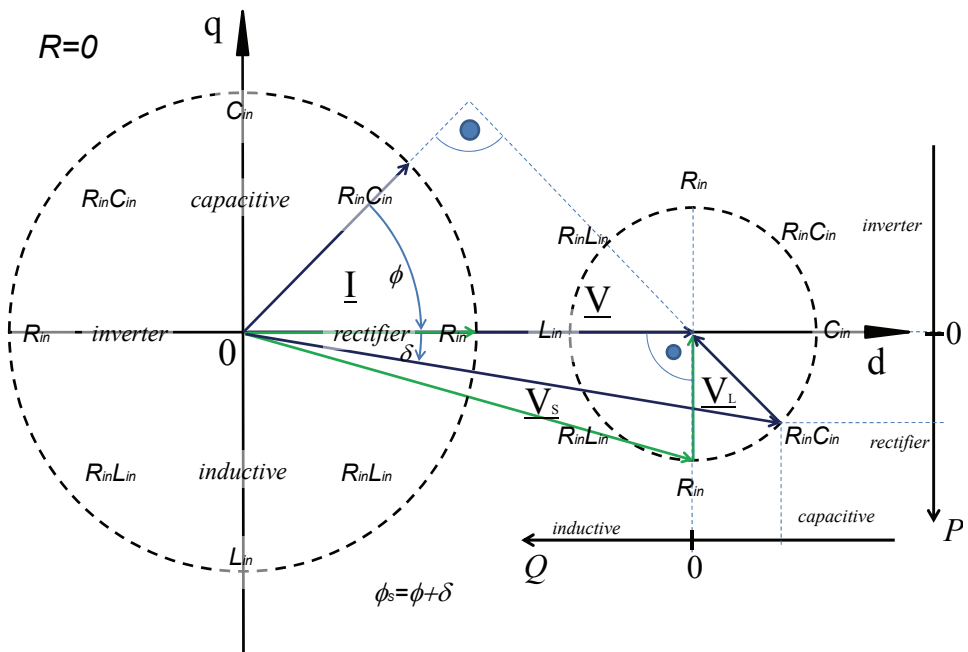
Jako podstawę teoretyczną działania napięciowego, impulsowego przekształtnika sieciowego przyjęto współdziałanie dwóch generatorów trójfazowych rozdzielonych impedancją zapobiegającą ich zwarciu i jednocześnie pozwalającą sterować wartościami prądów płynących pomiędzy generatorami. Jeden z generatorów reprezentuje sieć zasilającą natomiast drugi jest realizowany przez układy przekształtnika. Zagadnienie ilustruje rysunek 2.1.



Rys. 2.1. Zasada sterowania przepływem energii pomiędzy dwoma generatorami trójfazowymi

Jako impedancje rozdzielające generatory stosowane są dławiki indukcyjne. Dławiki magnetyczne tworzą obwody o charakterze zbliżonym do źródeł prądowych. Impedancja dławika magnetycznego wzrasta wraz z częstotliwością. Sprawia to, że układ ma charakterystykę filtra dolnoprzepustowego, dzięki czemu ograniczany jest wpływ wyższych harmonicznych, występujących w napięciach, na prądy fazowe. Przekształtnik projektowany jest jako układ symetryczny o możliwie dużej sprawności, więc dławiki indukcyjne są projektowane o równych

wartościach indukcyjności i możliwie małych wartościach rezystancji zastępczej Wielkościami, za pomocą których sterujemy przepływem prądów fazowych pobieranych przez przekształtnik z sieci zasilającej, a co za tym idzie przepływem energii pomiędzy siecią zasilającą a przekształtnikiem są trójfazowe napięcia strony AC przekształtnika. Dla poprawnego działania przekształtnika wymagana jest pełna synchronizacja częstotliwości sieci i przekształtnika oraz zachowanie odpowiedniego kąta fazowego względem napięć sieci [B8]. Zakłócenie sterowania napięć strony AC polegające na braku synchronizmu, niewłaściwej wartości amplitudy lub niespełnieniu warunków właściwego fazowania prowadzą do utraty kontroli nad prądami i stanu zwarcia obwodu AC przekształtnika. Rysunek 2.2 ilustruje zasadę działania przekształtnika napięciowego zasilanego z sieci prądu przemiennego w przypadku różnych kątów przesunięcia fazowego prądu względem napięcia lecz tej samej amplitudy prądu.



Rys. 2.2. Wykres wektorowy prądów i napięć ilustrujący zasadę sterowania przekształtnika AC/DC

Równanie (2.1) opisuje wektor napięć przekształtnika, dla którego przekształtnik ten pobiera prąd opisany wektorem $\underline{I}$. Natomiast równanie (2.2) opisuje moc pozorną pobieraną z sieci zasilającej przez przekształtnik.

$$\underline{V}_S = \underline{V} - \underline{V}_L = \underline{V} - j\omega L \underline{I} \quad (2.1)$$

gdzie: $\underline{V}_S$ - wektor przestrzenny napięć strony AC przekształtnika,

$\underline{V}$ - wektor przestrzenny napięć sieci zasilającej,

$\underline{V}_L$ - wektor przestrzenny napięć dławików indukcyjnych,

$\underline{I}$ - wektor przestrzenny prądów sieci zasilającej,

ω - częstotliwość kątowna napięć sieci zasilającej,

L - indukcyjność dławików.

$$\underline{S} = \underline{V} \underline{I}^* = P + jQ \quad (2.2)$$

gdzie: $\underline{S}$ - moc pozorna pobierana z sieci zasilającej,

P - moc czynna pobierana z sieci zasilającej,

Q - moc bierna pobierana z sieci zasilającej.

Jeżeli przyjmiemy założenie upraszczające, że przekształtnik pobiera energię z sieci, której napięcie jest mono-harmoniczne to jedynie składowe podstawowe napięcia i prądu uczestniczą w przekazywaniu energii. Wtedy moce pobierane przez przekształtnik wyrażają równania: pozorną (2.3), czynną (2.4) i bierną (2.5).

$$S_{(1)} = 3U_{(1)}I_{(1)} \quad (2.3)$$

$$P_{(1)} = S_{(1)} \cos \varphi_{(1)} \quad (2.4)$$

$$Q_{(1)} = S_{(1)} \sin \varphi_{(1)} \quad (2.5)$$

gdzie: $S_{(1)}$ - moc pozorna pobierana z sieci zasilającej odpowiadająca harmonicznym odstawowym napięć i prądów,

$U_{(1)}$ - wartość skuteczna harmonicznej podstawowej napięć sieci zasilającej,

$I_{(1)}$ - wartość skuteczna harmonicznej podstawowej prądów sieci zasilającej,

$\varphi_{(1)}$ - kąt przesunięcia fazowego pomiędzy podstawowymi harmonicznymi prądów i napięć sieci.

Wartość skuteczną pierwszej harmonicznej napięcia na dławiku indukcyjnym opisuje równanie (2.6). Natomiast wartość skuteczną napięcia, które powinien wytworzyć przekształtnik aby pobierał założone wartości mocy (2.3), (2.4), (2.5) przedstawia równanie (2.7).

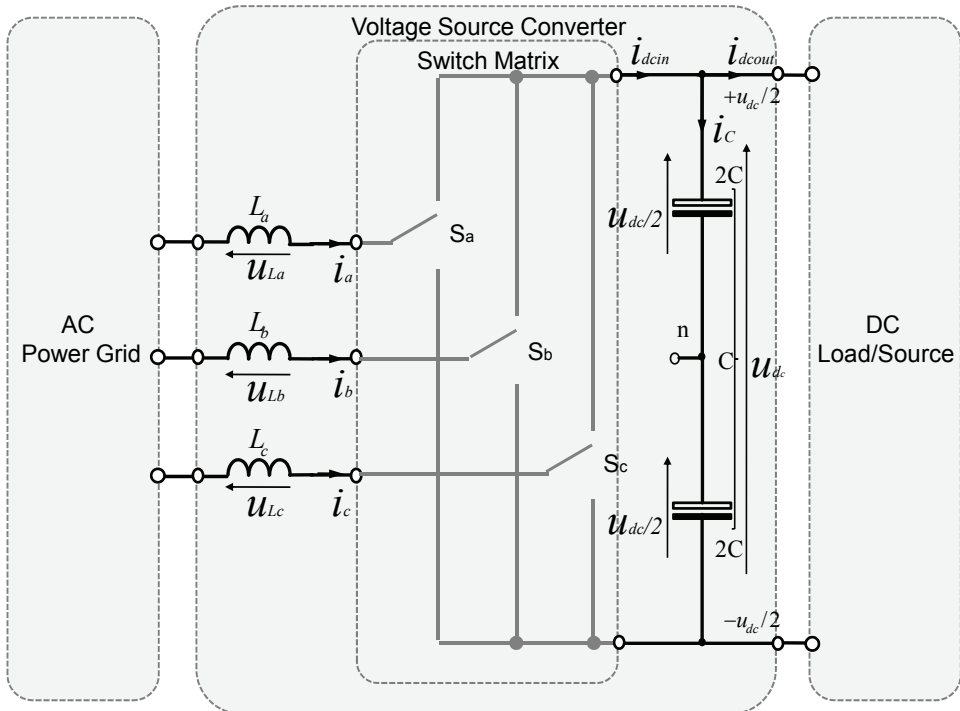
$$U_{L(1)} = \omega L I_{(1)} = \omega L \frac{S_{(1)}}{3U_{(1)}} \quad (2.6)$$

$$U_{S(1)} = \sqrt{(U_{(1)} + U_{L(1)} \sin \varphi_{(1)})^2 + (U_{L(1)} \cos \varphi_{(1)})^2} \quad (2.7)$$

gdzie: $U_{L(1)}$ - wartość skuteczna napięć dławików indukcyjnych,

$U_{S(1)}$ - wartość skuteczna napięć strony AC przekształtnika.

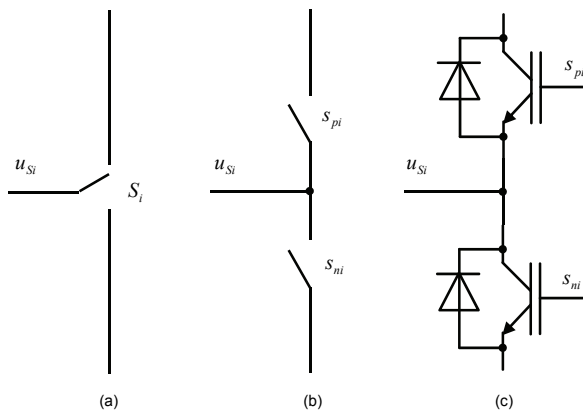
Przekształtnik napięciowy posiada obwód prądu stałego o charakterze zbliżonym do idealnego źródła napięcia, realizowany w postaci pojemności elektrycznej. Napięcia obwodu prądu stałego dołączane są do zacisków strony AC przekształtnika poprzez układy łączników tranzystorowo-diodowych. Ogólny schemat struktury przekształtnika napięciowego przedstawia rysunek 2.3.



Rys. 2.3. Struktura przekształtnika napięciowego

Zadaniem matrycy łączników elektronicznych jest przyłączanie punktów potencjałowych obwodu prądu stałego do zacisków strony AC gałęzi przekształtnika. Matryca ta przewodzi także prądy fazowe do punktów potencjałowych obwodu prądu stałego powodując przeładowywanie jego pojemności. Występujący w tej konfiguracji przełącznik (rys. 2.4a) jest

dekomponowany na układy niezależnych łączników (rys. 2.4b) o dwukierunkowym przewodzeniu prądu (rys. 2.4c).



Rys. 2.4. Realizacja macierzy łączników elektronicznych

Dla poprawnej pracy przekształtnika napięciowego wymagane jest, aby łączniki mogły dwukierunkowo przewodzić prąd, dlatego łączniki energoelektroniczne przekształtnika składają się z anty-równolegle połączonych tranzystorów bądź tyrystorów i diod. Diody są włączone w obwód w ten sposób, że napięcie obwodu prądu stałego polaryzuje je w kierunku zaporowym, do przewodzenia mogą zostać wprowadzone przez współpracujące napięcia zasilania i napięcia samoindukcji dławików magnetycznych. W przypadku pewnych szczególnych struktur przekształtników pracujących jedynie w trybie pracy prostowniczej, możliwe jest zredukowanie niektórych łączników do samych diod jak ma to miejsce w prostowniku dwupoziomowym z trzema łącznikami sterowanymi [B6, B7, K16, K17, K18], czy też w tak zwanym prostowniku Vienna [K22, K23, R8] lub w układzie zmodyfikowanego, mostkowego prostownika diodowego z wyjściem napięciowym [O1, R1, W1, R2, R5, R7].

Rysunek 2.5 przedstawia schemat zastępczy przekształtnika AC/DC zasilanego z trójfazowej sieci prądu przemiennego.

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{L_{Sa} \cdot L_{Sb} + L_{Sa} \cdot L_{Sc} + L_{Sb} \cdot L_{Sc}} \cdot \left\{ -i_a [(R_{Sa} + R_{Sc})L_{Sb} + R_{Sa}L_{Sc}] + \right. \\ \left. + i_b [R_{Sb}L_{Sc} - R_{Sc}L_{Sb}] + (L_{Sb} + L_{Sc})(e_a - u_{Sa}) - L_{Sc}(e_b - u_{Sb}) - L_{Sb}(e_c - u_{Sc}) \right\} \quad (2.8)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{L_{Sa} \cdot L_{Sb} + L_{Sa} \cdot L_{Sc} + L_{Sb} \cdot L_{Sc}} \cdot \left\{ i_a [R_{Sa}L_{Sc} - R_{Sc}L_{Sa}] - L_{Sa}(e_c - u_{Sc}) + \right. \\ \left. - i_b [(R_{Sb} + R_{Sc})L_{Sa} + R_{Sb}L_{Sc}] + (L_{Sa} + L_{Sc})(e_b - u_{Sb}) - L_{Sc}(e_a - u_{Sa}) \right\} \quad (2.9)$$

$$i_c = -(i_a + i_b) \quad (2.10)$$

gdzie: i_a, i_b, i_c - wartości chwilowe prądów fazowych sieci,

e_a, e_b, e_c - wartości chwilowe napięć fazowych zastępczego generatora sieci zasilającej,

L_{Sa}, L_{Sb}, L_{Sc} - całkowite indukcyjności poszczególnych faz przekształtnika,

R_{Sa}, R_{Sb}, R_{Sc} - całkowite rezystancje poszczególnych faz przekształtnika.

W równaniach (2.8), (2.9) użyto symboli całkowitej rezystancji (2.11) i całkowitej indukcyjności (2.12) występujących w danej fazie obwodów strony AC przekształtnika.

$$R_{Si} = R_{ei} + R_i \quad (2.11)$$

$$L_{Si} = L_{ei} + L_i \quad (2.12)$$

gdzie: R_{Si} - całkowita rezystancja fazy i przekształtnika,

R_{ei} - rezystancja fazy i zastępczego generatora sieci zasilającej,

R_i - rezystancja dławika fazy i przekształtnika,

L_{Si} - całkowita indukcyjność fazy i przekształtnika,

L_{ei} - indukcyjność fazy i zastępczego generatora sieci zasilającej,

L_i - indukcyjność dławika fazy i przekształtnika,

$i \in \{a, b, c\}$ - indeksy faz.

Równanie (2.13) przedstawia wartość napięcia sieci zasilającej. Wartość tego napięcia zależy od prądu fazowego, który ma wpływ zakłócający. Równanie (2.14) opisuje wartość napięcia fazowego przekształtnika wyznaczoną w odniesieniu do wirtualnego punktu neutralnego N' zastępczego trójfazowego generatora napięć strony AC przekształtnika.

$$u_i = e_i - R_{ei}i_i - L_{ei} \frac{di_i}{dt} \quad (2.13)$$

$$u_{Si} = u_{Sin} - u_{S0} \quad (2.14)$$

Napięcia fazowe przekształtnika u_{Sin} są odniesione do punktu środkowego n obwodu prądu stałego, który może występować fizycznie w przypadku realizacji pojemności wyjściowej poprzez szeregowe połączenie dwóch kondensatorów składowych o równych pojemnościach, lub jest punktem wirtualnym. Napięcia u_{Si} (2.14) zdefiniowane zostały jako nie zawierające składowej zerowej (2.15). Generatory synchroniczne elektrowni posiadają uzwojenia projektowane jako symetryczne i połączone w gwiazdę. Zastępczy trójfazowy generator napięć sieci zasilającej w przypadku idealnym jest układem symetrycznym. Ze względu na niesymetrię systemu przesyłowego oraz nieidealności wykonania generatora napięcia e_i mogą wykazywać niesymetrię i zawierać składową zerową (2.16).

$$u_{S0} = \frac{1}{3} \sum_{i \in \{a,b,c\}} u_{Sin} \quad (2.15)$$

$$e_0 = \frac{1}{3} \sum_{i \in \{a,b,c\}} e_i \quad (2.16)$$

gdzie: u_{S0} - wartość chwilowa składowej zerowej napięć strony AC przekształtnika,

u_{Sin} - wartość chwilowa napięcia fazy i strony AC przekształtnika wyznaczone względem punktu środkowego n napięcia obwodu prądu stałego,

e_0 - wartość chwilowa składowej zerowej napięć zastępczego generatora sieci zasilającej.

Równanie (2.17) opisuje zmiany napięcia obwodu DC przekształtnika.

$$\frac{du_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} (i_{dcin} - i_{dcout}) \quad (2.17)$$

gdzie: u_{dc} - wartość chwilowa napięcia obwodu prądu stałego,

i_{dcin} - wartość chwilowa prądu zasilającego obwód prądu stałego,

i_{dcout} - wartość chwilowa prądu obciążenia obwodu prądu stałego,

C - pojemność obwodu prądu stałego.

Wyrażenia różniczkowe (2.8), (2.9) i (2.17) są równaniami stanu przekształtnika. Równania od (2.18) do (2.25) opisują działanie przekształtnika dla poszczególnych harmonicznych.

$$\underline{U}_i = \underline{E}_i - R_{ei} \underline{I}_i - j\omega L_{ei} \underline{I}_i \quad (2.18)$$

$$\underline{U}_{iN'} = \underline{U}_{Si} + R_i \underline{I}_i + j\omega L_i \underline{I}_i \quad (2.19)$$

$$\underline{U}_{S0} = \frac{1}{3} (\underline{U}_{San} + \underline{U}_{Sbn} + \underline{U}_{Scn}) \quad (2.20)$$

$$\underline{U}_{Sin} = \underline{U}_{Si} + \underline{U}_{S0} \quad (2.21)$$

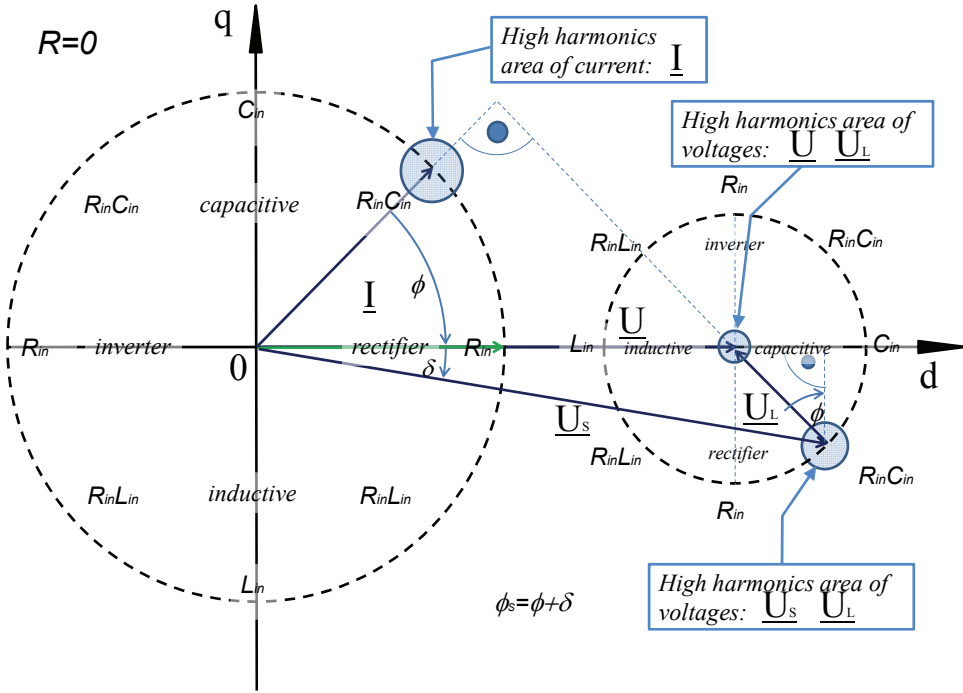
$$\underline{U}_{N'n} = \underline{U}_{S0} \quad (2.22)$$

$$\underline{I}_i = \frac{\underline{E}_i - \underline{U}_{Si} - \underline{U}_{S0} + \underline{U}_{Nn}}{R_{ei} + R_i + j\omega(L_{ei} + L_i)} \quad (2.23)$$

$$\underline{U}_{Nn} = \underline{U}_{S0} - \underline{E}_0 \quad (2.24)$$

$$\underline{E}_0 = \frac{1}{3} (\underline{E}_a + \underline{E}_b + \underline{E}_c) \quad (2.25)$$

Kształtowanie prądu pobieranego z sieci uzyskuje się poprzez sterowanie przebiegiem napięcia strony AC przekształtnika. Dostępne pomiarowo napięcia sieci zasilającej (2.13) w punkcie przyłączenia przekształtnika do sieci są zakłócone w odniesieniu do napięć generatora poprzez spadki napięcia wytwarzane przez wyższe harmoniczne prądu na impedancjach wewnętrznych sieci zasilającej. Napięcia generatora sieci zasilającej nie są dostępne pomiarowo lecz mogą być wyznaczane metodą estymacji. Do ich estymacji konieczna jest znajomość impedancji wewnętrznych sieci zasilającej, które w ogólności, nie muszą wykazywać symetrii i są zmienne w czasie, ponieważ zależą od innych odbiorników energii podłączonych do sieci. Impedancje wewnętrzne mogą być w prosty sposób uwzględniane w algorytmie sterowania w przypadku przekształtnika współpracującego bezpośrednio z generatorem elektrowni. Rysunek 2.6 przedstawia wykres wektorowy opisujący działanie przekształtnika napięciowego zasilanego z sieci prądu przemiennego.



Rys. 2.6. Wykres wektorowy prądów i napięć przekształtnika napięciowego zasilanego z sieci prądu przemiennego

Napięcie sieci zasilającej w punkcie dołączenia do niej przekształtnika zawiera wyższe harmoniczne pochodzące z układów zewnętrznych lub wytwarzane przez przekształtnik na impedancjach wewnętrznych sieci. Zarówno wyższe harmoniczne napięcia wytwarzane przez przekształtnik jak i wyższe harmoniczne występujące w sieci zasilającej wpływają na napięcie dławika separującego. Możliwe jest zarówno sumowanie się wyższych harmonicznych i w efekcie zwiększone zakłócanie prądu jak i częściowa lub całkowita wzajemna kompensacja powodująca zmniejszenie lub nawet eliminację harmonicznych prądu. Ponieważ napięcie sieci zasilającej w punkcie dołączenia do niej przekształtnika jest odkształcone ma to wpływ na działanie algorytmów sterowania dla których przebieg tego napięcia jest podstawą do wyznaczania napięcia strony AC realizowanego przez przekształtnik. Równania (2.26) i (2.27) przedstawiają jakim ułamkiem napięcia zasilającego (2.26) i napięcia wytwarzanego przez przekształtnik (2.27) jest napięcie dławika.

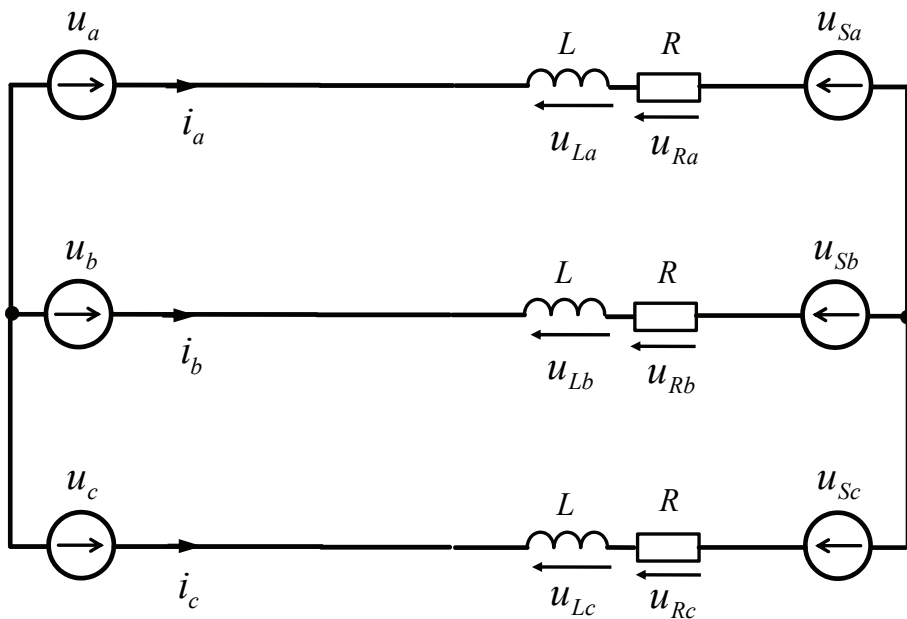
$$\frac{U_{L(1)}}{U_{(1)}} = \frac{\omega L S_{(1)}}{3U_{(1)}^2} \quad (2.26)$$

$$\begin{aligned} \frac{U_{L(1)}}{U_{S(1)}} &= \left(\sqrt{\left(\frac{3U_{(1)}^2}{\omega L S_{(1)}} + \sin \varphi_{(1)} \right)^2 + \cos^2 \varphi_{(1)}} \right)^{-1} = \\ &= \left(\sqrt{\left(\frac{3U_{(1)}^2}{\omega L S_{(1)}} \right)^2 + \frac{6U_{(1)}^2}{\omega L S_{(1)}} \sin \varphi_{(1)} + 1} \right)^{-1} \end{aligned} \quad (2.27)$$

Są to istotne związki dla projektowania przekształtnika i stanowią jedno z kryteriów doboru indukcyjności tych dławików. Typowo, ze względu na niewielkie impedancje dławików, spadek napięcia na tych elementach jest znacznie mniejszy niż napięcie sieci zasilającej (2.18) lub napięcie przekształtnika (2.19). Dlatego wektor przestrzenny napięć wejściowego przekształtnika jest usytuowany w bliskim sąsiedztwie wektora przestrzennego napięć sieci. Ułamki (2.26) i (2.27) są szczególnie małymi wartościami jeżeli projektujemy przekształtnik pracujący przy relatywnie wysokich wartościach napięcia zasilającego lecz o niskim poborze mocy, a co za tym idzie o niskiej wartości znamionowej prądu. Istnieje, co prawda, teoretyczna możliwość otrzymania założonej wartości wyrażenia (2.26), jednakże duże wartości indukcyjności są ze względów konstrukcyjnych (duże gabaryty i ciężar) i ekonomicznych (duży koszt) nieuzasadnione. Ponadto należy zauważyć, że przebieg prądu zależy od przebiegu napięcia dławika. Błędy związane z kształtowaniem napięcia strony AC przekształtnika powinny być odniesione do napięcia dławika i stanowić możliwie małą jego część. Wynika stąd konieczność bardzo precyzyjnego sterowania napięcia przekształtnika aby zapewnić odpowiednią dokładność sterowania prądu. Bardzo istotnym elementem mającym wpływ na dokładność sterowania prądu jest zastosowany algorytm modulacji napięcia.

Do celów syntezy poszczególnych elementów układu sterowania przekształtnika napięciowego stosowane są różne jego schematy zastępcze [R6]. Rysunki od 2.7 do 2.9 ilustrują schematy zastępcze przekształtnika napięciowego zasilanego z sieci prądu przemiennego w różnych układach współrzędnych stosowanych do wyznaczania algorytmów sterowania [R6]. Rysunek 2.7 przedstawia naturalny, trójfazowy schemat zastępczy przekształtnika napięciowego. W tym układzie dokonywane są pomiary wielkości fizycznych, napięć i prądów strony AC przekształtnika, a także ma miejsce fizyczna generacja napięć. Reprezentacja naturalnego układu trójfazowego równoważnym zastępczym układem dwufazowym stanowi podstawę do zdefiniowania pojęcia wektora przestrzennego (rys. 2.8). Schemat zastępczy przekształtnika opisany w układzie współrzędnych dwufazowych wirujących synchronicznie do napięć sieci zasilającej jest najpowszechniej stosowany do opracowania algorytmu sterowania (rys. 2.9).

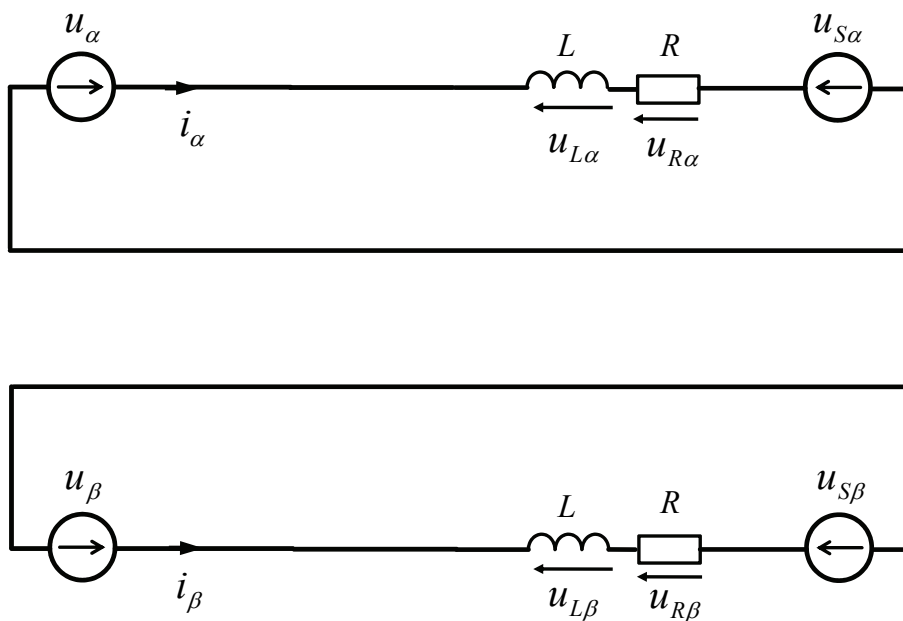
Przyjmując kąt elektryczny wektora przestrzennego napięć sieci zasilającej jako kąt elektryczny układu współrzędnych dwufazowych wirujących uzyskujemy synchronizację napięć przekształtnika do napięć sieci zasilającej. Napięciom i prądom sinusoidalnie zmiennym o częstotliwości sieci zasilającej odpowiadają w tym układzie wektory przestrzenne stałe w czasie. Wobec tego zagadnienie regulacji nadążnej zostaje sprowadzone do zagadnienia stabilizacji sygnałów stałych w czasie. Ponadto, zastosowany opis w sposób naturalny zapewnia odsprężoną regulację składowej czynnej i składowej biernej prądu pobieranego z sieci zasilającej, a więc niezależną regulację mocy czynnej i mocy biernej przesunięcia. Dwufazowy, stacjonarny układ współrzędnych (rys. 2.8) wykorzystywany jest do celów modulacji wektora przestrzennego napięć przekształtnika. W tym układzie współrzędnych w sposób naturalny można dokonać wyboru strategii przełączania łączników przekształtnika oraz uwzględnić różnorodne ograniczenia zakresu modulacji.



Rys. 2.7. Schemat zastępczy przekształtnika napięciowego w stacjonarnym układzie współrzędnych fazowych

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = u_a - u_{Sa} \\ L \frac{di_b}{dt} + Ri_b = u_b - u_{Sb} \\ L \frac{di_c}{dt} + Ri_c = u_c - u_{Sc} \end{cases}$$

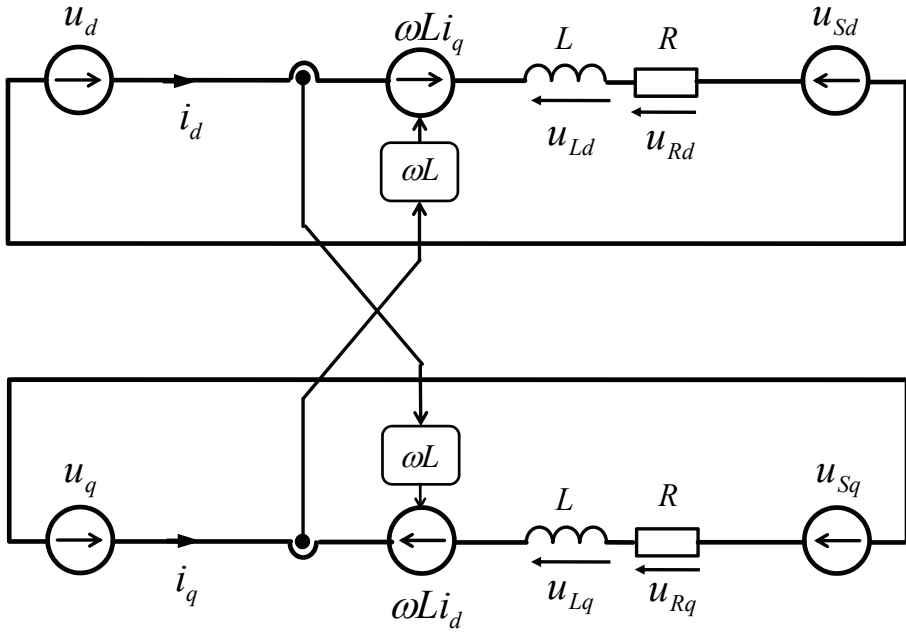
$$L \frac{d\mathbf{i}}{dt} + R\mathbf{i} = \mathbf{u} - \mathbf{u}_s \quad (2.28)$$



Rys. 2.8. Schemat zastępczy przekształtnika napięciowego w stacjonarnym dwufazowym układzie współrzędnych

$$\begin{cases} L \frac{di_{\alpha}}{dt} + Ri_{\alpha} = u_{\alpha} - u_{S\alpha} \\ L \frac{di_{\beta}}{dt} + Ri_{\beta} = u_{\beta} - u_{S\beta} \end{cases}$$

$$L \frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta}}{dt} + R\mathbf{i}_{\alpha\beta} = \mathbf{u}_{\alpha\beta} - \mathbf{u}_{S\alpha\beta} \quad (2.29)$$



Rys. 2.9. Schemat zastępczy przekształtnika napięciowego w układzie współrzędnych wirującym synchronicznie do napięć sieci zasilającej

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} - \omega L i_q + R i_d = u_d - u_{Sd} \\ L \frac{di_q}{dt} + \omega L i_d + R i_q = u_q - u_{Sq} \end{cases}$$

$$L \frac{d \underline{I}_{dq}}{dt} + R \underline{I}_{dq} + j \omega L \underline{I}_{dq} + \underline{V}_{Sdq} = \underline{V}_{dq} \quad (2.30)$$

gdzie: R - rezystancja zastępcza obwodów fazowych,

L - indukcyjność zastępcza obwodów fazowych,

i_a, i_b, i_c - wartości chwilowe prądów fazowych przekształtnika,

$\mathbf{i}$ - macierz wartości chwilowych prądów fazowych przekształtnika,

u_a, u_b, u_c - wartości chwilowe napięć fazowych sieci w punkcie przyłączenia przekształtnika,

- U** - macierz wartości chwilowych napięć fazowych sieci zasilającej w punkcie przyłączenia przekształtnika,
- u_{sa}, u_{sb}, u_{sc} - wartości chwilowe napięć fazowych przekształtnika bez składowej zerowej,
- u_s** - macierz wartości chwilowych napięć fazowych przekształtnika bez składowej zerowej,
- i_{α}, i_{β} - wartości chwilowe składowych prądów przekształtnika w zastępczym, dwufazowym, stacjonarnym układzie współrzędnych,
- i_{αβ}** - macierz wartości chwilowych składowych prądów w zastępczym, dwufazowym, stacjonarnym układzie współrzędnych,
- u_{α}, u_{β} - wartości chwilowe składowych napięć sieci zasilającej w punkcie przyłączenia przekształtnika, w zastępczym, dwufazowym, stacjonarnym układzie współrzędnych,
- u_{αβ}** - macierz wartości chwilowych składowych napięć sieci zasilającej w punkcie przyłączenia przekształtnika, w zastępczym, dwufazowym, stacjonarnym układzie współrzędnych,
- u_{sa}, u_{sb} - wartości chwilowe składowych napięć przekształtnika w zastępczym, dwufazowym, stacjonarnym układzie współrzędnych,
- u_{Sαβ}** - macierz wartości chwilowych składowych napięć przekształtnika w zastępczym, dwufazowym, stacjonarnym układzie współrzędnych,
- i_d, i_q - wartości chwilowe składowych prądów przekształtnika w zastępczym, dwufazowym, wirującym układzie współrzędnych,
- I_{dq}** - wektor zespolony prądów przekształtnika, w zastępczym, dwufazowym, wirującym układzie współrzędnych,
- u_d, u_q - wartości chwilowe składowych napięć sieci zasilającej w punkcie przyłączenia przekształtnika, w zastępczym, dwufazowym, wirującym układzie współrzędnych,
- V_{dq}** - wektor zespolony napięć sieci zasilającej w punkcie przyłączenia przekształtnika, w zastępczym, dwufazowym, wirującym układzie współrzędnych,
- u_{sd}, u_{sq} - wartości chwilowe składowych napięć przekształtnika w zastępczym, dwufazowym, wirującym układzie współrzędnych,

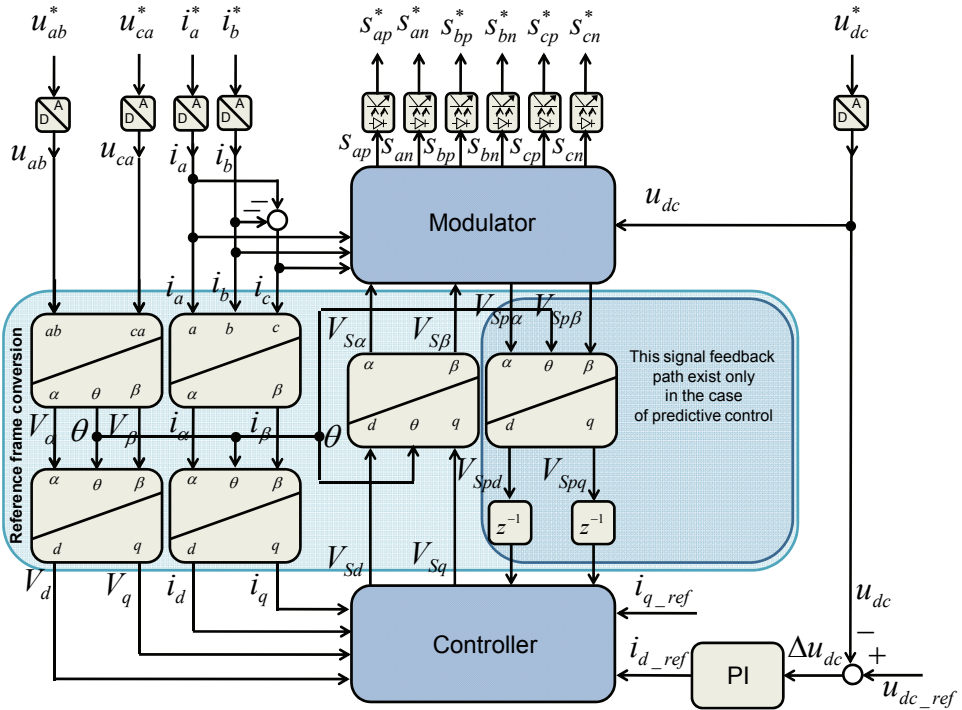
$\underline{V}_{Sdq}$ - wektor zespolony napięć przekształtnika, w zastępczym, dwufazowym, wirującym układzie współrzędnych,

ω - częstotliwość kątowa wirowania zastępczego, dwufazowego układu współrzędnych.

2.1. STRUKTURA UKŁADU STEROWANIA

Sterowanie przepływem mocy elektrycznej w przekształtniku napięciowym może być osiągnięte poprzez regulację wartości prądów fazowych lub regulację napięć przekształtnika. W obydwu przypadkach wielkościami wyjściowymi poprzez które przekształtnik wpływa na przepływ mocy elektrycznej są napięcia strony AC przekształtnika. Metoda z regulacją napięć przekształtnika praktycznie nie jest stosowana ze względu na problemy z pojawiającymi się składowymi stałymi prądów fazowych oraz pomiarem napięcia impulsowego. Ze względu na całkujący charakter dławików magnetycznych oraz niskie wartości i rozrzut parametryczny rezystancji zastępczych obwodów AC nawet niewielka asymetria składowych stałych napięć strony AC przekształtnika powoduje przepływ znacznych składowych stałych prądów fazowych [K28]. Dla tej przyczyny, w metodach sterowania ze zredukowaną liczbą czujników pomiarowych (ang. sensor less methods) eliminowane są czujniki napięć [M1] a nie czujniki prądów fazowych. Powszechnie stosowane są odmiany metody regulacji prądów [K9, K10, K11].

Rysunek 2.10 przedstawia zaproponowany schemat blokowy układu sterowania przekształtnika napięciowego.

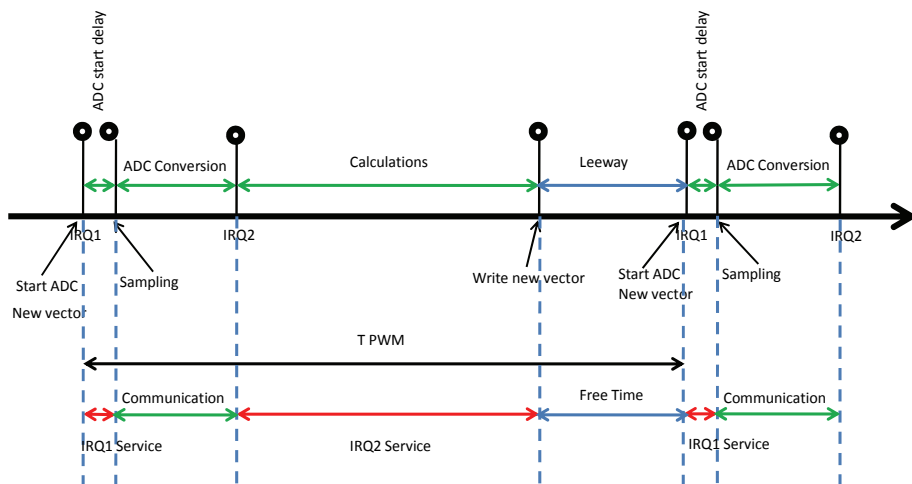


Rys. 2.10. Układ sterowania przekształtnika napięciowego

Jest to przypadek sterowania wektorowo-zorientowanego. Układ dokonuje pomiaru dwóch napięć międzyfazowych i dwóch prądów fazowych. Na ich podstawie wyznaczane są wektory przestrzenne napięć sieci i prądów fazowych w dwufazowym, stacjonarnym układzie współrzędnych. Na podstawie wartości składowych wektora przestrzennego napięć sieci wyznaczany jest kąt elektryczny. Kąt jaki tworzy wektor napięć z osią fazy α jest jednocześnie kątem obrotu dwufazowego, wirującego układu współrzędnych do którego dostosowywane są wektory przestrzenne napięć i prądy sieci. W ten sposób osiągnięta jest synchronizacja napięć przekształtnika do napięć sieci zasilającej. Na podstawie wektorów przestrzennych napięć i prądów sieci oraz wektora prądów odniesienia układ sterownika wyznacza wartość wektora przestrzennego napięć odniesienia przekształtnika. Algorytmy działania układu sterownika zostały opisane w podrozdziałach 2.2 i 2.3. Wektor przestrzenny napięć odniesienia przekształtnika po przekształceniu do dwufazowego, stacjonarnego układu współrzędnych jest podawany na wejście układu modulatora. Układ sekwensera modulatora włączając kombinacje stanów łączników tranzystorowych odpowiadające poszczególnym wektorom przestrzennym napięć i odmierzając czasy ich włączenia generuje odpowiednie napięcia obwodu DC, które podawane są na trójfazowe wejście przekształtnika.

Algorytmy sterowania i modulacji współczesnych przekształtników są realizowane z użyciem układów mikroprocesorowych, dzięki czemu możliwa jest realizacja systemów o dużej złożoności obliczeniowej. Ze sterowaniem mikroprocesorowym nieodłącznie jest związany problem opóźnienia sterowania wynikający ze skończonego czasu przetwarzania pomiarowych przetworników analogowo-cyfrowych i czasu realizacji obliczeń przez procesor. Napięcia wyznaczone w bieżącym okresie sterowania, na podstawie pomiarów wykonanych na początku okresu sterowania, są realizowane przez układ modulatora w następnym okresie sterowania. W czasie upływającym pomiędzy pomiarem a realizacją wynikających z niego sterowań ulega zmianie stan przekształtnika. Zmieniają się wartości prądów fazowych i napięcia obwodu prądu stałego, które są zmiennymi stanu systemu. Powoduje to występowanie pewnej nieadekwatności sterowań do bieżącego stanu systemu. W celu kompensacji wpływu omawianego czasu opóźnienia stosuje się metody sterowania z predykcją prądów. Rysunek 2.11 przedstawia sekwencję sterowania przekształtnika realizowaną za pomocą sterownika mikroprocesorowego.

Converter Control Sequence



Rys. 2.11. Sekwencja sterowania przekształtnika

Sterowanie pracą układu rozpoczyna się od startu przetwornika analogowo-cyfrowego stosowanego do przetwarzania sygnałów pomiarowych. Realizowane jest to w programie obsługi przerwania procesora o nazwie IRQ1. Ze względu na

wymagania programu sterującego korzystne jest aby opóźnienie występujące pomiędzy chwilą czasu gdy modulator wystawia nowy wektor sterowań i zgłasza przerwanie IRQ1 a chwilą próbkowania sygnałów pomiarowych przez przetwornik analogowo-cyfrowy było jak najmniejsze. W niektórych systemach uzyskuje się to w ten sposób, że modulator w chwili rozpoczęcia nowej sekwencji modulacyjnej podaje sygnał startu przetwarzania dla przetwornika analogowo-cyfrowego, ponieważ są to akcje sprzętowe więc występuje ich równoczesność. Następnie przetwornik analogowo-cyfrowy przetwarza wartości napięć na odpowiadające im wartości liczbowe. Czas gdy pobudzony do działania przetwornik analogowo-cyfrowy próbkuje i przetwarza sygnały pomiarowe z punktu widzenia procesora jest czasem pomiędzy przerwaniem IRQ1 i IRQ2, który nie jest zajęty przez główny algorytm sterujący i może być wykorzystywany na przykład do zadań: sygnalizacji stanu systemu i komunikacji z układem nadrzędnym oraz operatorem systemu. Autor wykorzystuje ten czas do zapisywania cyfrowych wartości sygnałów wewnętrznych algorytmu sterowania do rejestrów wejściowych pomocniczego przetwornika cyfrowo-analogowego. Odpowiadające im wyjściowe sygnały napięciowe przetwornika są wykorzystywane do celów uruchomieniowych i diagnostycznych. Gdy przetwarzanie jest zakończone przetwornik zgłasza przerwanie oznaczone na rysunku jako IRQ2. Procesor w programie obsługi przerwania IRQ2 dokonuje odczytu cyfrowych wartości wielkości pomiarowych z rejestrów wyjściowych przetwornika analogowo-cyfrowego. W działaniu przetwornika analogowo-cyfrowego występuje ustalanie się napięć na kondensatorach układu próbkująco-pamiętającego w ciągu całego czasu poza czasem przetwarzania. Następnie rozpoczyna się wykonanie programu sterującego, którego celem jest wyznaczenie zbioru sterowań czyli stanów włączeń łączników elektronicznych i ich czasów trwania. Gdy sterowania są wyznaczone, program obsługi przerwania zapisuje je do specjalizowanego, autonomicznego koprocesora sterującego sekwencjami włączeń łączników elektronicznych po czym kończy swoje działanie. Kolejny cykl sterujący rozpoczyna się z chwilą gdy koprocesor zakończy poprzednią sekwencję modulacyjną i rozpocznie następną według zapisanych sterowań jednocześnie zgłaszając przerwanie IRQ1. Czas upływający od zakończenia wykonywania programu obsługi przerwania IRQ2 do rozpoczęcia wykonywania programu obsługi IRQ1 nie jest wykorzystywany przez algorytm sterujący i stanowi zapas pozwalający udoskonalać procedurę sterującą poprzez rozwijanie jej kodu.

2.2. PRZEKSZTAŁNIK JAKO UKŁAD REGULACJI AUTOMATYCZNEJ

Z punktu widzenia systematyki układów sterowania przekształtniki energoelektroniczne są układami dyskretnymi [A1, P3]. Dyskretyzacja czasu w działaniu współczesnych przekształtników energoelektronicznych wynika z faktu, że zarówno modulator PWM i sterownik wykonany z użyciem mikroprocesora są z natury rzeczy układami o dyskretnym działaniu. Modulator realizuje sekwencje modulacyjne, które zmieniają się co okres modulacji. Stosowane współcześnie do realizacji sterowników przekształtników procesory wraz z przetwornikami analogowo-cyfrowymi wyznaczają dyskretne w czasie sygnały sterujące na podstawie wartości napięć i prądów mierzonych w dyskretnych chwilach czasu. Ponieważ wielkości wejściowe przetwarzane na postać liczbową przez przetworniki analogowo-cyfrowe podlegają kwantyzacji wartości, gdyż w postaci liczbowej reprezentowane są z pewnym kwantem czyli minimalną zmianą wartości reprezentacji liczbowej, więc system przekształtnika sterowany za pomocą układu mikroprocesorowego jest systemem cyfrowym.

2.2.1. Sterowanie bez predykcji prądu

W przypadku sterowania bez predykcji prądu napięcie AC dla następnego okresu sterowania jest obliczane na podstawie bieżących pomiarów. Występuje opóźnienie pomiędzy chwilą pomiaru a chwilą wystawienia sekwencji sterującej łączniki wynoszące jeden okres sterowania. Wektor przestrzenny napięć dla następnego okresu jest obliczany według równania (2.32).

$$\underline{V}_{S(i+1)dq} = \underline{V}_{(i)dq} - (j\omega L + R)\underline{I}_{(i)dq} - L \frac{\Delta \underline{I}_{(i)dq}}{T_m} \quad (2.31)$$

$$\Delta \underline{I}_{(i)dq} = \underline{I}_{dqref} - \underline{I}_{(i)dq} \quad (2.32)$$

gdzie: $\underline{V}_{S(i+1)dq}$ - wektor przestrzenny napięć strony AC przekształtnika wyznaczony przez układ sterownika dla kolejnego okresu sterowania,

$\underline{V}_{(i)dq}$ - wektor przestrzenny napięć sieci wyznaczony z pomiarów,

$\underline{I}_{(i)dq}$ - wektor przestrzenny prądów sieci wyznaczony z pomiarów,

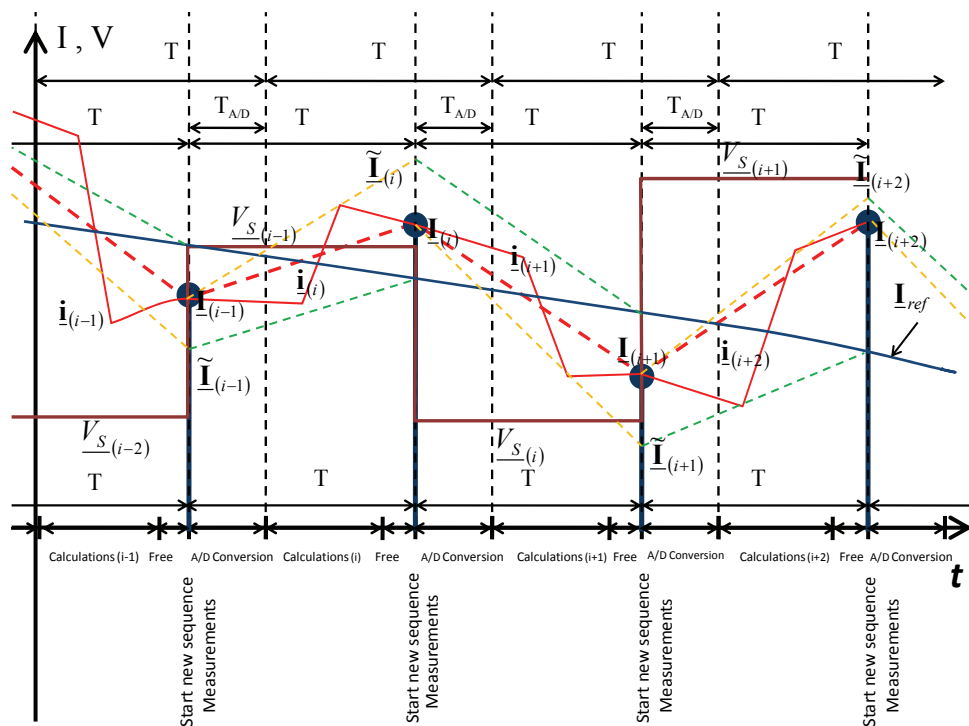
$\underline{I}_{dqref}$ - wartość zadana wektora przestrzennego prądów sieci,

T_m - okres modulacji.

Z tej przyczyny sekwencja sterująca opóźnia się względem napięć i prądów sieci zasilającej. Ta sytuacja prowadzi do deformacji prądów fazowych pobieranych przez przekształtnik.

2.2.2. Sterowanie z predykcją prądu

W celu zmniejszenia wpływu opóźnienia sterowania na zniekształcenia prądu fazowego stosuje się sterowanie predykcyjne. Na podstawie wartości zmierzonych na początku danego okresu sterowania oraz wartości sterowań wyznaczonych w poprzednim okresie sterowania dla bieżącego obliczane są wartości prądów fazowych jakie teoretycznie, zgodnie z modelem matematycznym przekształtnika, powinny wystąpić na początku następnego okresu sterowania. Następnie wyznaczamy wartość sterowań, które powinny spowodować, że w ciągu kolejnego okresu sterowania wartości prądów fazowych zostaną doprowadzone do wartości zadanych. Rysunek 2.12 ilustruje, w sposób poglądowy, zasadę sterowania predykcyjnego.



Rys. 2.12. Zasada działania predykcyjnej metody sterowania

Opóźnienie pomiędzy próbkowanymi sygnałami pomiarowymi prądów i napięć a rozpoczęciem nowej sekwencji przełączania tranzystorów zależnej od tych pomiarów wynosi jeden okres. Z tej przyczyny algorytm sterowania bierze pod

uwagę tylko wartości średnie wektora przestrzennego napięć. Generalnie, upraszcza to syntezę algorytmu sterowania.

Predykcyjno-korekcyjny algorytm sterowania składa się z dwóch kroków:

1. określenia wartości wektora przestrzennego prądów, który zostanie wytworzony w układzie przekształtnika pod wpływem działania bieżącego wektora przestrzennego napięcia, który został obliczony podczas poprzedniego okresu sterowania,
2. obliczenia wartości wektora przestrzennego napięcia, który teoretycznie jest w stanie sprowadzić błąd sterowania prądów do zera w następnym okresie sterowania.

Predykcji prądu dokonuje się na podstawie równania (2.33).

$$\tilde{\mathbf{I}}_{(i+1)dq} = \frac{\left[1 - \left(j\omega + \frac{R}{L} \right) \frac{T_m}{2} \right] \mathbf{I}_{(i)dq} + \left(\mathbf{V}_{(i)dq} - \mathbf{V}_{S(i)dq} \right) \frac{T_m}{L}}{1 + \left(j\omega + \frac{R}{L} \right) \frac{T_m}{2}} \quad (2.33)$$

gdzie: $\tilde{\mathbf{I}}_{(i+1)dq}$ - predykcja wartości wektora przestrzennego prądów.

Napięcie przekształtnika obliczane jest na podstawie wartości prądu pochodzącej z predykcji i napięcia sieci zasilającej według równania (2.34).

$$\mathbf{V}_{S(i+1)dq} = \tilde{\mathbf{V}}_{(i+1)dq} - \frac{L}{2} \left(\frac{2}{T_m} + j\omega + \frac{R}{L} \right) \Delta \tilde{\mathbf{I}}_{(i+1)dq} \quad (2.34)$$

gdzie: $\tilde{\mathbf{V}}_{(i+1)dq}$ - predykcja wektora przestrzennego napięć sieci.

Wyznaczane napięcie przekształtnika zależy od wartości napięcia sieci w następnym okresie sterowania. Napięcie sieci, generalnie jest dosyć stabilne. Oznacza to, że napięcia fazowe są prawie sinusoidalne i posiadają prawie stałą amplitudę. Wtedy wektor przestrzenny napięć w wirującym synchronicznie do napięć sieci układzie współrzędnych ma prawie stałą wartość. To założenie, w szczególności, jest bardzo dobrze spełnione gdy rozważamy wartość napięć sieci w dwóch kolejnych okresach sterowania. Z tej przyczyny równania (2.35), (2.36) można uznać za spełnione z dużą dokładnością. Wtedy równanie (2.34) przyjmuje postać (2.37).

$$\tilde{\mathbf{V}}_{(i+1)\alpha\beta} = \mathbf{V}_{(i)\alpha\beta} e^{j\omega T_m} \quad (2.35)$$

$$\underline{\tilde{\mathbf{V}}}_{(i+1)dq} = \underline{\mathbf{V}}_{(i)dq} \quad (2.36)$$

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{V}}_{S(i+1)dq} &= \underline{\tilde{\mathbf{V}}}_{(i+1)dq} - \frac{L}{2} \left(\frac{2}{T_m} + j\omega + \frac{R}{L} \right) \Delta \underline{\tilde{\mathbf{I}}}_{(i+1)dq} \approx \\ &\approx \underline{\mathbf{V}}_{(i)dq} - \frac{L}{2} \left(\frac{2}{T_m} + j\omega + \frac{R}{L} \right) \Delta \underline{\tilde{\mathbf{I}}}_{(i+1)dq} \end{aligned} \quad (2.37)$$

$$\Delta \underline{\tilde{\mathbf{I}}}_{(i+1)dq} = \underline{\mathbf{I}}_{dqref} - \underline{\tilde{\mathbf{I}}}_{(i+1)dq} \quad (2.38)$$

gdzie: $\Delta \underline{\tilde{\mathbf{I}}}_{(i+1)dq}$ - zmiana wartości wektora przestrzennego prądów doprowadzająca wektor przestrzenny prądów do jego wartości zadanej.

Równanie (2.33) wraz z równaniem (2.37) stanowią podstawę dla syntezy predykcyjnego algorytmu sterowania. Napięcie przekształtnika (2.37), które należy wytworzyć w następnym okresie, jest wyznaczane w ten sposób aby błąd regulacji prądu (2.38) obliczonego metodą predykcji teoretycznie został sprowadzony do wartości zero po następnym okresie sterowania. Predykcja prądu dla następnego okresu opiera się na wartości wektora przestrzennego napięć z poprzedniego okresu (2.34). Dlatego wektor przestrzenny napięcia, który zostanie faktycznie wytworzony przez przekształtnik musi być zapamiętany dla następnego okresu sterowania. Ta funkcja jest realizowana przez ścieżkę sygnału sprzężenia zwrotnego, która została zilustrowana w schemacie układu sterowania (rys. 2.10) i modulatora (rys. 7.1.16). Ścieżka ta dostarcza do układu sterowania predykcyjnego wartość wektora przestrzennego napięć ograniczonego do efektywnej przestrzeni modulacji.

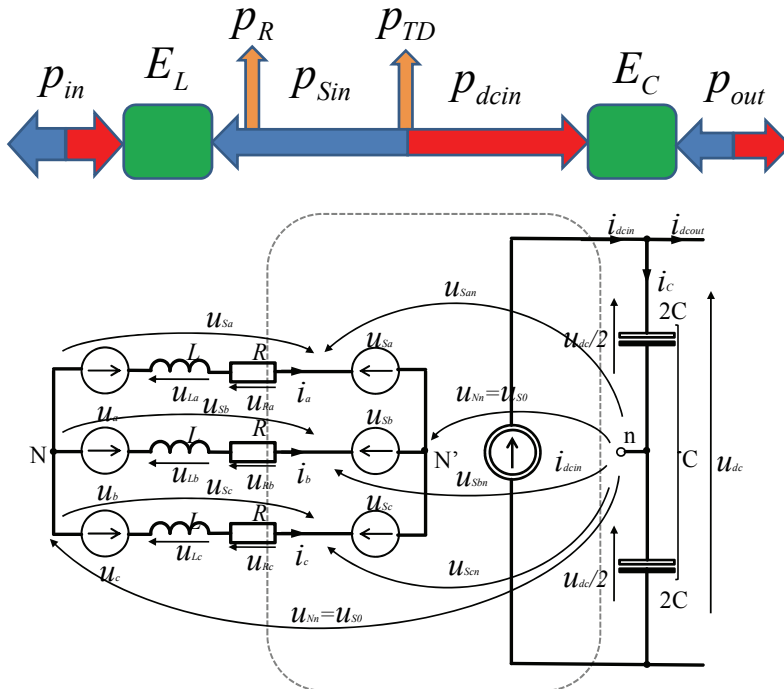
2.3. PODSUMOWANIE

Przedstawiono zasady budowy i sterowania przekształtników napięciowych. Ujęcie zagadnienia abstrahuje od konkretnej budowy matrycy łączników elektronicznych, dlatego przedstawione zasady sterowania są uniwersalne dla całej rodziny przekształtników napięciowych. Przedstawiono metodę modelowania przekształtników napięciowych. Omówiono zasadę sterowania prądów fazowych przekształtnika. Pokazano wpływ napięcia przekształtnika na moc pobieraną przez ten układ z sieci zasilającej. Zaprezentowano wynikające stąd tryby pracy jako prostownika aktywnego i falownika z możliwością poboru mocy bierniej, tak indukcyjnej jak i pojemnościowej. Zaprezentowano rozważania uzasadniające konieczność uzyskiwania wysokiej precyzji wytwarzania napięć strony AC przekształtnika, co oznacza konieczność stosowania precyzyjnych metod sterowania wartościami prądów pobieranych z sieci przez przekształtnik poprzez dokładne wyznaczenie napięć wytwarzanych przez ten układ i ich generowanie poprzez modulację napięcia. Przedstawiono metody sterowania przekształtnika

napięciowego. W zaproponowanej strukturze układu sterowania wyróżniono układ sterownika wyznaczający wektor przestrzenny napięć przekształtnika oraz modulator wektora przestrzennego napięć. W opisie sterownika, w szczególności, omówiono wpływ mikroprocesorowej realizacji sterowania na prądy przekształtnika. Przedstawiono algorytm wyznaczania wektora przestrzennego napięć przekształtnika bez i z predykcją wektora przestrzennego prądów.

3. PRZEPŁYW ENERGII PRZESZTAŁNIK NAPIĘCIOWY

Zadaniem energoelektronicznego, impulsowego przekształtnika sieciowego jest sterowanie przepływem strumienia energii między siecią zasilającą a odbiornikiem. Omawiane w pracy przekształtniki są przekształtnikami o pośrednim przekształcaniu energii, zawierają w swej strukturze obwód pośredniczący napięcia stałego. Do sieci zasilającej przyłączane są poprzez układy dławików separujących w celu uniknięcia zwarcia sieci i obwodu pośredniczącego. W przyłączonym do sieci przekształtniku napięciowym występują dwa rodzaje akumulacji energii elektrycznej. Energia elektryczna jest gromadzona w polu magnetycznym dławików wejściowych (dynamiczna akumulacja) i w polu elektrycznym kondensatora wyjściowego (statyczna akumulacja). Diagram przepływu energii przekształtnika napięciowego przedstawia rysunek 3.1.



Rys. 3.1. Przepływ energii w przekształtniku AC/DC

W trybie pracy prostowniczej, energia płynie od wejścia przekształtnika do jego wyjścia poprzez dławiki magnetyczne, matrycę łączników tranzystorowo-diodowych i kondensator wyjściowy, dla pracy falowniczej występuje odwrotny kierunek przepływu energii.

Wartość mocy chwilowej może zostać wyrażona, w układzie współrzędnych fazowych, jako iloczyn skalarny wektora napięcia $\mathbf{u}$ i wektora prądu $\mathbf{i}$.

$$p = \mathbf{u} \cdot \mathbf{i} \quad (3.1)$$

Równania (3.2), (3.3), (3.4) opisują zmodyfikowane, dla potrzeb wyrażenia mocy chwilowej, wartości składowych zerowych napięć i prądów.

$$u_{0p} = \sqrt{3}u_0 \quad (3.2)$$

$$u_{s0p} = \sqrt{3}u_{s0} \quad (3.3)$$

$$i_{0p} = \sqrt{3}i_0 \quad (3.4)$$

Składowe zerowe, używane do obliczania mocy, u_{0p} , u_{s0p} i i_{0p} mają inną definicję niż klasycznie zdefiniowane składowe u_0 , u_{s0} , i_0 . Powodem odmiennej definicji składowych zerowych jest fakt, że aby wyznaczyć wartość chwilową mocy przenoszonej przez składowe zerowe napięć i prądów, należy składową zerową napięć pomnożyć przez potrójną wartość składowej zerowej prądu. Równomierne rozdzielenie współczynnika o wartości 3 pomiędzy składową zerową napięć i składową zerową prądów prowadzi do definicji danej wyrażeniami (3.2), (3.3), (3.4). Wtedy wartość mocy chwilowej może zostać wyrażona jako iloczyn skalarny wektora napięcia $\mathbf{u}_{\alpha\beta 0p}$ i wektora prądu $\mathbf{i}_{\alpha\beta 0p}$ (3.5) (rozd. 9.3).

$$p = \mathbf{u}_{\alpha\beta 0p} \cdot \mathbf{i}_{\alpha\beta 0p} \quad (3.5)$$

Jeżeli obwody wejściowe przekształtnika są symetryczne, bez przewodu zerowego wtedy równanie (3.6) opisuje wartość chwilową mocy wejściowej przekształtnika (rozd. 9.3).

$$p_{in} = \sum_{i \in \{a,b,c\}} u_i i_i = \mathbf{u}^T \mathbf{i} = \mathbf{i}^T \mathbf{u} = \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}^T \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{i}_{\alpha\beta 0}^T \mathbf{u}_{\alpha\beta 0} \quad (3.6)$$

gdzie: p_{in} - wartość chwilowa mocy pobieranej z sieci zasilającej przez układy wejściowe przekształtnika.

Analogiczne równania opisują wartość chwilową mocy pobieranej na wejściu matrycy tranzystorowo-diodowej (3.7).

$$p_{Sin} = \sum_{i \in \{a,b,c\}} u_{Si} i_i = \mathbf{u}_S^T \mathbf{i} = \mathbf{i}^T \mathbf{u}_S = \mathbf{u}_{S\alpha\beta 0}^T \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{i}_{\alpha\beta 0}^T \mathbf{u}_{S\alpha\beta 0} \quad (3.7)$$

gdzie: p_{Sin} - wartość chwilowa mocy pobieranej przez układy wejściowe matrycy tranzystorowo-diodowej.

Straty mocy występujące w rezystancjach dławików opisuje równanie (3.8).

$$p_R = R \sum_{i \in \{a,b,b\}} i_i^2 \quad (3.8)$$

$$p_{dcin} = u_{dc} i_{dcin} \quad (3.9)$$

gdzie: p_R - wartość chwilowa mocy traconej w zastępczych rezystancjach dławików,

p_{dcin} - wartość chwilowa mocy wejściowej obwodu prądu stałego.

Jeśli założymy, że straty mocy występujące w matrycy łączników tranzystorowo-diodowych są zanedbywalnie małe, wtedy możemy przyjąć, że moc pobierana przez przekształtnik na wejściu matrycy tranzystorowo-diodowej i moc oddawana do obwodu prądu stałego są sobie równe. W ogólności, obowiązuje wyrażenie (3.10) uwzględniające sprawność przetwarzania energii przez matrycę łączników tranzystorowo-diodowych.

$$p_{dcin} = \eta_{DT} p_{Sin} \approx p_{Sin} \quad (3.10)$$

Różnica mocy wejściowej (3.6) i mocy pobieranej przez układ wejściowy matrycy tranzystorowo-diodowej (3.7) dostarcza energii, która jest akumulowana w polu magnetycznym (3.12) i częściowo tracona w rezystancji dławików wejściowych (3.8). Różnica mocy dostarczanej do obwodu prądu stałego (3.9) i mocy pobieranej przez obwód obciążenia dostarcza energii, która jest akumulowana w polu elektrycznym kondensatora wyjściowego (3.13).

$$E_{Li}(t) = \frac{1}{2} L i_i^2 \quad (3.11)$$

$$E_L(t) = \int_{t_0}^t (p_{in} - p_{Sin} - p_R) dt + E_L(t_0) = \frac{L}{2} \sum_{i \in \{a,b,b\}} i_i^2 \quad (3.12)$$

$$E_C(t) = \int_{t_0}^t (p_{dcin} - p_{out}) dt + E_C(t_0) = \frac{C u_{dc}^2}{2} \quad (3.13)$$

gdzie: $E_{Li}(t)$ - wartość chwilowa energii dławika indukcyjnego fazy i ,

$E_L(t)$ - wartość chwilowa energii zmagazynowanej w dławikach indukcyjnych,

$E_C(t)$ - wartość chwilowa energii kondensatora wyjściowego,

P_{out} - wartość chwilowa mocy pobieranej przez obwód o bciążenia.

W rzeczywistym przekształtniku przełączanie prądów i napięć przez łączniki matrycy tranzystorowo-diodowej jest związane z występowaniem strat mocy towarzyszących procesowi przetwarzania energii: strat przewodzenia i przełączania. Aby zapewnić poprawną pracę przekształtnika, przepływ mocy czynnych systemu musi być zrównoważony. Dlatego muszą być spełnione równania od (3.14) do (3.17).

$$P_{in} = P_R + P_{Sin} = P_R + P_{DT} + P_{dcin} = P_R + P_{DT} + P_{out} \quad (3.14)$$

$$P_{Sin} = P_{DT} + P_{dcin} \quad (3.15)$$

$$P_{dcin} = P_{out} \quad (3.16)$$

$$P_R \geq 0 \quad P_{DT} \geq 0 \quad (3.17)$$

gdzie: P_{in} - moc czynna pobierana z sieci zasilającej przez układy wejściowe przekształtnika,

P_R - moc czynna tracona w rezystancjach zastępczych dławików,

P_{Sin} - moc czynna pobierana przez układy wejściowe matrycy tranzystorowo-diodowej,

P_{DT} - moc czynna tracona w łącznikach matrycy tranzystorowo-diodowej,

P_{dcin} - moc czynna wejściowa obwodu prądu stałego,

P_{out} - moc czynna obwodu obciążenia.

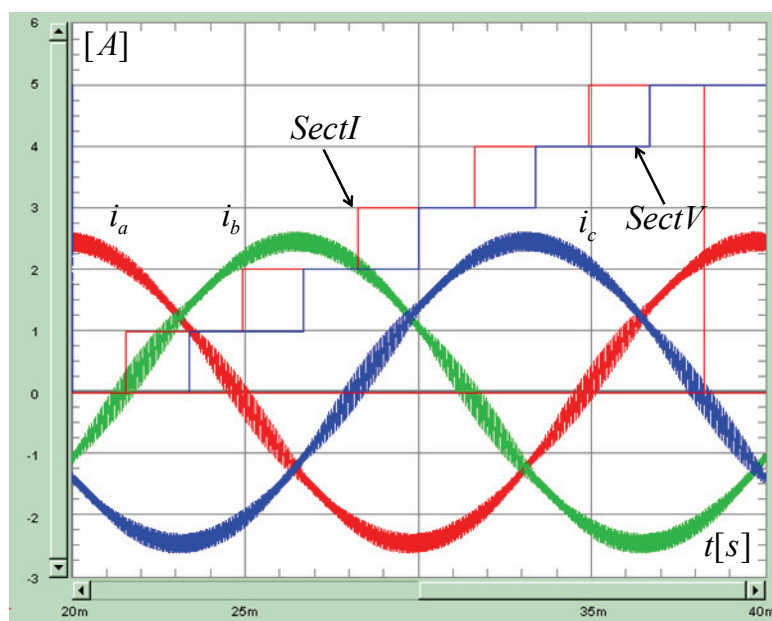
W innym przypadku wystąpi przeciążenie akumulatorów energii i uszkodzenie przekształtnika. Sterowanie przy braku równowagi mocy wejściowych niekontrolowanym wzroście prądu co powoduje nasycenie dławików indukcyjnych i doprowadza do zwarcia obwodów wejściowych lub niekontrolowanym wzroście napięcia kondensatora wyjściowego co doprowadza do jego przebicia.

Na podstawie analizy równania (3.7) i układów bazowych wektorów przestrzennych przekształtników można wnioskować, że możliwe są stany oscylacji energii pomiędzy wejściowym i wyjściowym akumulatorem energii. Taki stan występuje, gdy moc chwilowa na wejściu matrycy tranzystorowo-diodowej zmienia znak w trakcie okresu modulacji. Sytuacja taka ma miejsce w przypadku gdy rzuty bazowych wektorów przestrzennych, używanych w danym kroku modulacji, na wektor przestrzenny prądów posiadają różne zwroty. Jeżeli przyjmujemy, że taki stan pracy przekształtnika nie powinien występować, wynikają stąd ograniczenia obszaru modulacji.

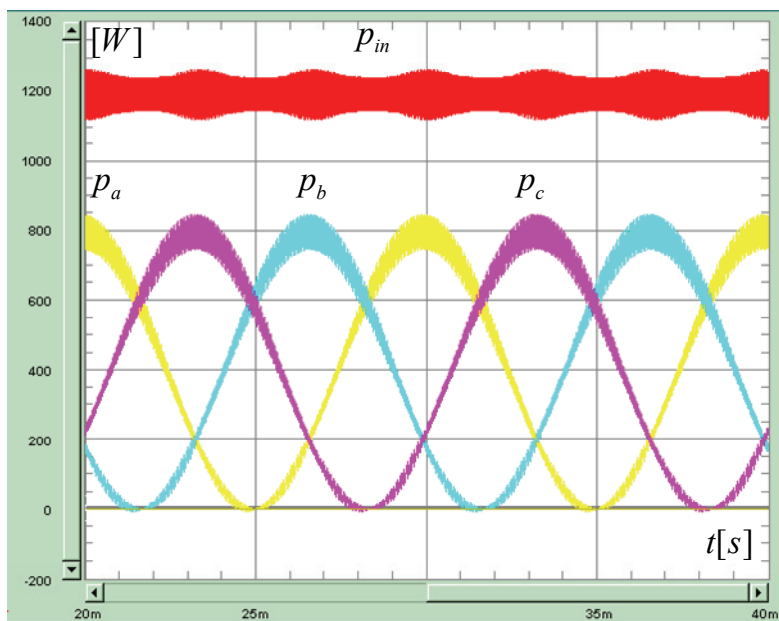
Na kolejnych rysunkach zilustrowano przebiegi wartości chwilowych prądów, mocy i energii. Rysunek 3.2 przedstawia przebiegi prądów fazowych oraz sygnały sektorów prądów i napięć, które zdefiniowano w rozdziale 7.1. Rysunek 3.3 ilustruje przebiegi wartości chwilowych mocy pobieranych przez obwody poszczególnych faz oraz przebieg wartości chwilowej całkowitej mocy wejściowej trójfazowego przekształtnika napięciowego. Przebiegi wartości chwilowej energii

magazynowanych w poszczególnych dławikach magnetycznych oraz ich wartość całkowitą przedstawia rysunek 3.4. Na rysunku 3.5 pokazano przebiegi wartości chwilowych mocy na wejściu matrycy łączników tranzystorowo-diodowych. Przebiegi mają charakter impulsowy. Przebieg wartości chwilowej całkowitej mocy dostarczanej do układu matrycy łączników energoelektronicznych prezentuje rysunek 3.6. Bardzo podobny jest przebieg mocy na wejściu obwodu prądu stałego, różnice wynikają jedynie ze strat mocy występujących w matrycy łączników energoelektronicznych. Obydwa przebiegi mają charakter impulsowy, pierwszy powstaje na skutek działania ciągłych prądów fazowych i impulsowych napięć występujących na wejściu AC matrycy łączników energoelektronicznych, drugi w wyniku stałego napięcia obwodu prądu stałego i impulsowego prądu strony DC matrycy łączników, zasilającego ten obwód.

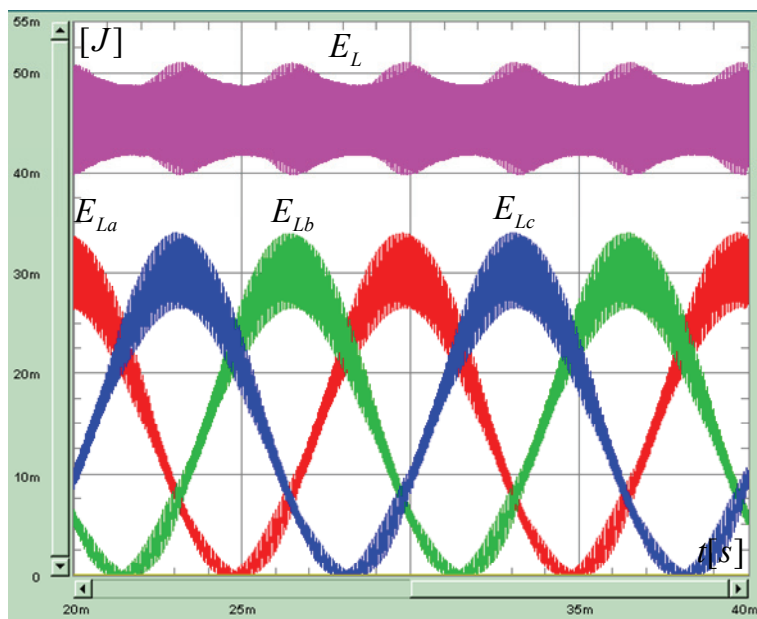
Należy również zauważyć, że z przebiegów wartości chwilowej mocy wejściowej wynikają inne kryteria doboru kondensatora obwodu prądu stałego dla przekształtnika trójfazowego i jednofazowego. W przypadku przekształtnika trójfazowego całkowita moc wejściowa w stanie ustalonym ma wartość praktycznie stałą i zadaniem kondensatora jest utrzymanie stałości napięcia w horyzoncie jednego okresu modulacji. W przypadku układu jednofazowego moc chwilowa oscyluje z podwójną częstotliwością sieci zasilającej i zadaniem kondensatora jest zapewnienie stałości napięcia w czasie połowy okresu napięcia sieci zasilającej.



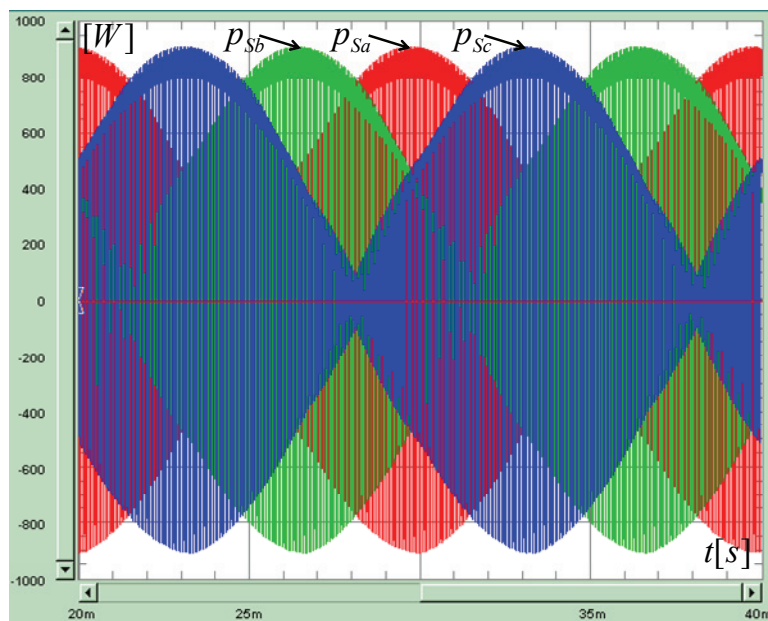
Rys. 3.2. Przebiegi prądów fazowych



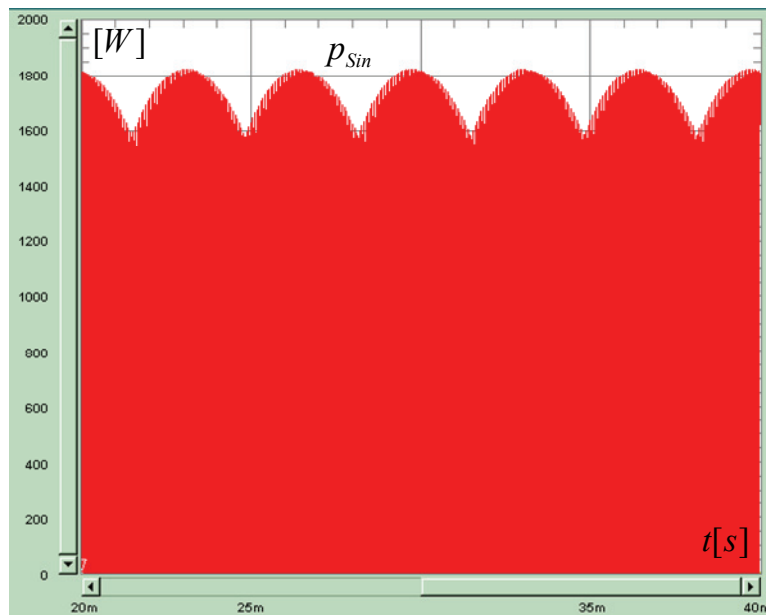
Rys. 3.3. Przebiegi wartości chwilowych mocy poszczególnych faz i wejściowej mocy całkowitej



Rys. 3.4. Przebiegi wartości chwilowych energii dławików poszczególnych faz i całkowitej energii zmagazynowanej w dławikach magnetycznych



Rys. 3.5. Przebiegi wartości chwilowych mocy na wejściu matrycy łączników tranzystorowo-diodowej



Rys. 3.6. Przebieg wartości chwilowej całkowitej mocy wejściowej matrycy tranzystorowo-diodowej

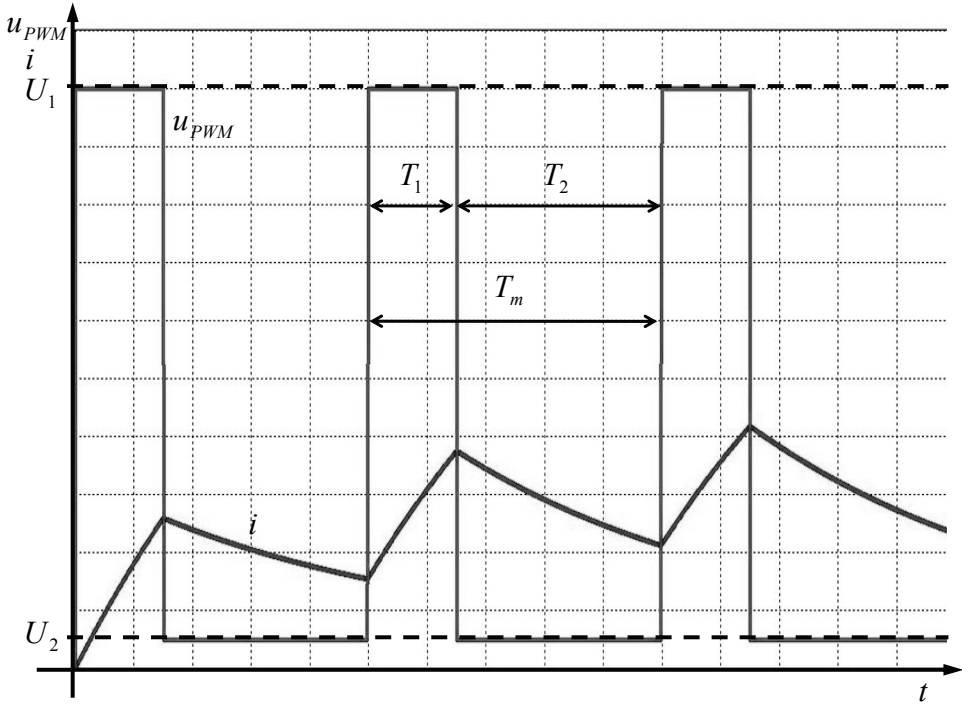
4. WPROWADZENIE DO MODULACJI SZEROKOŚCI IMPULSÓW NAPIĘCIA

Istota modulacji szerokości impulsów

Modulacja szerokości impulsów jest szczególną realizacją techniki rozpraszania błędów kwantyzacji (ang. dithering techniques). Jej istotą jest redukovanie wpływu kwantyzacji wielkości wyjściowej systemu poprzez wprowadzenie do sytemu sygnału zaburzającego, którego celem jest uśrednienie wpływu wartości skwantowanych. W układach modulacji szerokości impulsów rolę tego sygnału pełni sygnał nośny modulacji.

W systemach, gdzie wielkość wyjściowa przyjmuje jedynie dyskretne, skwantowane wartości, wartości pośrednie mogą być otrzymywane poprzez uśrednienie w czasie wartości skwantowanych zwanych poziomami. Względny czas trwania danego poziomu w okresie modulacji stanowi jego funkcję wagi z jaką uczestniczy w wartości średniej napięcia wyznaczanej za okres modulacji. Czasy te dobierane są tak, aby wartość średnia za okres modulacji była proporcjonalna do wartości sygnału modulującego. Taki rodzaj sterowania nazywamy modulacją szerokości impulsów MSI (ang. PWM – Pulse Width Modulation) [H4, H5, N3]. Jeżeli w ten sposób wytworzony przebieg wielkości wyjściowej oddziałuje na obiekt sterowania o charakterze całkującym, to otrzymana wielkość wyjściowa ma przebieg odcinkowo, naprzemiennie rosnący i malejący, gdzie wartość wzrostu i spadku zależą od czasów trwania poszczególnych poziomów biorących udział w procesie modulacji.

Energoelektroniczne przekształtniki napięciowe są systemami, których napięcie strony AC przyjmuje skwantowane wartości. Podłączane są do sieci zasilającej poprzez symetryczne układy dławików magnetycznych. Prądy dławików, z matematycznego punktu widzenia, są całkami ich napięć. Wobec tego modulacja szerokości impulsów jest naturalną metodą kształtowania przebiegów prądów przekształtników napięciowych. Istotę modulacji szerokości impulsów napięcia ilustruje rysunek 4.1.



Rys. 4.1. Ilustracja metody sterowania przepływem energii poprzez modulację szerokości impulsów napięcia

Wartość średnią napięcia będącego rezultatem modulacji szerokości impulsów, w przypadku przebiegu dwupoziomowego, który najczęściej występuje w praktyce, określa równanie (4.1).

$$U = \frac{1}{T_m} (T_1 U_1 + T_2 U_2) \quad T_m = T_1 + T_2 \quad (4.1)$$

$$U = \frac{1}{T_m} \sum_{k \in \{StepSet\}} T_k U_k \quad T_m = \sum_{k \in \{StepSet\}} T_k \quad (4.2)$$

gdzie: U - wartość średnia napięcia wyznaczona za okres modulacji,

U_1, U_2, U_k - wartości poziomów napięć,

T_1, T_2, T_k - czasy trwania poziomów napięć,

k - indeks poziomu napięcia używanego w danej sekwencji modulacyjnej,

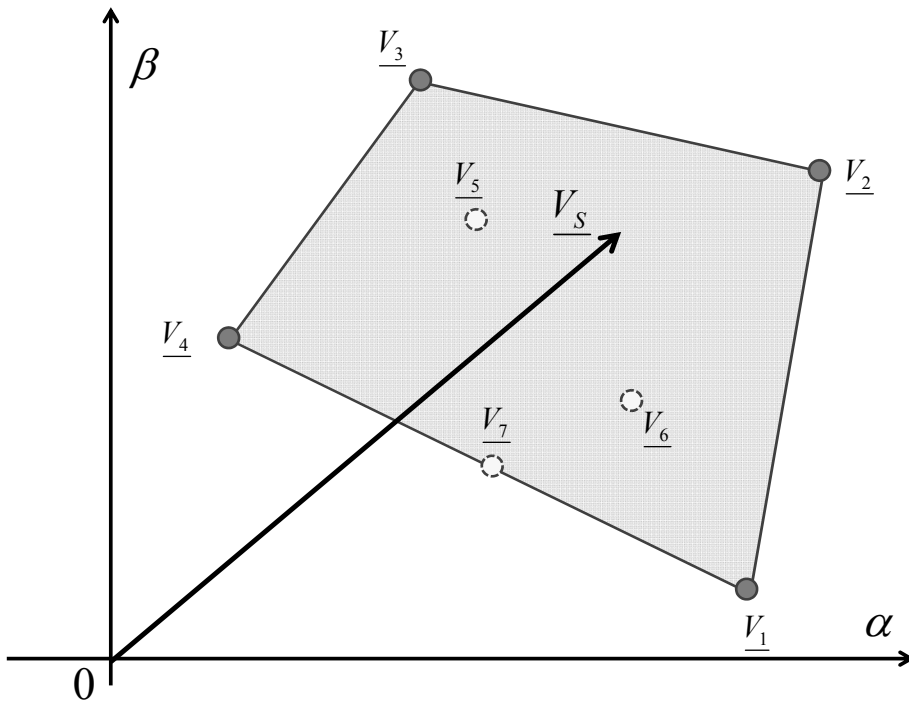
$\{StepSet\}$ - zbiór indeksów poziomów napięć używanych w danej sekwencji modulacyjnej.

W ogólności wartość średnią napięcia będącego rezultatem wielopoziomowej modulacji szerokości impulsów opisuje równanie (4.2).

Modulacja wektora przestrzennego napięcia

Przekształtniki impulsowe, ze swej natury działania, mogą wytwarzać na wejściu AC jedynie dyskretnie formowane poziomy napięcia. W ujęciu wektorowym tym poziomom napięcia odpowiadają położenia wektorów przestrzennych napięć. Wektory takie nazywamy bazowymi. Pośrednie położenia wektora przestrzennego napięć otrzymywane są poprzez superpozycję wektorów bazowych.

Zasadę modulacji wektorowej ilustruje rysunek 4.2.



Rys. 4.2. Ilustracja zasad modulacji wektorowej

Jeżeli mamy określony zbiór wektorów bazowych $\{StepSet\}$, które są używane w danym kroku modulacji, to na płaszczyźnie zespolonej $\alpha\beta$ można wyznaczyć wielokąt wypukły, taki że jego wierzchołkami są zewnętrzne wektory bazowe i należą do niego wszystkie wektory bazowe tego zbioru. Dowolny uśredniony wektor przestrzenny leżący w obszarze tego wielokąta można otrzymać jako superpozycję wektorów bazowych leżących w obrębie tego wielokąta (4.3).

$$\underline{V}_S = \sum_{k \in \{StepSet\}} w_k \underline{V}_k = \sum_{k \in \{StepSet\}} \frac{T_k}{T_m} \underline{V}_k = \frac{1}{T_m} \sum_{k \in \{StepSet\}} T_k \underline{V}_k \quad (4.3)$$

$$w_k = \frac{T_k}{T_m} \quad (4.4)$$

gdzie: $\underline{V}_S$ - wartość średnia wektora przestrzennego napięć wyznaczona za okres modulacji,

$\underline{V}_k$ - wartość bazowego wektora przestrzennego napięć,

w_k - waga bazowego wektora przestrzennego napięć,

k - indeks bazowego wektora przestrzennego napięć używanego w danej sekwencji modulacyjnej,

$\{StepSet\}$ - zbiór indeksów bazowych wektorów przestrzennych napięć używanych w danej sekwencji modulacyjnej.

Wynika stąd, że wektory bazowe leżące wewnątrz wielokąta niekoniecznie muszą być używane przez algorytm modulacji. W przypadku modulacji PWM współczynniki wagowe w_k , z jakimi sumowane są wektory bazowe w celu otrzymania uśrednionego wektora przestrzennego, określone są jako względny czas trwania tych wektorów w czasie jednego okresu modulacji (4.4). Z poszczególnymi realizacjami wektorów przestrzennych napięć związane są opisujące je parametry, takie jak: kombinacja stanów włączenia łączników elektronicznych, dla których realizowany jest dany wektor, wartość składowej zerowej napięcia, wartości prądów zasilających dzielniki napięcia i wynikające stąd właściwości związane z równowagą napięć tych dzielników, realizowalność wektora w sąsiednich sektorach prądów. Właściwe uwzględnienie tych właściwości w algorytmie modulacji ma wpływ na jego jakość a także na projektowanie – dobór wartości elementów składowych przekształtnika. Umiejętne wykorzystanie nadmiarowości występującej w zbiorze dostępnych bazowych wektorów przestrzennych napięć pozwala na przykład eliminować deformacje napięć wynikające z wpływu czasu martwego oraz równoważyć napięcia pojemnościowych dzielników napięcia stosowanych w celu wytworzenia wielopoziomowych przebiegów napięć strony AC przekształtnika. Dzięki temu możliwe jest całkowite uniknięcie stosowania bądź zmniejszenie mocy przekazywanej przez dodatkowe, dedykowane obwody równoważące. Istotnym problemem jest dobór częstotliwości modulacji. Zbyt mała częstotliwość modulacji powoduje problemy z właściwym odwzorowaniem przez algorytm modulacji zadanych przebiegów napięć, co powoduje duże wartości tętnień prądu, których ograniczenie wymaga stosowania dławików wejściowych o dużej wartości indukcyjności. Z drugiej strony, zbyt duża częstotliwość modulacji prowadzi do odkształcenia napięć wynikającego ze wzrastającego udziału czasów martwych w sekwencji modulacyjnej oraz powoduje obniżenie

sprawności przekształcania energii spowodowanego większą mocą strat dynamicznych. W przypadku przekształtników sterowanych za pomocą systemów mikroprocesorowych wymagana jest większa moc obliczeniowa aby wykonać algorytm sterowania i modulacji w krótszym okresie sterowania.

Zagadnienie modulacji wektora przestrzennego napięć sprowadza się do rozwiązania następujących problemów:

1. Określenie zbioru wektorów napięć, które są możliwe do wytworzenia przez przekształtnik w danym czasie,
2. Ograniczenie zadanego wektora przestrzennego napięć do przestrzeni rozpiętej na zbiorze bazowych wektorów przestrzennych napięć, które są możliwe do wytworzenia w danym czasie,
3. Wyznaczenie zbioru bazowych wektorów przestrzennych napięć, które są używane w danym okresie modulacji,
4. Wyznaczenie czasów trwania bazowych wektorów przestrzennych w sekwencji modulacyjnej,
5. Wyznaczenie sekwencji modulacyjnej,
6. Realizacja sekwencji modulacyjnej.

Wyznaczenia czasów trwania bazowych wektorów przestrzennych napięć w sekwencji modulacyjnej dokonuje się poprzez rozwiązanie równania (4.3) względem tych czasów. W przypadku gdy podzbiór bazowych wektorów przestrzennych napięć używanych w danym okresie modulacji jest nadmiarowy, należy na podstawie innego kryterium, bądź arbitralnie, przyjąć niektóre czasy trwania bazowych wektorów przestrzennych napięć. Czasy te stają się parametrami rozwiązania, powodują, że wyznaczenie pozostałych czasów staje się jednoznaczne.

5. ANALIZA WPLYWU CZASU MARTWEGO NA PRZEBIEG NAPIĘCIA PRZEKSZTAŁTNIKA NAPIĘCIOWEGO

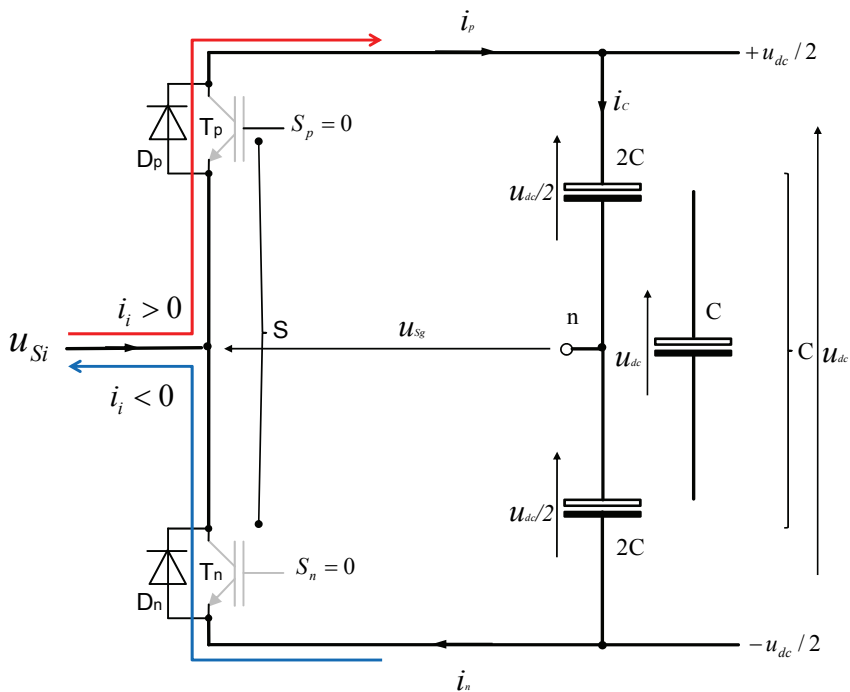
5.1. WPLYW CZASU MARTWEGO NA NAPIĘCIA PRZEKSZTAŁTNIKA

Wpływ czasu martwego na napięcia strony AC przekształtnika napięciowego zostanie przedstawiony na przykładzie przekształtnika dwupoziomowego, który jest podstawowym układem - wspólnym dla wszystkich rodzin wielopoziomowych przekształtników napięciowych. Czas martwy (ang. dead time) dotyczy przekazania przewodzenia pomiędzy łącznikami elektronicznymi tej samej gałęzi. Jest czasem upływającym od wycofania przez sterownik impulsu z bramki tranzystora wyłączanego a podaniem impulsu sterującego na tranzystor włączany. Najczęściej jest realizowany poprzez opóźnienie sterowania tranzystora wchodzącego do przewodzenia. Powodem stosowania takiego mechanizmu jest zabezpieczenie przekształtnika przed zwarciami skrośnymi poprzez obwód tranzystora wyłączanego i tranzystora włączanego.

Przyjęto następujące założenia upraszczające:

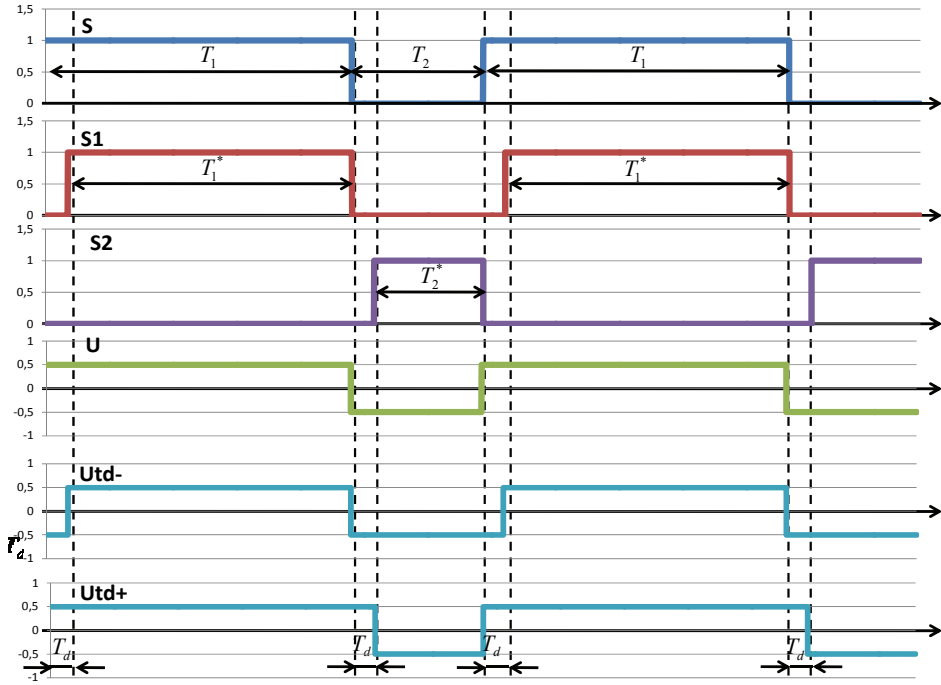
- czas martwy jest na tyle długi, w porównaniu do czasów komutacji łączników elektronicznych, że w ciągu czasu martwego przewodzą jedynie diody,
- przejęcie prądu łącznika tranzystorowego przez łącznik diodowy oraz prądu łącznika diodowego przez łącznik tranzystorowy zachodzi w pomijalnie krótkim czasie,
- przyjęto równą wartość czasu martwego dla opóźnienia sterowania tak górnego jak i dolnego łącznika elektronicznego.

Rysunek 5.1 przedstawia ścieżki przepływu prądu fazowego w trakcie trwania czasu martwego, gdy obydwie tranzystory gałęzi są wyłączone.



Rys. 5.1. Stany pracy gałęzi tranzystorowej odpowiadające czasowi martwemu

W trakcie trwania czasu martwego, w zależności od znaku prądu włącza się dioda górnego bądź dolnego łącznika elektronicznego. Rysunek 5.2 przedstawia teoretyczne przebiegi sygnałów sterujących i odpowiadających im przebiegów napięć dla sterowania, w którym przedział czasu martwego otrzymywany jest poprzez opóźnienie włączania tranzystorów o czas martwy T_d , taki sam w przypadku górnego i dolnego tranzystora.



Rys. 5.2. Wpływ czasu martwego na przebieg napięcia

Równanie (5.1) opisuje wartość średnią napięcia przekształtnika o nieskończenie szybkim przełączaniu łączników elektronicznych, który nie wymaga stosowania czasu martwego, wyznaczoną dla jednego okresu modulacji.

$$U = \frac{1}{T_m} (T_1 - T_2) \frac{u_{dc}}{2} = \frac{1}{T_m} (2T_1 - T_m) \frac{u_{dc}}{2} \quad (5.1)$$

$$T_m = T_1 + T_2 \quad (5.2)$$

gdzie: U - wartość średnia napięcia przekształtnika napięciowego o nieskończenie krótkich czasach przełączania, sterowanego bez użycia mechanizmu czasów martwych, wyznaczona za okres modulacji.

Wartość średnią napięcia przekształtnika, którego napięcie kształtowane jest metodą PWM z czasem martwym opisuje równanie (5.3).

$$\begin{aligned} U_{Td} &= \frac{1}{T_m} [T_1 + \text{sign}(i)T_d - (T_2 - \text{sign}(i)T_d)] \frac{u_{dc}}{2} = \\ &= \frac{1}{T_m} (T_1 - T_2) \frac{u_{dc}}{2} + \frac{1}{T_m} 2T_d \text{sign}(i) \frac{u_{dc}}{2} \end{aligned} \quad (5.3)$$

gdzie: U_{Td} - wartość średnia napięcia przekształtnika napięciowego uwzględniająca wpływ czasu martwego, wyznaczona za okres modulacji,
 T_d - czas martwy.

Ponieważ czasy trwania impulsów sterujących tranzystory opisują zależności (5.4), (5.5), wartość średnią napięcia przekształtnika (5.3) można wyrazić równaniem (5.8).

$$T_1^* = T_1 - T_d \quad (5.4)$$

$$T_2^* = T_2 - T_d \quad (5.5)$$

$$T_m = T_1^* + T_2^* + 2T_d \quad (5.6)$$

$$T_1 - T_2 = T_1^* - T_2^* \quad (5.7)$$

$$U_{Td} = \frac{1}{T_m} \left[T_1^* - T_2^* + 2\text{sign}(i)T_d \right] \frac{u_{dc}}{2} = \frac{1}{T_m} (T_1^* - T_2^*) \frac{u_{dc}}{2} + \frac{1}{T_m} 2T_d \text{sign}(i) \frac{u_{dc}}{2} \quad (5.8)$$

Biorąc pod uwagę zależność (5.8) a także równoważność wyrażeń (5.3) i (5.8) można stwierdzić prawdziwość związku (5.9).

$$U = \frac{1}{T_m} (T_1 - T_2) \frac{u_{dc}}{2} = \frac{1}{T_m} (T_1^* - T_2^*) \frac{u_{dc}}{2} \quad (5.9)$$

Ostatecznie równanie (5.10) opisuje wartość średnią napięcia przekształtnika z uwzględnieniem wpływu czasu martwego.

$$U_{Td} = U + \Delta U_{Td} \quad (5.10)$$

$$\Delta U_{Td} = \frac{T_d}{T_m} \text{sign}(i) u_{dc} \quad (5.11)$$

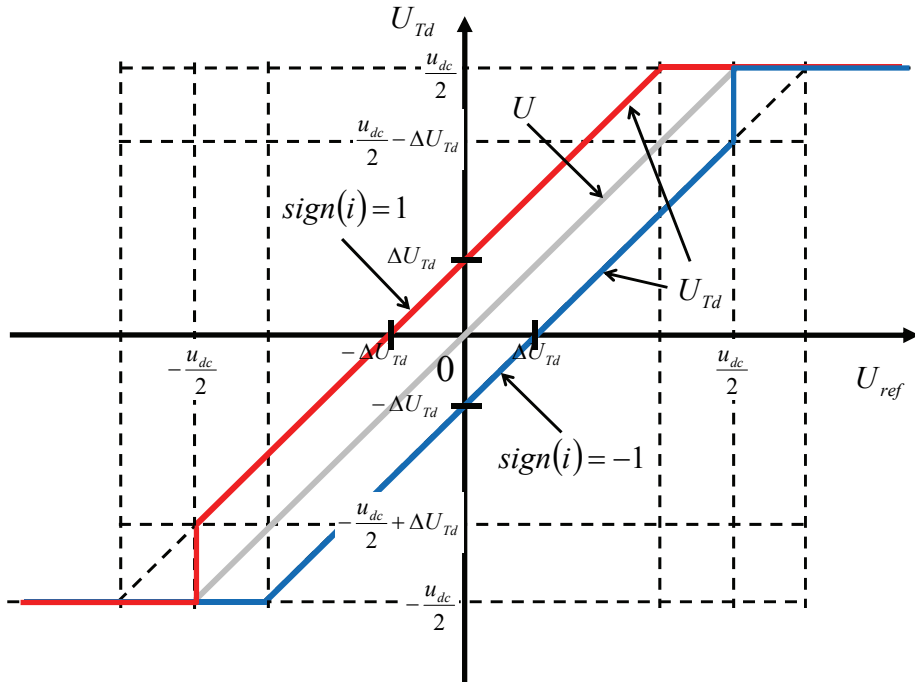
gdzie: ΔU_{Td} - wartość średnia zmiany napięcia przekształtnika napięciowego spowodowanej wpływem czasu martwego, wyznaczona za okres modulacji.

W wyrażeniu (5.10) można wyodrębnić składową charakterystyczną dla przekształtnika o nieskończenie szybkim przełączaniu łączników elektronicznych (5.1), (5.9) oraz składową wynikającą z występowania czasu martwego (5.11), zależną od znaku prądu. Występowanie składowej (5.11) powoduje nieliniowość procesu modulacji.

$$U_{Td} = U_{ref} + \Delta U_{Td} \quad (5.12)$$

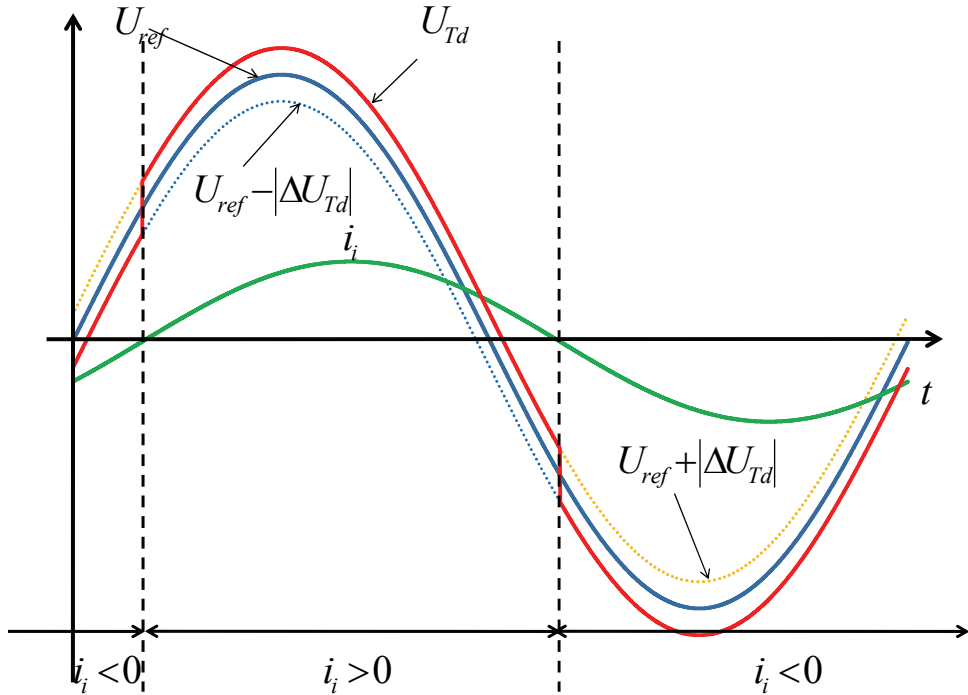
gdzie: U_{ref} - wartość zadana napięcia.

Charakterystyki modulacji z uwzględnieniem wpływu czasu martwego przedstawia rysunek 5.3.



Rys. 5.3. Charakterystyki modulacji z czasem martwym

Rysunek 5.4 przedstawia teoretyczny przebieg wartości średniej napięcia AC obliczanej za okres modulacji z uwzględnieniem wpływu czasu martwego otrzymany dla sinusoidalnego sygnału modulującego.



Rys. 5.4. Ilustracja wpływu czasu martwego na napięcie strony AC dwupoziomowego przekształtnika napięciowego

Jeżeli nie są stosowane wartości sygnału modulującego mniejsze od $-\left(\frac{U_{dc}}{2} - \Delta U_{Td}\right)$ i większe od $\frac{U_{dc}}{2} - \Delta U_{Td}$ to powodująca odkształcenie napięcia składowa wynikająca z występowania czasu martwego praktycznie nie zależy od wartości sygnału modulującego.

5.2. METODY KOMPENSACJI WPLYWU CZASU MARTWEGO NA NAPIĘCIA PRZEKSZTAŁNIKA

Istnieją dwie generalne metody kompensacji wpływu czasu martwego na napięcie przekształtnika – poprzez korekcję sygnału zadającego lub poprzez bezpośrednią korekcję czasów trwania sygnałów sterujących włączaniem łączników elektronicznych. Obydwie metody są realizowane przez kształtowanie napięć fazowych oraz wektorów przestrzennych tych napięć. W przypadku modyfikacji sygnału zadającego przekroczenie zakresu modulacji jest wykrywane poprzez bezpośrednie porównanie wartości sygnału do wartości granicznej. W przypadku modyfikacji czasu włączenia łączników elektronicznych przekroczenie zakresu modulacji objawia się nierealizowalnymi, ujemnymi czasami włączenia łączników. Metody są zasadniczo równoważne, ale

w przypadku modyfikacji sygnału zadającego wektor przestrzenny napięć przy przekroczeniu zakresu obszaru modulacyjnego otrzymujemy bezpośrednie wskazanie jak zmodyfikować podzbiór bazowych wektorów przestrzennych napięć aby dana wartość wektora była realizowalna.

Zostaną omówione metody kompensacji wpływu czasu martwego na napięcie strony AC przekształtnika przez modyfikację:

1. sygnału zadającego napięcie fazowe,
2. czasów włączenia łączników tranzystorowych,
3. sygnału zadającego wektor przestrzenny napięcia,
4. czasów włączenia kombinacji łączników elektronicznych przekształtnika odpowiadających bazowym wektorom przestrzennym napięcia.

1. Modyfikacja sygnału zadającego napięcie fazowe

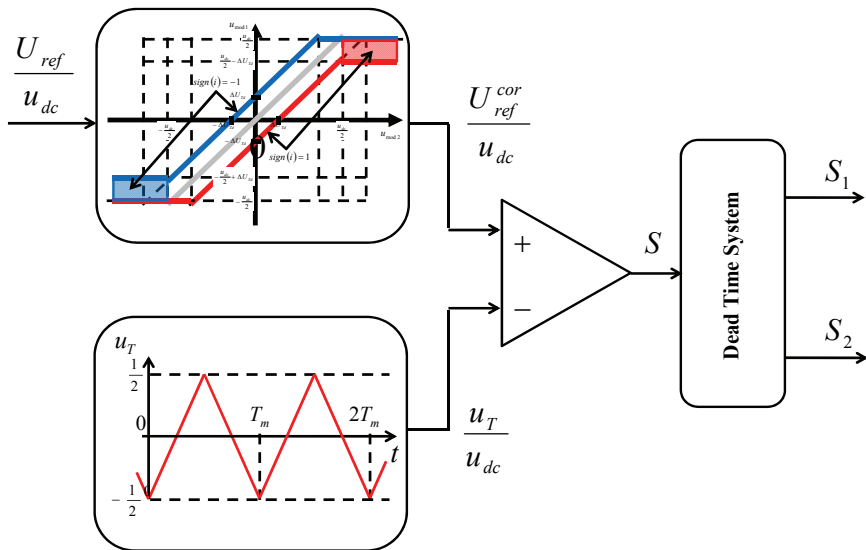
Aby uzyskać liniowy przebieg procesu modulacji należy zmodyfikować wartość sygnału modulującego, odpowiadającego napięciu przekształtnika bez czasu martwego, w taki sposób, aby wartość napięcia modulowanego (5.12) przekształtnika z czasem martwym była równa wartości zadanej tego napięcia (5.13). Aby skompensować wpływ składowej deformującej napięcie (5.11) należy odjąć ją od sygnału modulującego (5.14). Aby napięcie wytwarzane przez przekształtnik było równe sygnałowi zadającemu (5.13) skorygowane napięcie modulujące wyraża się zależnością (5.14).

$$U_{Td} = U_{ref} \quad (5.13)$$

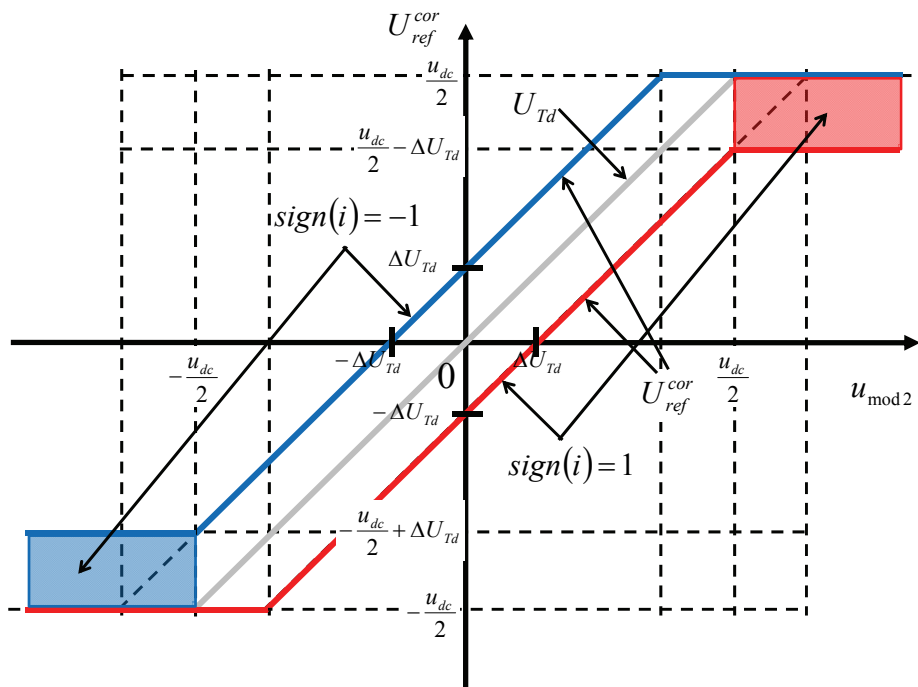
$$U_{ref}^{cor} = U_{ref} - \Delta U_{Td} \quad (5.14)$$

gdzie: U_{ref}^{cor} - skorygowana wartość zadana napięcia przekształtnika.

Rysunek 5.5 przedstawia ideę kompensacji wpływu czasu martwego poprzez modyfikację sygnału zadającego (5.13) zgodnie z równaniem (5.14), z uwzględnieniem ograniczeń zakresu liniowej modulacji zilustrowanych poprzez charakterystyki z rysunku 5.6.

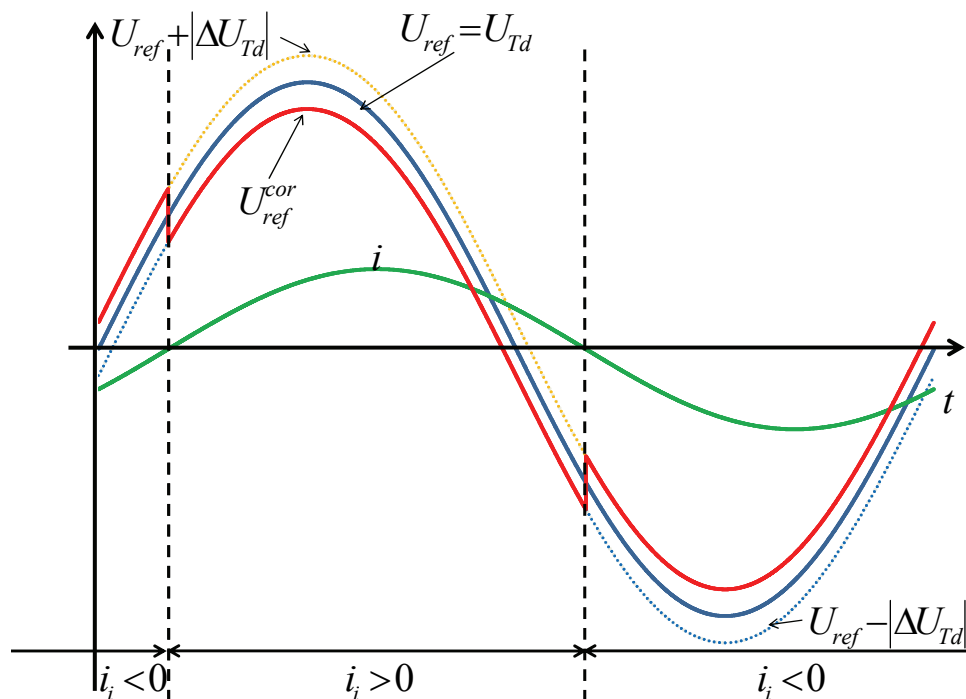


Rys. 5.5. Kompensacja wpływu czasu martwego w układzie modulatora z falą nośną



Rys. 5.6. Charakterystyki kompensacji wpływu czasu martwego na napięcia przekształtnika poprzez modyfikację sygnału modulującego

Rysunek 5.7 przedstawia teoretyczny przebieg wartości średniej napięcia AC obliczanej za okres modulacji z uwzględnieniem wpływu czasu martwego otrzymany dla sinusoidalnego sygnału zadającego U_{ref} , który został zmodyfikowany według równania (5.14). W wyniku tego na wejście układu modulatora z trójkątną falą nośną został podany sygnał U_{ref}^{cor} . W efekcie otrzymujemy napięcie przekształtnika odpowiadające sygnałowi modulującemu.

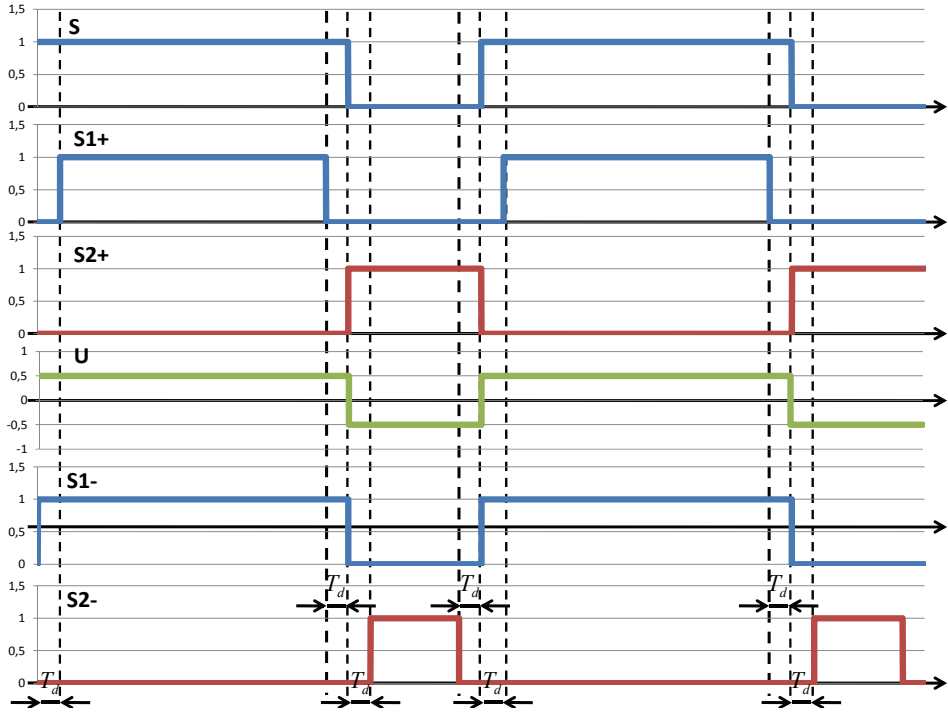


Rys. 5.7. Ilustracja zasady kompensacji wpływu czasu martwego na napięcie strony AC przekształtnika poprzez modyfikację sygnału zadającego napięcie fazowe

2. Kompensacja wpływu czasu martwego na napięcia przekształtnika poprzez modyfikację czasów włączenia łączników tranzystorowych

Kompensacja wpływu czasu martwego na napięcia przekształtnika poprzez modyfikację czasów włączenia łączników tranzystorowych jest możliwa tylko w cyfrowych, mikroprocesorowych układach modulacji, w których nie występuje porównanie przebiegu modulującego z falą nośną. W układach tych, sekwencja modulacyjna jest wyznaczana w danym okresie modulacji dla następnego okresu modulacji wobec czego możliwa jest korekta czasów włączenia łączników

tranzystorowych w taki sposób aby skompensować wpływ czasu martwego. Zasadę kompensacji ilustruje rysunek 5.8.



Rys. 5.8. Kompensacja wpływu czasu martwego na napięcia przekształtnika poprzez modyfikację czasów włączenia łączników tranzystorowych

Punktem wyjściowym jest wyznaczenie czasów włączenia łączników przekształtnika idealnego (5.15), (5.16), o nieskończenie szybkim przełączaniu łączników elektronicznych, który nie wymaga stosowania czasu martwego.

$$T_1 = T_m \left(\frac{1}{2} + \frac{U_{ref}}{u_{dc}} \right) \quad (5.15)$$

$$T_2 = T_m - T_1 = T_m \left(\frac{1}{2} - \frac{U_{ref}}{u_{dc}} \right) \quad (5.16)$$

$$T_1^{cor} = T_1 - (1 + \text{sign}(i)) T_d \quad (5.17)$$

$$T_2^{cor} = T_2 - (1 - \text{sign}(i)) T_d \quad (5.18)$$

$$T_1^* = T_1^{cor} - T_d = T_1 - 2T_d - \text{sign}(i) T_d \quad (5.19)$$

$$T_2^* = T_2^{cor} - T_d = T_2 - 2T_d + \text{sign}(i)T_d \quad (5.20)$$

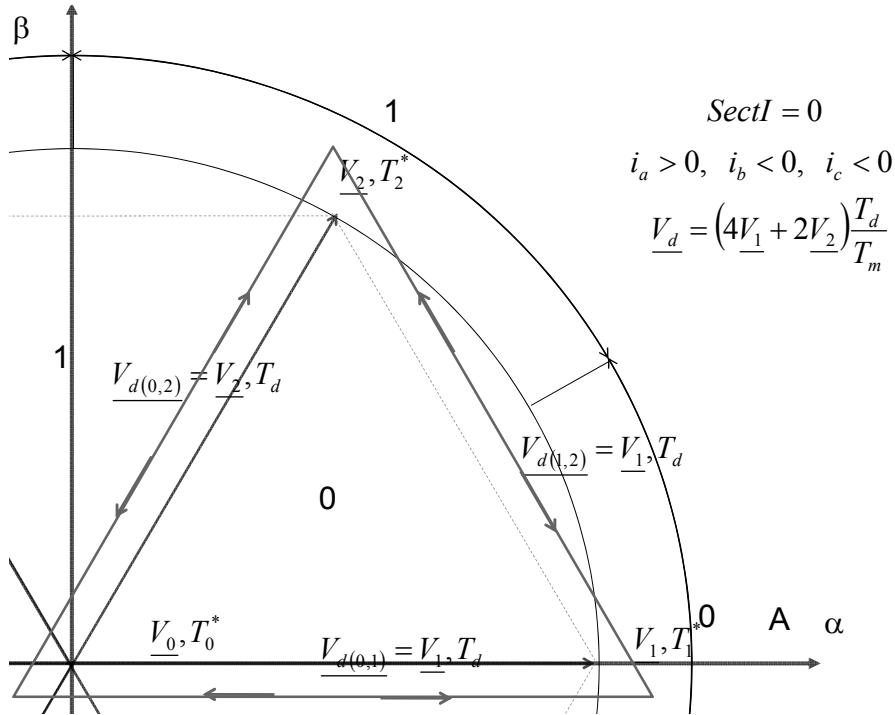
gdzie: T_1^{cor} , T_2^{cor} - skorygowane czasy trwania impulsów sterujących tranzystory.

Jeżeli prąd fazowy jest dodatni wtedy w trakcie czasu martwego napięcie ma wartość $u_{dc}/2$ więc czas trwania stanu wysokiego górnego tranzystora należy skrócić o wartość podwojonego czasu martwego, w stosunku do przebiegu sterującego układu o zerowym czasie martwym, natomiast sygnał sterujący dolnym tranzystorem pozostawić niezmieniony. W przypadku prądu ujemnego napięcie wynosi $-u_{dc}/2$ wobec czego skracamy czas włączenia dolnego tranzystora o podwojony czas martwy a czas włączenia górnego nie ulega zmianie. Zasadę korekcji czasów włączenia łączników tranzystorowych opisują równania (5.17) i (5.18). Wpływ klasycznego układu wprowadzającego czas martwy poprzez opóźnienie przednich zboczy sygnałów sterujących łączniki tranzystorowe na czas trwania sygnałów bramkowych tranzystorów opisują równania (5.19) i (5.20).

3. Modyfikacja sygnału zadającego wektor przestrzenny napięć i modyfikacja czasów włączenia kombinacji łączników elektronicznych przekształtnika odpowiadających bazowym wektorom przestrzennym napięć

Metoda polegająca na modyfikacji sygnału zadającego wektor przestrzenny napięć i metoda modyfikacji czasów włączenia kombinacji łączników elektronicznych zostaną omówione wspólnie. Metody opisane w tym punkcie są rozszerzeniem metody modyfikacji sygnału modulującego i metody modyfikacji czasu włączenia łączników na dziedzinę wektorów przestrzennych napięcia.

Przejście pomiędzy bazowymi wektorami przestrzennymi napięć realizowanymi przez przekształtnik napięciowy wymaga stosowania stanów pośrednich w celu uniknięcia zwarć w gałęziach przekształtnika, w których, w wyniku przełączenia, następuje zmiana poziomu napięcia. W trakcie stanu pośredniego są wyłączone łączniki, które były aktywne w poprzednim bazowym wektorze przestrzennym napięcia, a są nieaktywne w nowym wektorze przestrzennym napięć i nie są jeszcze aktywne łączniki, które były nieaktywne w poprzednim wektorze a mają być aktywne w nowym wektorze przestrzennym napięć. Czas, przez który występuje stan pośredni nazywamy czasem martwym.



Rys. 5.9. Ilustracja wpływu czasu martwego na zakres modulacji wektora przestrzennego napięcia

Uśredniony wektor przestrzenny napięcie jest liniową kombinacją bazowych wektorów przestrzennych napięcie używanych w danym okresie modulacji (5.21).

$$\underline{V}_S = \frac{1}{T_m} \sum_{i \in StepInd} T_i \underline{V}_i = \frac{1}{T_m} \sum_{i \in StepInd} (T_i^* + T_{di}) \underline{V}_i \quad (5.21)$$

gdzie: T_{di} - suma czasów marwych, w ciągu których występuje wektor $\underline{i}$.

Funkcja wagi z jaką dany bazowy wektor przestrzenny napięcie uczestniczy w wektorze uśrednionym jest równa względnemu czasowi trwania tego wektora w odniesieniu do okresu modulacji. Całkowity czas trwania danego wektora przestrzennego napięcie jest sumą czasu trwania odpowiedniego dla niego stanu tranzystorów T_i^* oraz czasów martwych T_{di} dla których występuje ten wektor (5.22).

$$T_i = T_i^* + T_{di} \quad i \in StepInd \quad (5.22)$$

Całkowity uśredniony wektor przestrzenny napięć można przedstawić w postaci sumy dwóch wektorów składowych (5.23).

$$\underline{V}_S = \frac{1}{T_m} \sum_{i \in \text{StepInd}} T_i^* \underline{V}_i + \frac{1}{T_m} \sum_{i \in \text{StepInd}} T_{di} \underline{V}_i \quad (5.23)$$

Pierwszy składnik (5.25) jest uśrednionym wektorem przestrzennym, którego napięcie jest generowane w trakcie okresu modulacji poza czasami martwymi. Drugi składnik (5.26) opisuje wektor w trakcie trwania sekwencji czasów martwych.

$$\underline{V}_S = \underline{V}_S^* + \underline{V}_d \quad (5.24)$$

$$\underline{V}_S^* = \frac{1}{T_m} \sum_{i \in \text{StepInd}} T_i^* \underline{V}_i \quad (5.25)$$

$$\underline{V}_d = \frac{1}{T_m} \sum_{i \in \text{StepInd}} T_{di} \underline{V}_i \quad (5.26)$$

gdzie: $\underline{V}_S^*$ - wartość średnia wektora przestrzennego napięć występujących poza czasami martwymi w sekwencji modulacyjnej, wyznaczona za okres modulacji,

$\underline{V}_d$ - wartość średnia wektora przestrzennego napięć występujących w trakcie czasów martwych sekwencji modulacyjnej, wyznaczona za okres modulacji.

Uśredniony wektor przestrzenny napięć $\underline{V}_S^*$ jest modulowany w nowym przekształconym obszarze modulacyjnym otrzymywanym przez przesunięcie obszaru wejściowego o wektor $-\underline{V}_d$. Maksymalny czas trwania danego bazowego wektora przestrzennego napięć z przynależnymi do niego czasami martwymi opisuje równanie (5.27).

$$T_{i\max} = T_m - (T_{ds} - T_{di}) = T_m - T_{ds} + T_{di} \quad (5.27)$$

gdzie: $T_{i\max}$ - maksymalny czas trwania bazowego wektora przestrzennego napięć o nr i w sekwencji modulacyjnej,

T_{ds} - suma czasów martwych występujących w sekwencji modulacyjnej.

Czas oznaczony jako T_{ds} jest sumą wszystkich czasów martwych występujących w okresie modulacji (5.28) i jest iloczynem ilości krawędzi przejść n pomiędzy

bazowymi wektorami przestrzennymi napięcia, które są aktywne w okresie modulacji i czasu martwego.

$$T_{ds} = \sum_{i \in \text{StepInd}} T_{di} = nT_d \quad (5.28)$$

$$T_{di} \leq T_i \leq T_{i\max} \quad (5.29)$$

Ponieważ czas T_i^* jest obliczany na podstawie równania (5.30), więc maksymalną wartość tego czasu $T_{i\max}^*$ można wyznaczyć z równania (5.31).

$$T_i^* = T_i - T_{di} \quad (5.30)$$

$$T_{i\max}^* = T_{i\max} - T_{di} = T_m - T_{ds} + T_{di} - T_{di} = T_m - T_{ds} \quad (5.31)$$

Jest rzeczą charakterystyczną, że czas $T_{i\max}^*$ ma tę samą wartość dla wszystkich bazowych wektorów przestrzennych.

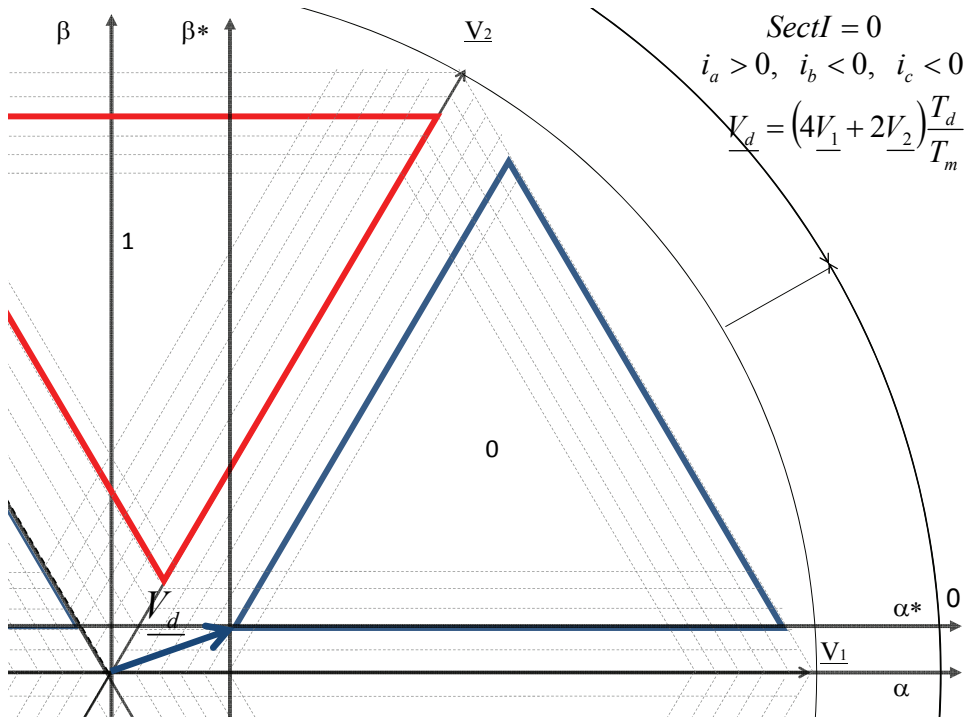
$$0 \leq T_i^* \leq T_m - T_{ds} \quad (5.32)$$

$$\gamma = \frac{T_m - T_{ds}}{T_m} = 1 - \frac{T_{ds}}{T_m} = 1 - f_m T_{ds} \quad (5.33)$$

gdzie: γ - współczynnik skrócenia wymiarów liniowych obszaru modulacyjnego,

f_m - częstotliwość nośna modulacji.

Współczynnik γ (5.33) określa skrócenie wymiarów liniowych obszaru modulacji wektora przestrzennego napięć wynikającego z wpływu czasu martwego w porównaniu do obszaru modulacyjnego idealnego bez wprowadzania czasu martwego. Z powyższego wynika, że zmniejszony obszar modulacyjny ma ten sam kształt co nie uwzględniający wpływu czasu martwego obszar pierwotny. Zmniejszenie obszaru modulacji powoduje wystąpienie nieciągłości obszaru modulacji wektora przestrzennego napięć. Na podstawie równania (5.33) można zauważyć, że opisany problem staje się bardziej istotny w przypadku większych częstotliwości modulacji lub stosowania łączników elektronicznych o długich czasach przełączania.



Rys. 5.10. Graficzna ilustracja obszarów modulacji wektorów przestrzennych napięcia:

$$\underline{V}_S, \underline{V}_S^*$$

Kompensacja wpływu czasu martwego na wektor przestrzenny napięcie poprzez modyfikację sygnału zadającego ten wektor polega na odjęciu składnika korygującego od tego wektora (5.34). A następnie wyznaczeniu czasów trwania bazowych wektorów przestrzennych napięć biorących udział w danym okresie modulacji.

$$\underline{V}_{Sref}^{cor} = \underline{V}_{Sref} - \underline{V}_d \quad (5.34)$$

gdzie: $\underline{V}_{Sref}^{cor}$ - skorygowana wartość zadana wektora przestrzennego napięć przekształtnika,

$\underline{V}_{Sref}$ - wartość zadana wektora przestrzennego napięć przekształtnika.

Natomiast w przypadku modyfikacji czasów włączania kombinacji łączników elektronicznych przekształtnika odpowiadających bazowym wektorom przestrzennym napięcia, czasy trwania bazowych wektorów przestrzennych napięć obliczamy według równania (5.30).

5.3. PODSUMOWANIE

W rozdziale przedstawiono istotę metody modulacji szerokości impulsów napięcia dwupoziomowego przekształtnika napięciowego. Zilustrowano wpływ czasu martwego na przebiegi wartości chwilowej, na wartość średnią wyznaczaną za okres modulacji, oraz wektor przestrzenny napięć strony AC przekształtnika. Przedstawiono różne metody kompensacji wpływu czasu martwego na napięcie przekształtnika polegające na modyfikacji:

- czasu włączenia łączników elektronicznych przekształtnika,
- sygnału zadającego napięcie przekształtnika,
- sygnału zadającego wektor przestrzenny napięć przekształtnika,
- czasu włączenia bazowych wektorów przestrzennych napięć przekształtnika.

Analiza stosowanych metod kompensacji wpływu czasu martwego na napięcia dwupoziomowego przekształtnika napięciowego wskazuje na silne związki pomiędzy metodami. Przedstawione metody stanowią podstawę do doskonalenia metod modulacji dla dwupoziomowego przekształtnika napięciowego i do opracowania równoważnych algorytmów dla wielopoziomowych przekształtników napięciowych.

6. ANALIZA WPLYWU CZASU MARTWEGO NA PRZEBIEG PRĄDU PRZEKSZTAŁNIKA NAPIĘCIOWEGO

Wpływ czasu martwego na działanie przekształtników napięciowych sterowanych według metody PWM oraz kompensacja tego wpływu były poruszane w pracach [J2, T5, B4, G3], jednak nie zawierają one pełnej analizy algebraicznej problemu.

W przeprowadzonej analizie ujęto wpływ czasu martwego na uśrednione za okres modulacji przebiegi napięć i prądów przekształtnika.

W analizie zostały przyjęte następujące założenia upraszczające:

1. Częstotliwość fali nośnej modulacji jest znacznie wyższa od częstotliwości przebiegu modulującego,
2. Pominięto wpływ składowych napięcia o częstotliwości fali nośnej modulacji, ponieważ ze względu na całkowity charakter obwodu obciążenia, w przypadku spełnienia założenia 1, składowe napięcia o częstotliwości fali nośnej modulacji nie mają praktycznego wpływu na przebieg prądu,
3. Amplituda przebiegu modulującego nie osiąga zakresów nasycenia charakterystyki modulacji (rys. 5.3),
4. Z założeń 1 i 2, 3 implikowano, że przebieg napięcia modulowanego można przybliżyć ciągłym przebiegiem wartości średniej za okresy modulacji o czasie trwania dążącym zera,
5. Przyjęto symetrię układu sieci zasilająca – przekształtnik,
6. Przyjęto liniowość impedancji dławików magnetycznych oraz ich pomijalną rezystancję,
7. Wobec założeń 5 i 6 przyjęto, że składowa zerowa prądu ma wartość zero, wobec czego uwzględniono wpływ pozostałych dwóch faz na napięcie fazy podlegającej analizie w postaci źródła składowej zerowej napięcia odkształcającego $U_{Td0}(t)$,
8. Przyjęto, że występują monotoniczne przejścia wartości uśrednionego po okresie modulacji prądu fazowego przez wartość zero,
9. Założono, że prąd nie podlega regulacji,
10. Przyjęto, że występuje stan ustalony.

Tryb pracy trójfazowego przekształtnika sieciowego określony jest przez wartości składników całkowitej mocy wejściowej przekształtnika (6.1). Z założonych wartości składników mocy pozornej wynika wartość zadana wektora prądu (6.5) oraz wartość zadana wektora napięć przekształtnika (6.7).

$$\underline{S}_{ref} = P_{ref} + jQ_{ref} \quad (6.1)$$

$$I_{refP} = \frac{P_{ref}}{3U} \quad (6.2)$$

$$I_{refQ} = -\frac{Q_{ref}}{3U} \quad (6.3)$$

$$\varphi_{ref} = -\arg\{S_{ref}\} \quad (6.4)$$

$$\underline{I}_{ref} = I_{refP} + jI_{refQ} = I_{ref}e^{j\varphi_{ref}} \quad (6.5)$$

$$I_{refm} = \sqrt{2}I_{ref} = \sqrt{2}\sqrt{I_{refP}^2 + I_{refQ}^2} \quad (6.6)$$

$$\begin{aligned} \underline{U}_{ref} &= U - j\omega LI_{ref} = U - j\omega LI_{ref}e^{j\varphi_{ref}} = U - j\omega LI_{ref}(\cos\varphi_{ref} + j\sin\varphi_{ref}) = \\ &= U + \omega LI_{ref}\sin\varphi_{ref} - j\omega LI_{ref}\cos\varphi_{ref} = U + \omega LI_{refQ} - j\omega LI_{refP} \end{aligned} \quad (6.7)$$

gdzie: $\underline{S}_{ref}$ - wartość zadana zespolona mocy pozornej,

P_{ref} - wartość zadana mocy czynnej,

Q_{ref} - wartość zadana mocy biernej,

U - wartość skuteczna napięcia fazowego sieci zasilającej,

$\underline{I}_{ref}$ - wartość skuteczna zespolona prądu zadanego,

I_{refP} - wartość skuteczna składowej czynnej prądu zadanego,

I_{refQ} - wartość skuteczna składowej biernej prądu zadanego,

I_{refm} - amplituda prądu zadanego,

I_{ref} - wartość skuteczna prądu zadanego,

φ_{ref} - kąt przesunięcia fazowego pomiędzy prądem zadanym i napięciem sieci,

$\underline{U}_{ref}$ - wartość skuteczna zespolona napięcia przekształtnika.

Jak to zostało przedstawione w rozdziale 5, czas martwy wpływa na wartość średnią napięcia przekształtnika wyznaczaną za okres modulacji. W analizie przyjęto, że rzeczywiste, uśrednione za okres modulacji, napięcie strony AC przekształtnika (6.9) realizuje swoją wartość zadaną (6.8) z błędem wynikającym z wpływu czasu martwego (6.11).

$$U_{ref} = U_m \sin(\alpha) \quad (6.8)$$

$$U_{Td} = U_{ref} + \Delta U_{Td} \quad (6.9)$$

$$|\Delta U_{Td}| = \frac{T_d}{T_m} u_{dc} \quad (6.10)$$

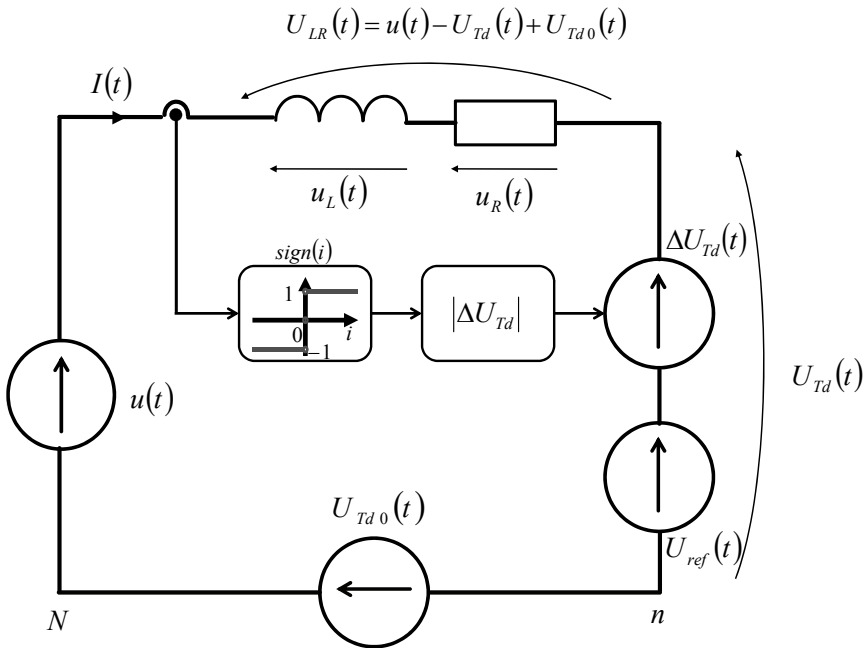
$$\Delta U_{Td} = |\Delta U_{Td}| \text{sign}(i) \quad (6.11)$$

$$U_{Td} = U_{ref} + |\Delta U_{Td}| \text{sign}(i) \quad (6.12)$$

gdzie: U_{ref} - przebieg wartości zadanej napięcia przekształtnika,

U_m - amplituda wartości zadanej napięcia przekształtnika.

Rysunek 6.1 przedstawia schemat zastępczy obwodu wejściowego przekształtnika zasilanego ze źródła napięcia sinusoidalnie zmiennego.



Rys. 6.1. Schemat zastępczy ilustrujący wpływ czasu martwego na napięcia i prądy przekształtnika

Schemat z rysunku 6.1 ilustruje wpływ czasu martwego na przebieg uśrednionej po okresie modulacji wartości prądu fazowego przekształtnika. W napięciu U_{Td} wytwarzanym przez przekształtnik na wejściu AC wydzielono składową idealną odpowiadającą sygnałowi zadanemu U_{ref} tego napięcia oraz składową ΔU_{Td} wynikającą z odkształcającego wpływu czasu martwego. Należy zauważyć, że

wobec symetrii układu dławików i trójprzewodowej symetrycznej sieci zasilającej w układzie nie płyną prądy zerowe. W schematach zastępczych fakt ten znajduje odzwierciedlenie w postaci źródła napięcia U_{Td0} będącego składową zerową

napięć ΔU_{Td} poszczególnych faz. Kąt fazowy składowej odkształcającej napięcie zależy od znaku całkowitego prądu fazowego. Pomimo nieliniowości polegającej na tym, że napięcie odkształcające zależy od znaku przebiegu prądu fazowego można niezależnie wyznaczyć przebieg składowej odkształcającej prąd w jej własnym układzie współrzędnych czasowych t^* . Ze względu na liniowy charakter impedancji obwodu do wyznaczenia uśrednionego za okres modulacji prądu fazowego można zastosować zasadę superpozycji. Pozwala to na wzajemnie niezależne wyznaczenie uśrednionej składowej idealnej prądu przekształtnika $I_{ref}(t)$ bez wpływu czasu martwego i uśrednionej składowej odkształcającej prąd $I_{Td}(t^*)$. Całkowity prąd $I(t)$ opisuje równanie (6.13). Składową odkształcającą $I_{Td}(t)$ pierwotnie wyznaczamy w jej własnym układzie współrzędnych czasowych t^* , a następnie przebieg $I_{Td}(t^*)$ synchronizujemy w czasie ze składową idealną $I_{ref}(t)$ stosując przesunięcie w dziedzinie czasu (6.14).

$$I(t) = I_{ref}(t) + I_{Td}(t) \quad (6.13)$$

gdzie: $I(t)$ - przebieg wartości prądu – prąd całkowity, odkształcony przez deformację napięcia wynikającą z wpływu czasu martwego,

$I_{ref}(t)$ - przebieg wartości zadanej prądu – składowej idealnej prądu,

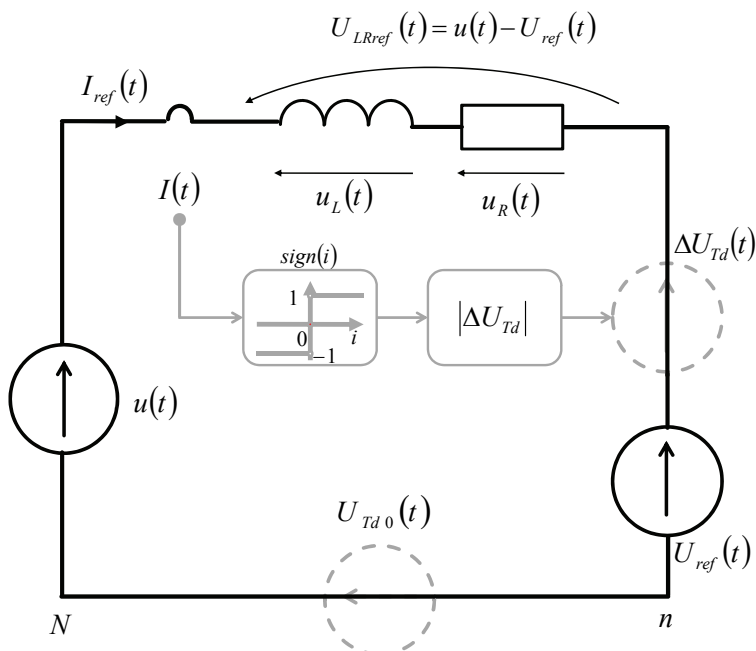
$I_{Td}(t)$ - przebieg składowej odkształcającej prąd od wartości zadanej.

$$t^* = t - T_{\psi} \quad (6.14)$$

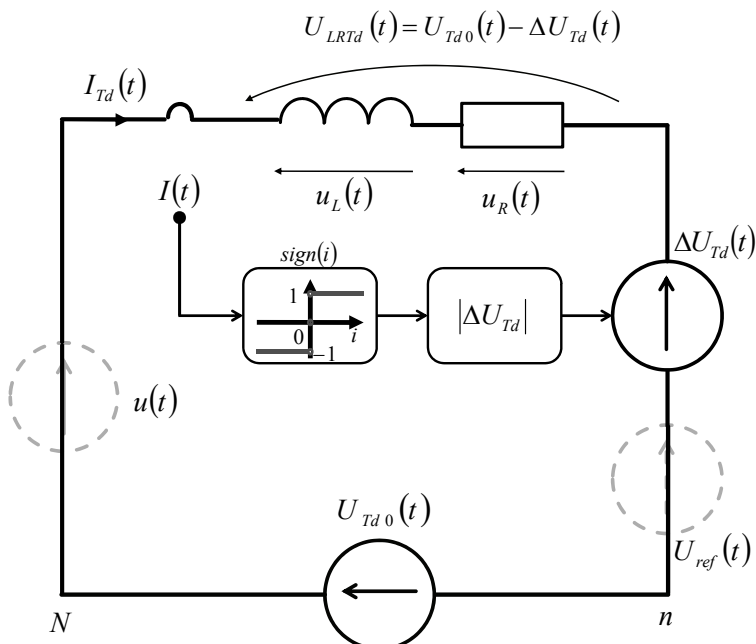
gdzie: t^* - czas, którego chwila zero występuje w momencie przełączenia przebiegu ΔU_{Td} na poziom wysoki,

T_{ψ} - czas przesunięcia wzajemnego układów współrzędnych czasu.

Odpowiednie schematy zastępcze do wyznaczania składowych prądu przekształtnika $I_{ref}(t)$, $I_{Td}(t^*)$ przedstawiają rysunki 6.2 i 6.3.



Rys. 6.2. Schemat zastępczy dla wyznaczania uśrednionej składowej idealnej prądu przekształtnika bez czasu martwego



Rys. 6.3. Schemat zastępczy do wyznaczania składowej deformującej prąd przekształtnika wynikającej z wpływu czasu martwego na napięcie przekształtnika

Występującą w układzie z rysunku 6.3 składową zerową napięć odkształcających opisuje równanie (6.15). Ostatecznie napięcie wytwarzające składową odkształcającą prąd od wartości zadanej opisuje wyrażenie (6.16).

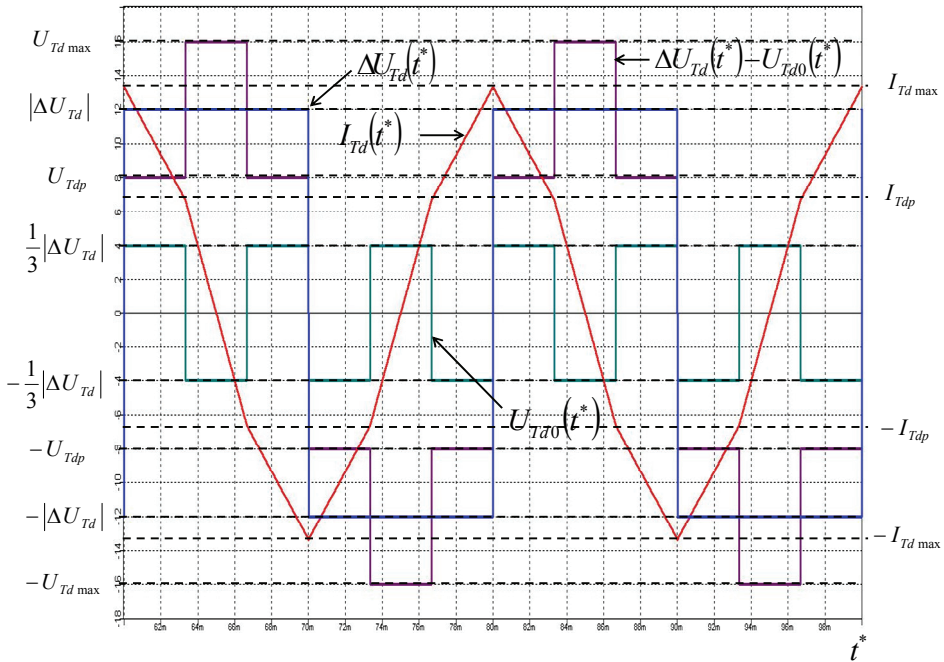
$$U_{Td0}(t^*) = \frac{1}{3} \sum_{i=0}^2 \Delta U_{Td} \left(t^* - i \frac{2\pi}{3\omega} \right) \quad (6.15)$$

$$U_{LRTd}(t^*) = \Delta U_{Td}(t^*) - U_{Td0}(t^*) \quad (6.16)$$

gdzie: $U_{Td0}(t^*)$ - składowa zerowa napięć deformujących,

$U_{LRTd}(t^*)$ - składowa deformująca napięcia dławika.

Z kształtu napięcia $U_{LRTd}(t^*)$ (6.16), przy założeniu bezstratności dławika sprzęgającego przekształtnik z siecią zasilającą, wynika że składowa odkształcająca prąd od wartości zadanej jest przebiegiem odcinkowo liniowym. Rysunek 6.4 przedstawia przebiegi napięcia odkształcającego prąd od wartości zadanej i wytwarzanego przez nie prądu odkształcenia dla przypadku idealnego, liniowego dławika sprzęgającego o rezystancji $R = 0$.



Rys. 6.4. Przebieg napięcia odkształcającego prąd i prądu odkształcenia od wartości zadanej (skala prądu *10)

Wartości charakterystyczne przebiegów napięć i prądów z rysunku 6.4 opisują równania od (6.17) do (6.21).

$$U_{Td \max} = \frac{4}{3} |\Delta U_{Td}| \quad (6.17)$$

$$U_{Tdp} = \frac{1}{2} U_{Td \max} = \frac{2}{3} |\Delta U_{Td}| \quad (6.18)$$

$$U_{Tdm(1)} = A_{(1)}^* = \frac{4 |\Delta U_{Td}|}{\pi} \quad (6.19)$$

$$I_{Td \max} = \frac{2}{9} |\Delta U_{Td}| \frac{T}{L} = \frac{2}{9} \frac{T_d T}{T_m} \frac{u_{dc}}{L} \quad (6.20)$$

$$I_{Tdp} = \frac{1}{2} I_{Td \max} = \frac{1}{9} |\Delta U_{Td}| \frac{T}{L} = \frac{1}{9} \frac{T_d T}{T_m} \frac{u_{dc}}{L} \quad (6.21)$$

gdzie: $U_{Td \max}$ - wartość maksymalna napięcia odkształcającego,

U_{Tdp} - wartość poziomu pośredniego napięcia odkształcającego,

$U_{Tdm(1)}$ - amplituda harmonicznego podstawowego napięcia odkształcającego,

$I_{Td \max}$ - wartość maksymalna prądu odkształcającego,

I_{Tdp} - wartość prądu odkształcającego odpowiadająca zmianie poziomów napięcia odkształcającego.

Odształcenie rozumiane jest tu jako różnica w odniesieniu do wartości zadanej. Napięcia odkształcające prąd od wartości zadanej i prąd odkształcenia przedstawione na rysunku 6.4 posiadają niezerową składową podstawową. Stąd odkształcenie jest tu rozumiane jako suma zmiany przebiegów harmonicznym podstawowych oraz deformacji przebiegów w wyniku występowania wyższych harmonicznym. Można zauważyć, że sygnał modulujący U_{ref} (6.8) jest wprost składnikiem pierwszej harmonicznego napięcia U_{Td} (6.9)(6.12). Wobec tego można dokonać rozkładu na poszczególne harmoniczne drugiego składnika (6.11), który jest przebiegiem prostokątnym, a którego chwile przełączeń zależą od znaku prądu. Do celów analizy harmonicznego przyjęto układ współrzędnych czasu t^* , gdzie chwila zero występuje dla narastającego zbocza przebiegu ΔU_{Td} . Równania (6.23) i (6.24) wyrażają odpowiednio amplitudy składowej sinusoidalnej i kosinusoidalnej przebiegu ΔU_{Td}^* (6.22).

$$\Delta U_{Td}^*(t^*) = \sum_{h=1}^{\infty} A_{(h)}^* \sin(h\omega t^*) + B_{(h)}^* \cos(h\omega t^*) \quad (6.22)$$

$$\begin{aligned} A_{(h)}^* &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} |\Delta U_{Td}| \sin(h\omega t^*) d(\omega t^*) + \frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{2\pi} -|\Delta U_{Td}| \sin(h\omega t^*) d(\omega t^*) = \\ &= \frac{2|\Delta U_{Td}|}{h\pi} [1 - \cos(h\pi)] \end{aligned} \quad (6.23)$$

$$B_{(h)}^* = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} |\Delta U_{Td}| \cos(h\omega t^*) d(\omega t^*) + \frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{2\pi} -|\Delta U_{Td}| \cos(h\omega t^*) d(\omega t^*) = 0 \quad (6.24)$$

gdzie: $\Delta U_{Td}^*(t^*)$ - przebieg napięcia odkształcającego w układzie współrzędnych czasu, gdzie chwila zero występuje dla narastającego zbocza przebiegu ΔU_{Td} ,

$A_{(h)}^*$ - amplituda składowej sinusoidalnej harmonicznej nr h napięcia odkształcającego,

$B_{(h)}^*$ - amplituda składowej kosinusoidalnej harmonicznej nr h napięcia odkształcającego.

W przyjętym układzie współrzędnych czasowych amplitudy składowych kosinusoidalnych (6.24) oraz amplitudy parzystych sinusoidalnych składowych harmonicznych (6.25) mają wartość zero natomiast amplitudy nieparzystych składowych sinusoidalnych (6.26) maleją odwrotnie proporcjonalnie do rzędu harmonicznej. W szczególności amplituda harmonicznej podstawowej przebiegu ΔU_{Td}^* posiada wartość (6.27).

$$A_{(h)}^* = 0 \quad \text{dla } h = 2n \quad (6.25)$$

$$A_{(h)}^* = \frac{4|\Delta U_{Td}|}{h\pi} \quad \text{dla } h = 2n+1 \quad (6.26)$$

$$A_{(1)}^* = \frac{4|\Delta U_{Td}|}{\pi} \quad (6.27)$$

gdzie: $n = 0,1,2,\dots$

Wobec powyższych, przebieg ΔU_{Td}^* ma postać (6.28), gdzie amplitudę harmonicznej opisuje wyrażenie (6.29).

$$\Delta U_{Td}^*(t^*) = \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2|\Delta U_{Td}|}{h\pi} [1 - \cos(h\pi)] \sin(h\alpha t^*) \quad (6.28)$$

$$\Delta U_{Td(h)}^M = A_{(h)}^* = \frac{4|\Delta U_{Td}|}{h\pi} \quad (6.29)$$

$$\Delta U_{Td(1)}^M = A_{(1)}^* = \frac{4|\Delta U_{Td}|}{\pi} \quad (6.30)$$

gdzie: $\Delta U_{Td(h)}^M$ - amplituda harmonicznej nr h napięcia odkształcającego.

Do wyznaczenia przebiegu napięcia U_{Td} konieczne jest wyznaczenie przesunięcia w czasie (6.14) układów współrzędnych czasu t i t^* . Wtedy przebieg uśrednionego napięcia przekształtnika opisuje równanie (6.31).

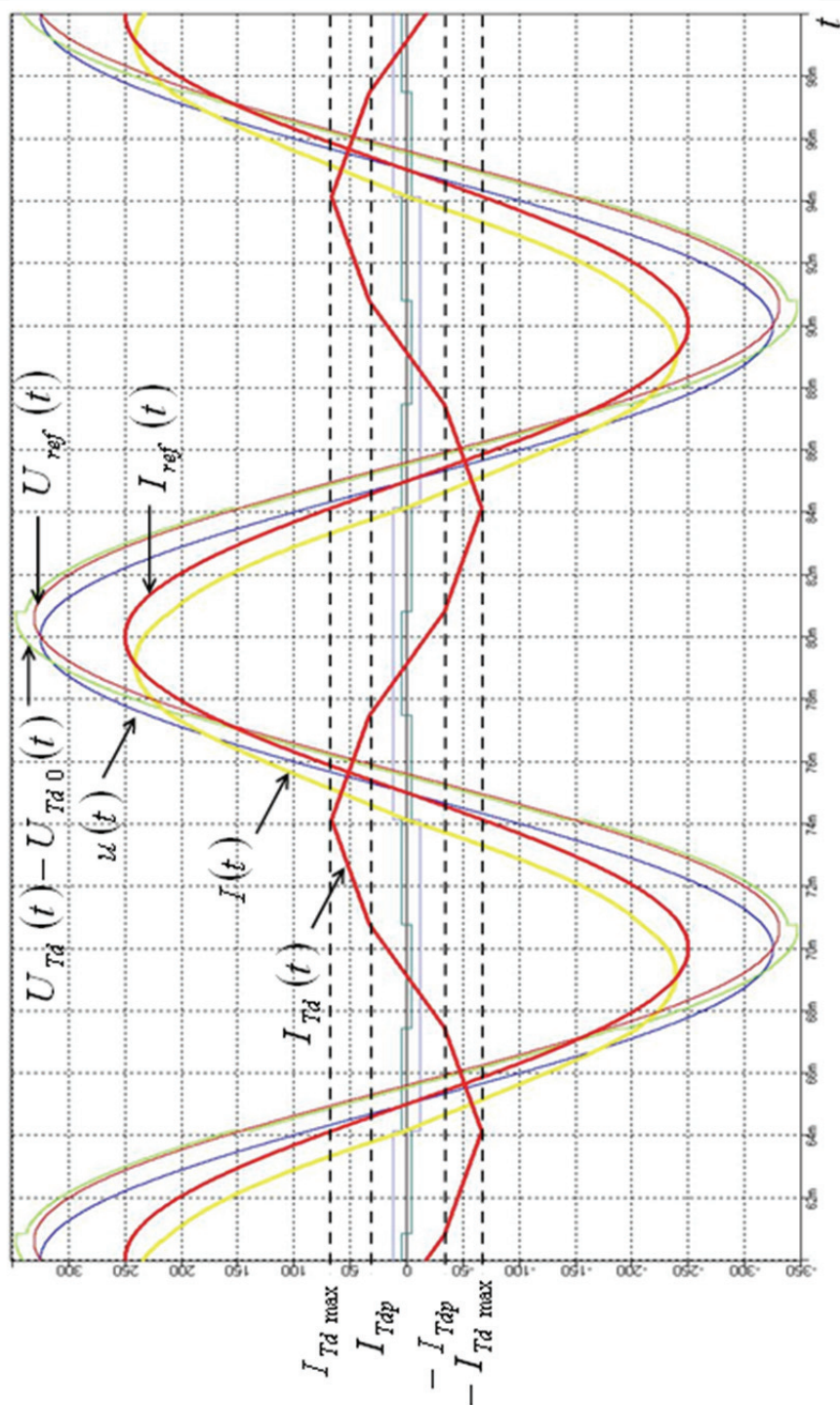
$$U_{Td}(t) = U_m \sin(\alpha t) + \sum_{h=1}^{\infty} \frac{2|\Delta U_{Td}|}{h\pi} [1 - \cos(h\pi)] \sin(h\alpha(t + T_{\psi})) \quad (6.31)$$

gdzie: $U_{Td}(t)$ - przebieg odkształconego napięcia przekształtnika.

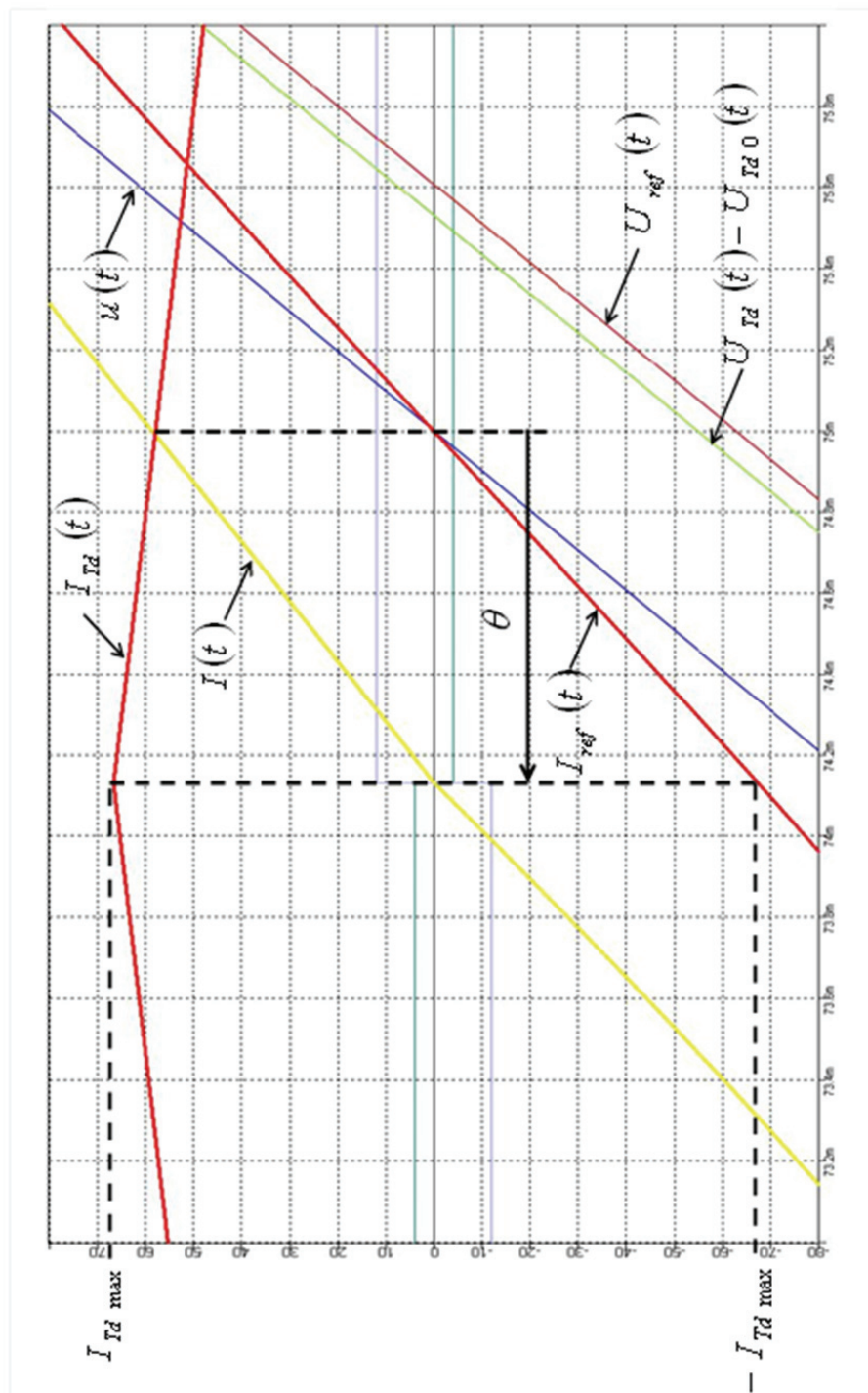
Pewne trudności nastręcza tutaj wyznaczenie czasu T_{ψ} . Czas ten zależy od przesunięcia prądu względem napięcia modulującego. Usytuowanie prądu zależy natomiast od przebiegu napięcia U_{Td} (6.31) oraz charakteru dołączonego obwodu.

Zarówno składowe idealne prądów fazowych jak i składowe prądu odkształcenia poszczególnych faz sumują się dając w wyniku wartość zero.

Rysunek 6.5 przedstawia wykres wektorowy ilustrujący wpływ czasu martwego na harmoniczne podstawowe prądów i napięcie przekształtnika sieciowego. Na wykresie wektorowym prądów i napięć przedstawiono wektory odpowiadające sygnałom idealnego przekształtnika bez wpływu czasu martwego i wektory odpowiadające sygnałom zmienionym pod wpływem napięcia odkształcającego $\underline{U}_{Td(1)}$.



Rys. 6.6. Przebiegi czasowe uśrednionych napięć i prądów (skala prądów *50)



Rys. 6.7. Wyznaczanie kąta wyprzedzenia napięcia odkształcającego względem składowej idealnej prądu (skala prądów *50)

Chwile przejścia przez zero napięcia odkształcającego odpowiadają chwilom przejścia przez zero całkowitego prądu fazowego. Chwile przejścia przez zero harmonicznej podstawowej prądu odkształcającego $I_{Td}(t)$ wyprzedzają o kąt $\pi/2$ chwile przejścia przez zero całkowitego prądu fazowego $I(t)$. W chwili gdy całkowity prąd fazowy $I(t)$ osiąga wartość zero, napięcie odkształcające $U_{Td}(t)$ przechodzi przez zero i występuje wówczas wartość maksymalna I_{Tdmax} składowej odkształcającej prądu $I_{Td}(t)$.

Amplitudę harmonicznej podstawowej prądu odkształcającego od wartości zadanej opisuje równanie (6.32).

$$I_{Tdm(1)} = \frac{U_{Tdm(1)}}{\omega L} = \frac{4|\Delta U_{Td}|}{\pi \alpha L} = \frac{4T_d u_{dc}}{\pi \alpha L T_m} \quad (6.32)$$

gdzie: $I_{Tdm(1)}$ - amplituda harmonicznej podstawowej prądu odkształcającego.

Ponieważ całkowity prąd fazowy $I(t)$ jest sumą (6.13) prądu idealnego $I_{ref}(t)$ i składowej odkształcającej prądu $I_{Td}(t)$ więc kąt θ , o który przesunięte są przejścia przez zero całkowitego prądu fazowego $I(t)$ oraz składowej idealnej prądu $I_{ref}(t)$, spełnia równanie (6.33).

$$I_{refm} \sin(\theta) = I_{Tdmax} \quad (6.33)$$

$$\sin(\theta) = \frac{I_{Tdmax}}{I_{refm}} \quad (6.34)$$

$$I_{refm} = \frac{1}{\omega L} \sqrt{2U_f^2 + U_m^2 - 2\sqrt{2}U_f U_m \cos \delta_{ref}} \quad (6.35)$$

Wobec tego, kąt θ wyznaczamy na podstawie równania (6.36).

$$\begin{aligned}\theta &= \arcsin\left(\frac{I_{Td \max}}{I_{refm}}\right) = \\ &= \arcsin\left(\frac{\frac{2}{9}|\Delta U_{Td}| \frac{T}{L}}{\frac{1}{\omega L} \sqrt{2U_f^2 + U_m^2 - 2\sqrt{2}U_f U_m \cos \delta_{ref}}}\right)\end{aligned}\quad (6.36)$$

$$\theta = \arcsin\left(\frac{4\pi}{9} \frac{T_d}{T_m} \frac{u_{dc}}{\sqrt{2U_f^2 + U_m^2 - 2\sqrt{2}U_f U_m \cos \delta_{ref}}}\right)\quad (6.37)$$

gdzie: θ - kąt o który przejścia przez wartość zero całkowitego prądu fazowego $I(t)$ wyprzedzają przejścia przez wartość zero składowej idealnej prądu $I_{ref}(t)$.

Od przekształtnika sieciowego wymagamy aby pobierał energię z sieci przy prądzie o jak najmniejszej zawartości wyższych harmonicznnych i o określonej wartości współczynnika mocy. Czas martwy powoduje, że przekształtnik realizuje przebieg zadany prądu z błędem. Prąd przekształtnika różni się od prądu zadanego co do jego harmonicznej podstawowej oraz występują w nim wyższe harmoniczne prądu. Zmianie ulega zarówno całkowity współczynnik mocy jak i współczynnik mocy przesunięcia.

Skutki oddziaływania czasu martwego na napięcia i prądy przekształtnika sieciowego

Poniżej przedstawione zostaną skutki oddziaływania czasu martwego na przebiegi napięć i prądów przekształtnika sieciowego pracującego w trybie: prostownika, falownika i kompensatora mocy biernej.

Sterowanie do pracy prostowniczej

Rysunek 6.8 przedstawia przykładowe przebiegi napięć i prądów będących wynikiem symulacji działania układu z rysunku 6.1 dla sterowania do pracy prostowniczej ze współczynnikiem mocy zbliżonym do jedności. W przypadku przedstawionym na rysunku 6.8 napięcie odniesienia U_{ref} przekształtnika dobrano tak, aby w przypadku idealnego przekształtnika bez oddziaływania czasu martwego, prąd I przekształtnika był nieodkształcony i występował w fazie z napięciem sieci U . Harmoniczna podstawowa $U_{Td(1)}$ odkształconego napięcia przekształtnika U_{Td} w wyniku wpływu czasu martwego, wykazuje mniejsze opóźnienie fazowe przy jednocześnie zwiększonej wartości amplitudy w stosunku do napięcia idealnego przekształtnika bez wpływu czasu martwego. Powoduje to pojawienie się składowej pojemnościowej prądu. Amplituda harmonicznej podstawowej prądu ulega zmniejszeniu. Opisaną sytuację ilustruje wykres wektorowy z rysunku 6.9.

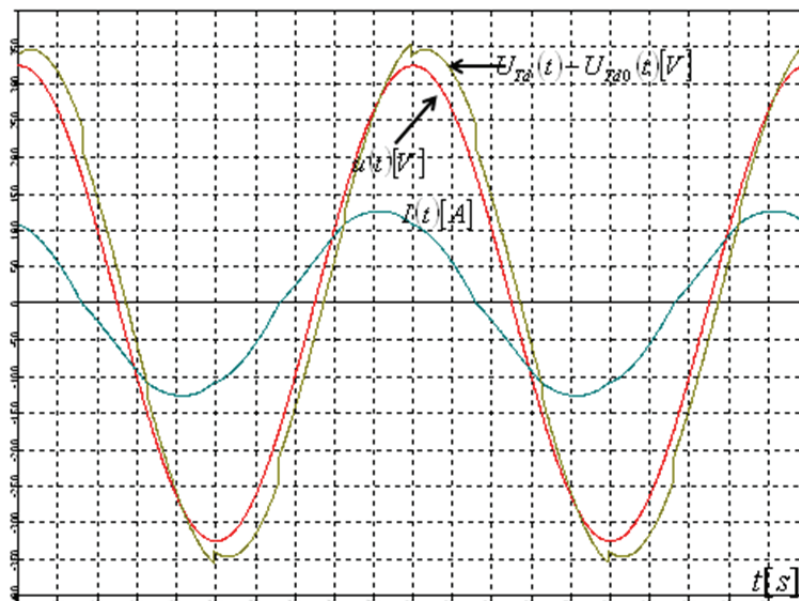
Sterowanie do pracy falownikowej

Rysunek 6.10 przedstawia przykładowe przebiegi napięć i prądów będących wynikiem symulacji działania układu z rysunku 6.1 dla sterowania do pracy falownikowej ze współczynnikiem mocy zbliżonym do jedności. W przypadku przedstawionym na rysunku 6.10 napięcie odniesienia U_{ref} przekształtnika dobrano tak, aby w przypadku idealnego przekształtnika bez oddziaływania czasu martwego, prąd I przekształtnika był nieodkształcony i występował w przeciwfazie z napięciem sieci U . Harmoniczna podstawowa $U_{Td(1)}$ odkształconego napięcia przekształtnika U_{Td} w wyniku wpływu czasu martwego, wykazuje mniejsze opóźnienie fazowe przy jednocześnie zmniejszonej wartości amplitudy w stosunku do napięcia idealnego przekształtnika bez oddziaływania tego czasu. Powoduje to pojawienie się składowej indukcyjnej prądu. Amplituda harmonicznej podstawowej prądu ulega więc zwiększeniu. Opisaną sytuację ilustruje wykres wektorowy z rysunku 6.11.

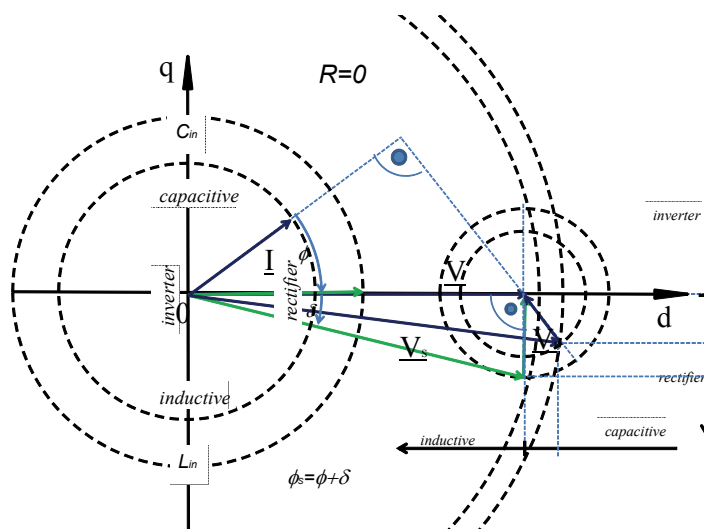
Sterowanie do pracy kompensatorowej

Na rysunku 6.12 przedstawiono przykładowe przebiegi napięć i prądów przekształtnika wysterowanego do pracy kompensatorowej. W przypadku przedstawionym na rysunku 6.12 napięcie odniesienia U_{ref} przekształtnika dobrano tak, aby w przypadku układu idealnego (bez oddziaływania czasu martwego), prąd I przekształtnika był nieodkształcony i wyprzedzał napięcie sieci U o kąt $\pi/2$. W wyniku wpływu czasu martwego, harmoniczna podstawowa $U_{Td(1)}$ odkształconego napięcia przekształtnika U_{Td} , wykazuje większe opóźnienie fazowe przy jednocześnie zmniejszonej wartości amplitudy w stosunku do napięcia idealnego przekształtnika (bez wpływu czasu martwego). Powoduje to pojawienie się składowej czynnej prądu. Amplituda harmonicznej podstawowej prądu ulega zwiększeniu. Opisaną sytuację ilustruje wykres wektorowy z rysunku 6.13.

Sterowanie do pracy prostowniczej

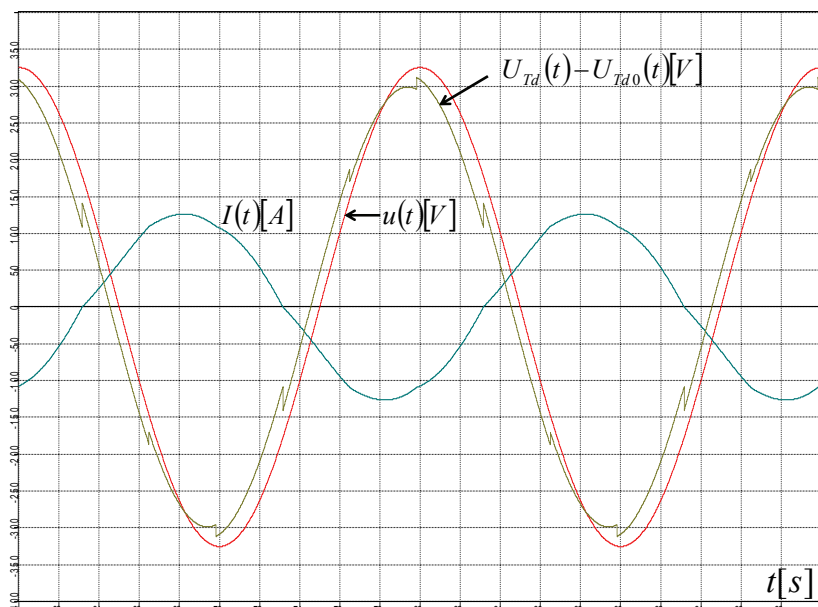


Rys. 6.8. Przebiegi napięć i prądów dla sterowania do pracy prostowniczej ze współczynnikiem mocy zbliżonym do jedności

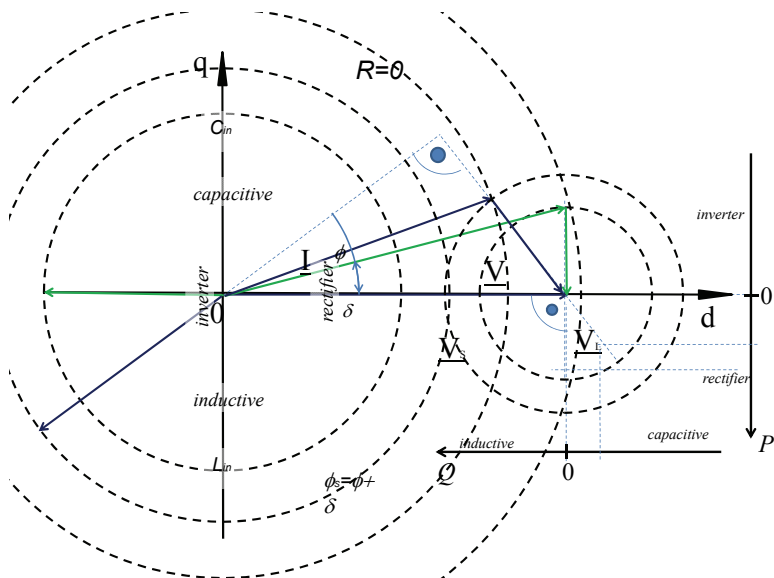


Rys. 6.9. Wykres wektorowy ilustrujący wpływ czasu martwego na harmoniczne podstawowe napięć i prądów przekształtnika napięciowego dlaysterowania do pracy prostowniczej przy prawie jednostkowym współczynnikiem mocy

Sterowanie do pracy falownikowej

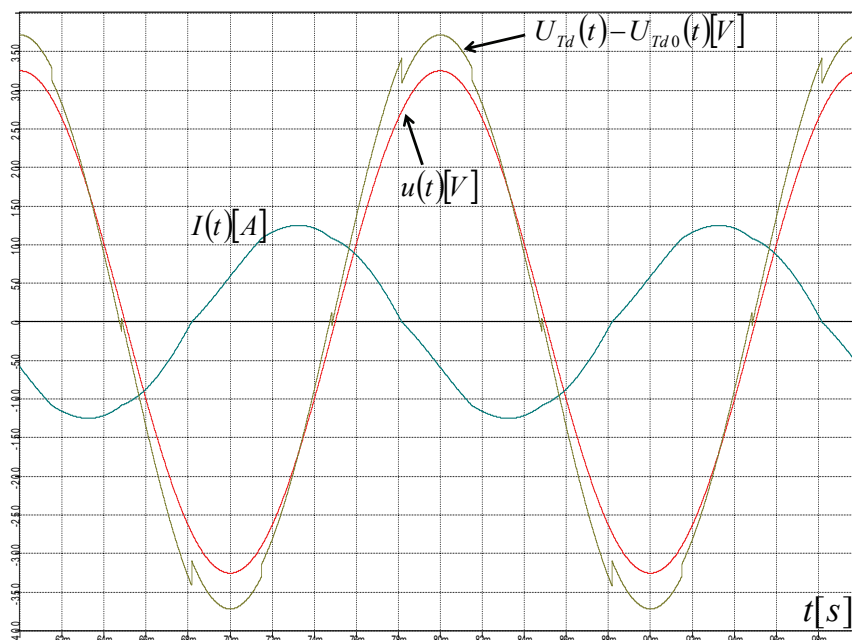


Rys. 6.10. Przebiegi napięć i prądów dla sterowania do pracy falownikowej ze współczynnikiem mocy zbliżonym do jedności

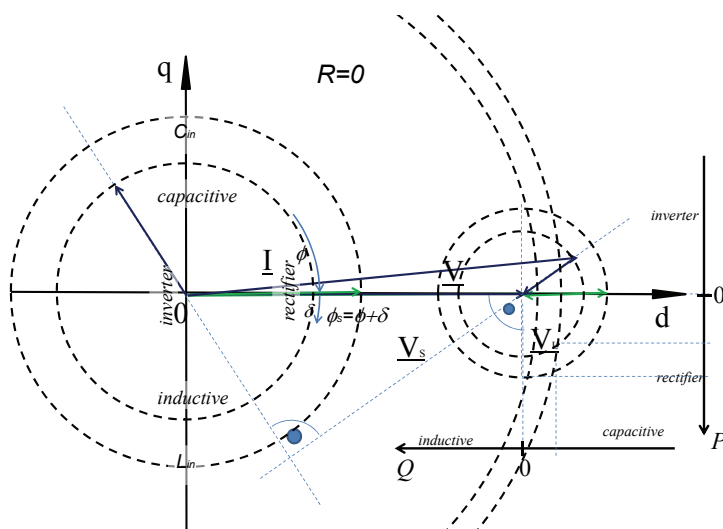


Rys. 6.11. Wykres wektorowy ilustrujący wpływ czasu martwego na harmoniczne podstawowe napięć i prądów przekształtnika napięciowego dla wysterowania do pracy falownikowej przy prawie jednostkowym współczynnikiem mocy

Sterowanie do pracy kompensatorowej



Rys. 6.12. Przebiegi napięć i prądów dla sterowania do pracy kompensatorowej ze współczynnikiem mocy zbliżonym do zera



Rys. 6.13. Wykres wektorowy ilustrujący wpływ czasu martwego na harmoniczne podstawowe napięć i prądów przekształtnika napięciowego dla wysterowania do pracy kompensatorowej przy prawie zerowym współczynniku mocy

Podsumowanie

Przeanalizowano wpływ odkształcenia napięcia spowodowanego czasem martwym na przebieg prądu przekształtnika. Do analizy zastosowano zasadę superpozycji. Prąd całkowity wyznaczono jako superpozycję składowej idealnej prądu wynikającej z działania składowej modulującej oraz składowej odkształcającej wynikającej z działania uśrednionego napięcia odkształcającego. Takie postępowanie jest prawidłowe, ponieważ występująca w układzie nieliniowość pozwala w sposób poprawny, niezależnie wyznaczyć składowe prądu. Problem występuje jedynie w uzgodnieniu zależności fazowych pomiędzy przebiegami składowymi. Wyjaśniono mechanizm i opisano rozwiązanie problemu uzgadniania zależności fazowych przebiegów składowych. Zilustrowano wpływ czasu martwego na przebieg prądu dla przypadków wysterowania przekształtnika do pracy: prostowniczej, falownikowej i kompensatorowej. W każdym z przedstawionych przypadków czas martwy powoduje odkształcenie prądu od kształtu sinusoidalnego, zmianę amplitudy harmonicznego podstawowego prądu oraz przyspieszenie kąta fazowego prądu.

Często można spotkać się z opinią, że wpływ czasu martwego na napięcie przekształtnika sieciowego jest niewielki. Pogląd argumentowany jest w ten sposób, że ponieważ w przypadku przekształtnika współpracującego z siecią wartość współczynnika modulacji jest wysoka więc błąd napięcia wynikający z czasu martwego odniesiony do amplitudy napięcia przekształtnika jest tak niewielki, że jego wpływ na prąd jest znikomy. Towarzyszy temu zdaniu zwykle drugie stwierdzenie, że eliminacja wpływu czasu martwego owszem ma sens ale w przypadku na przykład pracy falownikowej przy niskich napięciach strony AC. Wtedy udział zmiany napięcia wynikającej z czasu martwego w amplitudzie napięcia wyjściowego jest znaczący i w oczywisty sposób ma wpływ na wartość prądu. O ile drugie stwierdzenie dotyczące pracy falownikowej należy uznać za prawdziwe, o tyle pierwsze dotyczące pracy w charakterze przekształtnika sieciowego jest dyskusyjne. Jest tak dlatego, że wartość prądu przekształtnika sieciowego nie wynika bezpośrednio z jego napięcia strony AC lecz z wartości napięcia dławika indukcyjnego. Wobec tego błąd napięcia wynikający z czasu martwego należy odnosić nie do napięcia strony AC przekształtnika lecz do napięcia dławika indukcyjnego, które jak wykazano (2.27) jest niewielkim ułamkiem napięcia przekształtnika. Dodatkowo przy zasilaniu maszyny elektrycznej z przekształtnika, występuje ujemne sprzężenie zwrotne. Napięcia maszyny zmieniając się wraz ze zmianą jej prędkości wirowania ograniczają prądy, podczas gdy w przypadku przekształtnika podłączonego do sieci, napięcie sieci nie ulega zmianie wobec czego nie występuje ujemne sprzężenie zwrotne ograniczające prądy. Wynika stąd pożyteczność eliminacji wpływu czasu martwego na napięcie przekształtnika pomimo tego, że pracuje przy wysokich wartościach współczynnika modulacji.

7. MODULACJA NAPIĘCIA PRZEKSZTAŁNIKÓW NAPIĘCIOWYCH

Aktywne przekształtniki napięciowe AC/DC stanowią grupę układów energoelektronicznych bardzo silnie rozwijaną w ostatnich latach [S7, S8, B2]. Posiadają znakomite właściwości kształtowania prądu wejściowego, znacznie lepsze niż komplementarne do nich przekształtniki prądowe [B3]. Z tego powodu są one stosowane jako tak zwane przekształtniki sieciowe pracujące w trybie: prostownika zasilającego obwody prądu stałego energią pobieraną z sieci zasilającej, falownika umożliwiającego zwrot energii obwodu prądu stałego do sieci, bądź kompensatora mocy biernej oraz odkształcenia pracującego przy poborze prawie zerowej mocy czynnej z sieci zasilającej. Istotnym elementem, od którego zależna jest jakość kształtowania napięcia wejściowego przekształtnika i w efekcie jakość prądu pobieranego z sieci zasilającej, jest zastosowana metoda modulacji napięcia. W przypadku przekształtników napięciowych powszechnie stosowane są różne odmiany metody modulacji szerokości impulsów. Rozwijane obecnie metody próbują kompensować wpływ różnych nieidealności strukturalnych przekształtników. W szczególności podejmowane są próby kompensacji wpływu czasu martwego na napięcia wytwarzane przez przekształtnik. Dalszą poprawę jakości napięcia wytwarzanego przez przekształtnik przy jednoczesnym zwiększeniu napięcia obwodu prądu stałego uzyskuje się przez stosowanie przekształtników wielopoziomowych. W przypadkach, gdy nie jest konieczne zwracanie energii obwodu prądu stałego do sieci dość powszechnie jest stosowany układ tak zwanego prostownika Vienna [K22, K23]. Jest on trójpoziomowym przekształtnikiem napięciowym o jednokierunkowym przetwarzaniu energii. Charakteryzuje się dużą gęstością mocy [R22], a w sterowaniu nie występuje konieczność stosowania kompensacji wpływu czasów martwych. W przypadkach dwukierunkowego przepływu energii stosowany jest przekształtnik napięciowy z punktem środkowym napięcia (NPC – Neutral Point Clamped Converter). Jest on odmianą wielopoziomowego przekształtnika napięciowego z diodami poziomującymi. Dla poprawnej pracy przekształtników o liczbie poziomów większej od dwóch istotną kwestią jest utrzymanie równowagi napięć kondensatorów tworzących pojemnościowy dzielnik napięcia. Innym istotnym problemem jest zapewnienie realizowalności tego samego układu napięć w przypadku przejścia prądów fazowych przez wartość zero. W przypadku gdy zadany wektor przestrzenny napięć leży poza obszarem efektywnej modulacji algorytm modulacji powinien zastąpić go najbliższym wektorem realizowalnym. Wybór bazowych wektorów przestrzennych napięć używanych w danym okresie modulacji powinien zapewniać odpowiednie wartości pochodnych prądów.

W rozdziale zostaną przedstawione metody modulacji napięcia opracowane dla dwupoziomowego przekształtnika napięciowego, trójpoziomowego prostownika o jednokierunkowym przepływie energii (tak zwanego prostownika Vienna) oraz

dla przekształtnika napięciowego z diodami poziomującymi o przyjętej liczbie poziomów napięcia. Opracowane metody poddano weryfikacji symulacyjnej. Dla przekształtnika dwupoziomowego i prostownika Vienna wykonano badania eksperymentalne.

7.1. MODULACJA NAPIĘCIA PRZEKSZTAŁNIKA DWUPOZIOMOWEGO

7.1.1. Wprowadzenie

Przekształtnik napięciowy, aktywny o dwupoziomowym napięciu wejściowym i dwukierunkowym przepływie energii jest standardową aplikacją powszechnie stosowaną w przemyśle jako prostownik, falownik lub kompensator mocy biernej przesunięcia i mocy odkształcenia. Stale są opracowywane i rozwijane metody sterowania [A2, A3, K9, K10, K11, K12, T4, K13, K29, M1, M2, H1, R19] i modulacji [H5, H4, N3, R18, R19] przeznaczone dla tej struktury przekształtnika. W szczególności testowane są algorytmy sterowania przekształtnika wymagające ograniczonej liczby czujników pomiarowych [M1, H1]. W metodach sterowania dla tego typu układów, prawidłowa estymacja napięcia wejściowego jest krytyczna dla poprawności działania algorytmu sterowania. Jak wiadomo, przejście ze stanu przewodzenia górnego tranzystora do stanu przewodzenia tranzystora dolnego w gałęzi przekształtnika musi zachodzić poprzez tak zwany czas martwy. Podejmowane są próby kompensacji wpływu czasu martwego na napięcia przekształtnika [J2, S3, C4, R18, R19, K15, L1, M5] lub całkowitego jego wyeliminowania [C2, C1]. Sprawność energetyczną przekształtnika podwyższa się poprzez stosowanie przełączania łączników elektronicznych w warunkach zerowego prądu [K5, K8] lub napięcia [K6, K7, K8].

W tym rozdziale zostanie omówiona zasada działania jednofazowych i trójfazowych przekształtników napięciowych o dwupoziomym napięciu wejściowym.

Prezentowany model przekształtnika daje dobrą estymację napięcia wejściowego w zależności od napięcia obwodu prądu stałego i stanu gałęzi tranzystorowej zarówno dla stanów przewodzenia tranzystorów jak i dla sekwencji czasu martwego. Z tej przyczyny proponowany model powinien okazać się użyteczny w przypadku metod sterowania z estymacją napięć sieci zasilającej – na przykład w metodzie z estymacją strumienia wirtualnego [M2]. W przekształtnikach napięciowych dużych mocy stosowane są łączniki tyrystorowe. W przypadku zastosowania łączników tyrystorowych niemożliwe jest stosowanie dużych częstotliwości modulacji. Ze względu na długie czasy przełączania konieczne jest stosowanie dużych wartości czasu martwego. W układach napędowych z silnikami wysokoobrotowymi częstotliwość modulacji powinna być proporcjonalnie wysoka. W obydwu przypadkach deformacje napięcia wejściowego przekształtnika wprowadzane przez czas martwy są istotne. Wymagane jest więc stosowanie metod modulacji kompensujących wpływ czasu martwego na napięcia wejściowe przekształtnika. W pracy przedstawiono

metodykę kompensacji wpływu czasu martwego na napięcia przekształtnika. Zaproponowana metoda kompensacji stosowana jest w metodzie modulacji wektora przestrzennego napięć. Wskazano pewne niedostatki klasycznej metody modulacji wektora przestrzennego napięć. Zaproponowano sekwencję modulacyjną wykorzystującą cztery bazowe wektory przestrzenne napięć w okresie modulacji. Sensus stosowania metody z użyciem czterech bazowych wektorów przestrzennych napięć w sekwencji modulacyjnej autor upatruje w możliwości eliminacji luk pomiędzy obszarami efektywnej modulacji występujących w przypadku sekwencji z trzema bazowymi wektorami przestrzennymi napięć. W przypadku stosowania czterech bazowych wektorów przestrzennych, obszary efektywnej modulacji odpowiadające poszczególnym sektorom napięć mają kształt równoległoboków i nakładają się częściowo na siebie tworząc ciągłą przestrzeń modulacyjną. Eliminacja luk pomiędzy obszarami efektywnej modulacji powinna mieć wpływ na jakość prądu pobieranego przez przekształtnik z sieci.

7.1.2. Model przekształtnika AC/DC o dwupoziomowym napięciu

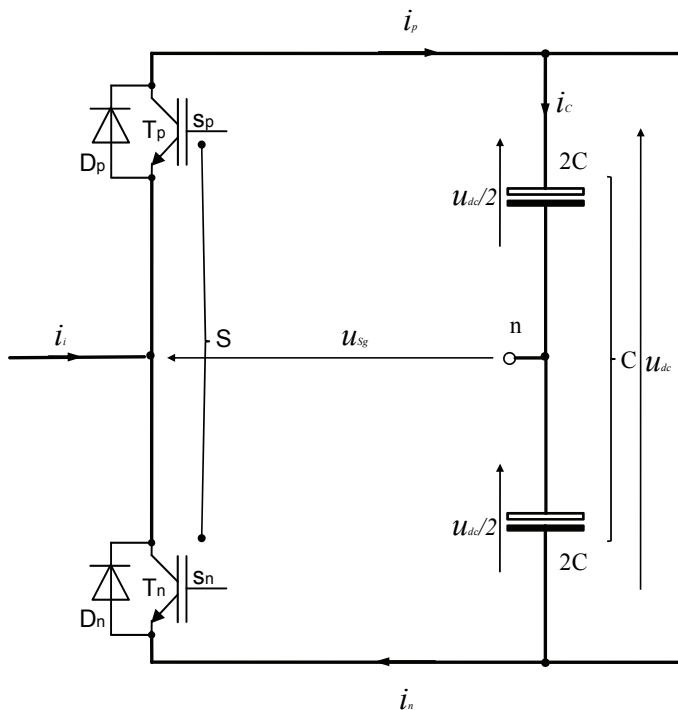
7.1.2.1. Model jednej gałęzi przekształtnika o dwupoziomowym napięciu

Podstawowym elementem składowym przekształtników napięciowych o dwupoziomowym napięciu jest gałąź tranzystorowo-diodowa. Model matematyczny pojedynczej gałęzi pozwala tworzyć modele przekształtników złożonych z kilku gałęzi.

Modelowanie gałęzi tranzystorowo-diodowej przekształtnika przeprowadzono przy następujących założeniach:

1. czas martwy jest znacznie dłuższy niż czas załączania i wyłączania tranzystora,
2. spadek napięcia na przewodzącym tranzystorze i prąd tranzystora w stanie wyłączenia są zaniedbywalnie małe,
3. moc tracona w łączniku elektronicznym jest pomijalnie mała.

Schemat pojedynczej gałęzi przekształtnika przedstawia rysunek 7.1.1.



Rys. 7.1.1. Schemat gałęzi przekształtnika

Tabela 7.1.1.

Napięcia gałęzi tranzystorowej w zależności od znaku prądu i stanu tranzystorów

$sign(i_i)$	S_p	S_n	S_i	u_{Sg}
1 $(i_i > 0)$	1(D)	0	1	$u_{dc}/2$
	0	1(T)	-1	$-u_{dc}/2$
	0(D)	0	0	$u_{dc}/2$
0 $(i_i = 0)$	1(T)	0	1	$u_{dc}/2$
	0	1(T)	-1	$-u_{dc}/2$
	0	0	0	0
-1 $(i_i < 0)$	1(T)	0	1	$u_{dc}/2$
	0	1(D)	-1	$-u_{dc}/2$
	0	0(D)	0	$-u_{dc}/2$

Warunek bezzwarciowej pracy przekształtnika opisuje równanie (7.1.1).

$$s_n \cdot s_p = 0 \quad (7.1.1)$$

Układ o tej strukturze bywa stosowany jako samodzielny, jednofazowy, półmostkowy przekształtnik napięciowy.

Do opisu stanu pojedynczej gałęzi przekształtnika zostanie zastosowana funkcja stanu gałęzi tranzystorowej S_i (7.1.2).

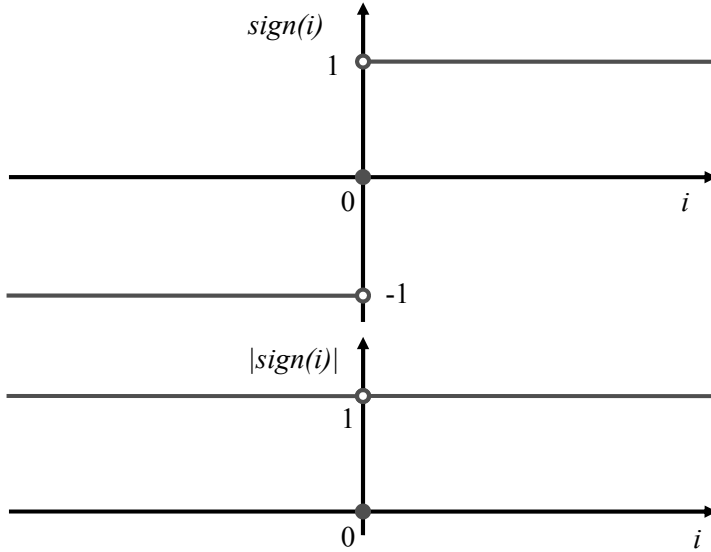
$$S_i \in \{-1, 0, 1\} \quad S_i = s_p(1 - s_n) - s_n(1 - s_p) \quad (7.1.2)$$

$$\begin{cases} s_p = 1 & s_n = 0 & \Leftrightarrow & S_i = 1 \\ s_p = 0 & s_n = 0 & \Leftrightarrow & S_i = 0 \\ s_p = 0 & s_n = 1 & \Leftrightarrow & S_i = -1 \end{cases}$$

gdzie: S_i - funkcja stanu gałęzi tranzystorowej,

s_p, s_n - funkcje stanu łączników tranzystorowych.

Funkcja stanu gałęzi tranzystorowej przekształtnika przyjmuje trzy wartości opisujące trzy stany poprawnej pracy. Dla przypadku włączonego górnego tranzystora i wyłączzonego dolnego funkcja stanu gałęzi tranzystorowej przyjmuje wartość jeden i minus jeden dla odwrotnego stanu włączenia tranzystorów. W przypadku gdy obydwa tranzystory są wyłączone funkcja stanu gałęzi tranzystorowej przyjmuje wartość zero. Stan jednoczesnego włączenia dwóch tranzystorów jest zabroniony ponieważ powoduje zwarcie. Z tego powodu nie jest on uwzględniany w opisie logicznym w równaniu (7.1.2). Pomiedzy funkcją stanu gałęzi przekształtnika a funkcjami stanu tranzystorów tej gałęzi zachodzi wzajemnie jednoznaczne odwzorowanie funkcyjne. W przypadku włączenia górnego bądź dolnego tranzystora, napięcie gałęzi jest jednoznacznie określone i niezależne od znaku prądu wejściowego. Gdy obydwa tranzystory są wyłączone napięcie wejściowe zależy od znaku prądu. Dzieje się tak gdyż w tym przypadku napięcie wejściowe zależy od stanu przewodzenia diod gałęzi. Możliwe stany napięcia wejściowego opisuje tabela 7.1.1. Symbole 1 i 0 w opisie stanu łączników tranzystorowych oznaczają stan występowania wejścia sterującego łącznika, natomiast symbole w nawiasach T i D opisują element łącznika tranzystorowo-diodowego przewodzący prąd wejściowy. Trzy stany znaku prądu opisane w tabeli 7.1.1 analitycznie opisuje funkcja znaku $sign(i)$ przedstawiona na rysunku 7.1.2.



Rys. 7.1.2. Funkcja znaku i jej moduł

$$sign(i) = \begin{cases} -1 & \text{dla } i < 0 \\ 0 & \text{dla } i = 0 \\ 1 & \text{dla } i > 0 \end{cases} \quad (7.1.3)$$

Zaproponowana funkcja znaku jednoznacznie opisuje wszystkie możliwe stany związane z wartością prądu wejściowego. W szczególności poprawnie odzwierciedla przypadek gdy prąd ma wartość zerową. Moduł funkcji znaku jest użyteczny do opisu funkcji stanu gałęzi łączników tranzystorowo-diodowych. Niektóre właściwości funkcji znaku i jej modułu, użyteczne do analizy przekształtników, opisują równania (7.1.4), (7.1.5) i (7.1.6).

$$sign(-i) = -sign(i) \quad (7.1.4)$$

$$sign(i)|sign(i)| = sign(i) \quad (7.1.5)$$

$$|sign(i)|i = i \quad (7.1.6)$$

Sytuacja zdefiniowana przez funkcję (7.1.3) dla prądu równego zero w praktyce występuje dla określonego, bliskiego otoczenia tej wartości. Napięcie wejściowe gałęzi tranzystorowej można wyrazić równaniem (7.1.7).

$$u_{Si} = [S_i + (1 - |S_i|)sign(i_i)] \frac{u_{dc}}{2} \quad (7.1.7)$$

gdzie: u_{Si} - wartość chwilowa napięcia gałęzi tranzystorowo-diodowej przekształtnika.

Warto zauważyć, że efektywna rezystancja źródła napięciowego (7.1.7) zmienia się, jest zależna od prądu i może być aproksymowana zależnością (7.1.8).

$$r_{Si} = (1 - |S_i|)(1 - |\text{sign}(i_i)|) \frac{R_{TD}}{2} \quad (7.1.8)$$

gdzie: r_{Si} - rezystancja wyjściowa zastępczego generatora napięciowego gałęzi tranzystorowo-diodowej,

R_{TD} - rezystancja zastępcza równoległego połączenia wyłączanego tranzystora i nieprzewodzącej, zaporowo spolaryzowanej diody.

W przypadku gdy prąd fazowy ma wartość zero i obydwa tranzystory w gałęzi są wyłączone efektywna rezystancja wyjściowa przyjmuje dużą wartość $\frac{R_{TD}}{2}$

wynikającą z równoległego połączenia dwóch nieprzewodzących łączników tranzystorowo-diodowych. Wejściowy obwód AC zostaje w tym przypadku praktycznie przerwany. Wynika stąd nieliniowość obwodu przekształtnika, która zaznacza się tym silniej, im większy udział mają czasy martwe w okresie modulacji napięcia. Prąd zasilający dodatni biegun napięcia stałego opisuje równanie (7.1.9).

$$\begin{aligned} i_p &= \left[\frac{S_i + 1}{2} |S_i| + (1 - |S_i|) \frac{\text{sign}(i_i) + 1}{2} |\text{sign}(i_i)| \right] i_i = \\ &= \left[\frac{S_i + 1}{2} |S_i| + (1 - |S_i|) \frac{\text{sign}(i_i) + 1}{2} \right] i_i \end{aligned} \quad (7.1.9)$$

gdzie: i_p - prąd zasilający dodatni biegun obwodu prądu stałego.

Natomiast prąd zasilający ujemny biegun napięcia stałego opisuje równanie (7.1.10).

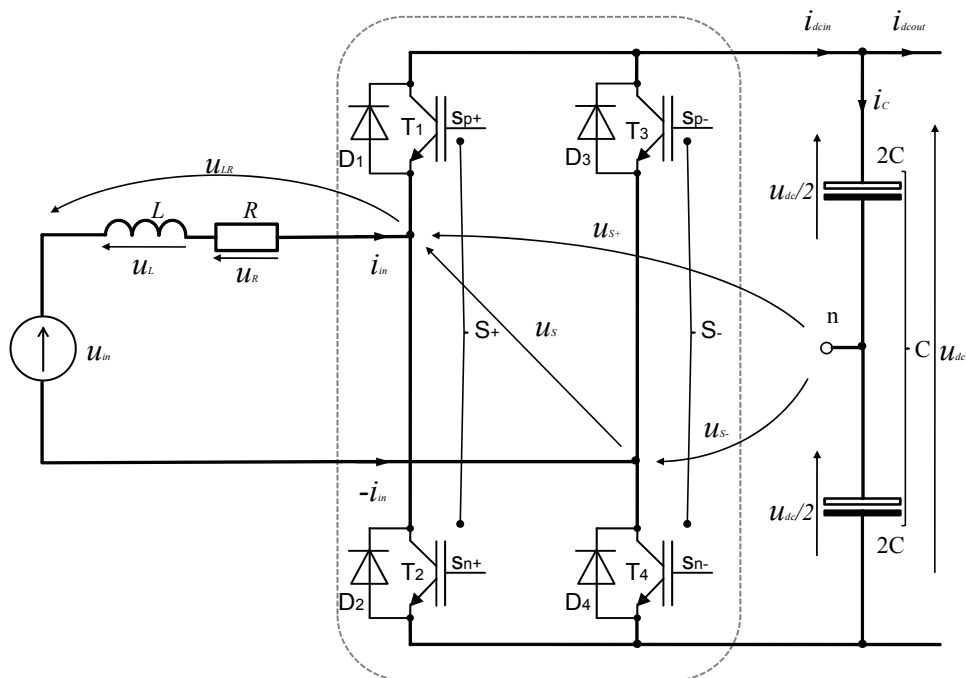
$$\begin{aligned} i_n &= \left[\frac{S_i - 1}{2} |S_i| + (1 - |S_i|) \frac{\text{sign}(i_i) - 1}{2} |\text{sign}(i_i)| \right] i_i = \\ &= \left[\frac{S_i - 1}{2} |S_i| + (1 - |S_i|) \frac{\text{sign}(i_i) - 1}{2} \right] i_i \end{aligned} \quad (7.1.10)$$

gdzie: i_n - prąd zasilający ujemny biegun obwodu prądu stałego.

Przedstawiony model gałęzi tranzystorowej zostanie użyty do opisu struktur dwupoziomowych przekształtników napięciowych.

7.1.2.2. Jednofazowy, mostkowy przekształtnik napięciowy

Jednofazowy przekształtnik napięciowy składa się z dwóch gałęzi tranzystorowych. Schemat takiego przekształtnika ilustruje rysunek 7.1.3.



Rys. 7.1.3. Jednofazowy przekształtnik napięciowy

Przedstawiony na rysunku 7.1.3 układ mostkowy może być stosowany jako układ przekształtnika jednofazowego, jest też elementem konstrukcyjnym wielopoziomowych przekształtników napięciowych z mostkami typu H.

Napięcie wejściowe jednofazowego przekształtnika napięciowego jest różnicą napięć dwóch gałęzi przekształtnika (7.1.11).

$$u_S = u_{S_+} - u_{S_-} = [S_+ - S_- + (2 - |S_+| - |S_-|)sign(i_{in})] \frac{u_{dc}}{2} \quad (7.1.11)$$

$$u_S = M(\mathbf{S}, i_{in})u_{dc} \quad (7.1.12)$$

$$M(\mathbf{S}, i_{in}) = \frac{1}{2} [S_+ - S_- + (2 - |S_+| - |S_-|) \text{sign}(i_{in})] \quad (7.1.13)$$

gdzie: u_s - wartość chwilowa napięcia przekątnej AC mostka tranzystorowo-diodowego,

u_{S+} , u_{S-} - wartości chwilowe napięć gałęzi tranzystorowo-diodowych,
 S_+ , S_- - wartości funkcji stanu gałęzi tranzystorowo-diodowych,
 i_{in} - wartość chwilowa prądu przekształtnika,
 $M(S, i_{in})$ - współczynnik głębokości modulacji.

Rezystancja wewnętrzna zastępczego źródła napięciowego jest sumą rezystancji wewnętrznych gałęzi składowych i opisana jest równaniem (7.1.14).

$$r_S = r_{S+} + r_{S-} = (2 - |S_+| - |S_-|)(1 - |\text{sign}(i_{in})|) \frac{R_{TD}}{2} \quad (7.1.14)$$

gdzie: r_S - rezystancja wyjściowa zastępczego generatora napięciowego mostka tranzystorowo-diodowego,

r_{S+} , r_{S-} - rezystancje wyjściowe gałęzi tranzystorowo-diodowych.

Prąd zasilający biegun dodatni obwodu prądu stałego jest sumą prądów doprowadzanych przez obydwie gałęzie przekształtnika (7.1.15).

$$i_{dcin} = i_{p+} + i_{p-} = i_{n+} + i_{n-} =$$

$$= \left[\frac{S_+ + 1}{2} |S_+| + (1 - |S_+|) \frac{\text{sign}(i_{in}) + 1}{2} - \frac{S_- + 1}{2} |S_-| - (1 - |S_-|) \frac{\text{sign}(-i_{in}) + 1}{2} \right] i_{in} \quad (7.1.15)$$

gdzie: i_{dcin} - wartość chwilowa całkowitego prądu zasilającego dodatni biegun obwodu prądu stałego,

i_{p+} , i_{p-} - wartości chwilowe prądów zasilających dodatni biegun obwodu prądu stałego,

i_{n+} , i_{n-} - wartości chwilowe prądów zasilających ujemny biegun obwodu prądu stałego.

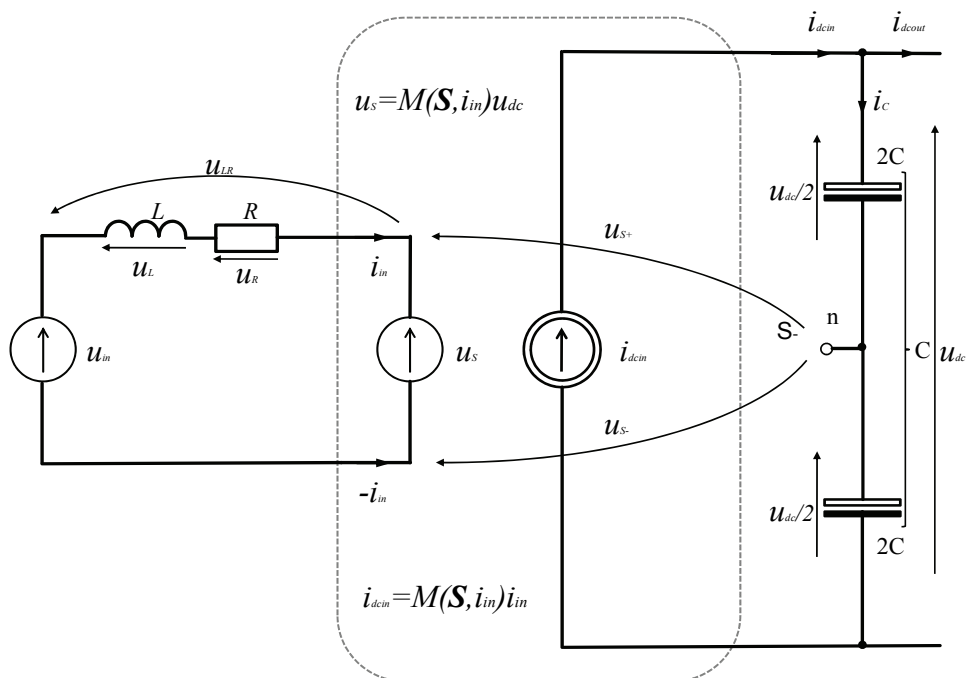
Po przekształceniach, wyrażenie na prąd zasilający dodatni biegun obwodu prądu stałego przyjmuje postać (7.1.16).

$$i_{dcin} = \{(S_+ - S_-) + [2 - (|S_+| + |S_-|)] \text{sign}(i_{in})\} \frac{i_{in}}{2} \quad (7.1.16)$$

$$i_{dcin} = M(S, i_{in}) i_{in} \quad (7.1.17)$$

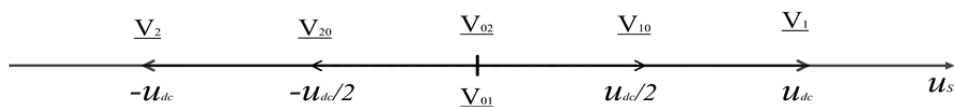
$$M(S, i_{in}) = \frac{1}{2} [S_+ - S_- + (2 - |S_+| + |S_-|) \text{sign}(i_{in})] \quad (7.1.18)$$

Działanie matrycy tranzystorowo-diodowej opisuje para sprzężonych źródeł sterowanych (rys. 7.1.4): źródło napięciowe (7.1.11) i prądowe (7.1.15).



Rys. 7.1.4. Schemat zastępczy jednofazowego przekształtnika napięciowego

Rysunek 7.1.5 przedstawia graficzną interpretację położenia napięć bazowych na osi liczbowej.



Rys. 7.1.5. Położenia napięć bazowych na osi liczbowej

Napięcia bazowe można interpretować jako wektory przestrzenne ograniczone do jednej osi współrzędnych. Jedynie wektory $\underline{V}_1$ i $\underline{V}_2$ oraz $\underline{V}_{01}$ i $\underline{V}_{02}$ są wektorami stabilnymi i mają praktyczne znaczenie w algorytmie modulacji PWM/MSI. Wyrażenie (7.1.19) prezentuje ogólny przypadek, gdy wykorzystywane są wszystkie stabilne wektory bazowe.

$$U_s = \frac{1}{T_m} (T_1 \underline{V}_1 + T_2 \underline{V}_2) \quad T_m = T_1 + T_2 + T_0 \quad T_0 = T_{01} + T_{02} \quad (7.1.19)$$

Natomiast wyrażenie (7.1.20) opisuje tak zwaną modulację bipolarną, która używa jedynie niezerowych wektorów.

$$U_s = \frac{1}{T_m}(T_1 \underline{V}_1 + T_2 \underline{V}_2) = \frac{1}{T_m}(T_1 - T_2)u_{dc} = \frac{1}{T_m}(2T_1 - T_m)u_{dc} = \left(2 \frac{T_1}{T_m} - 1\right)u_{dc}$$

$$T_m = T_1 + T_2 \quad (7.1.20)$$

Równanie (7.1.21) stanowi opis tak zwanej modulacji unipolarnej, w której do otrzymania dodatniej średniej wartości napięcia U_s używa się wektorów $\underline{V}_1$ i $\underline{V}_{01}$, $\underline{V}_{02}$ a do ujemnej wektorów $\underline{V}_2$ i $\underline{V}_{01}$, $\underline{V}_{02}$.

$$U_s = \begin{cases} \frac{T_1}{T_m} \underline{V}_1 & \text{for } U_s > 0 \quad T_m = T_1 + T_0 \quad T_2 = 0 \\ \frac{T_2}{T_m} \underline{V}_2 & \text{for } U_s < 0 \quad T_m = T_2 + T_0 \quad T_1 = 0 \end{cases} \quad (7.1.21)$$

Moc chwilowa na wejściu przekształtnika opisana jest związkiem (7.1.22), natomiast moc chwilową pobieraną przez wejście matrycy tranzystorowo-diodowej opisuje zależność (7.1.23).

$$p_{in} = u_{in} i_{in} \quad (7.1.22)$$

$$p_{Sin} = u_s i_{in} = M(\mathbf{S}, i_{in}) u_{dc} i_{in} = M(\mathbf{S}, i_{in}) u_{dc} \frac{1}{M(\mathbf{S}, i_{in})} i_{dcin} = u_{dc} i_{dcin} = p_{dcin} \quad (7.1.23)$$

W przypadku zastosowania modulacji bipolarnej moc chwilowa na wejściu i wyjściu matrycy tranzystorowo-diodowej zmienia znak w okresie modulacji. Sytuacja taka generalnie nie występuje w przypadku modulacji unipolarnej, gdzie dla realizacji dodatnich napięć U_s (7.1.21) wykorzystuje się wektory $\underline{V}_1$ i $\underline{V}_{01}$, $\underline{V}_{02}$ a dla ujemnych $\underline{V}_2$ i $\underline{V}_{01}$, $\underline{V}_{02}$.

Tabela 7.1.2 podsumowuje napięcia wytwarzane na wejściu przekształtnika w zależności od stanu włączenia łączników tranzystorowych i znaku prądu wejściowego przekształtnika.

Tabela 7.1.2. Napięcia wejściowe przekształtnika w funkcji znaku prądu i stanu łączników

$sign(i_{in})$	S_1	S_2	S_3	S_4	S_+	S_-	u_S	u_{S+}	u_{S-}	$\underline{V}_S$
1 ($i_{in} > 0$)	1(D)	0	1(T)	0	1	1	0	$u_{dc}/2$	$u_{dc}/2$	$\underline{V}_{01}$
	0	1(T)	0	1(D)	-1	-1	0	$-u_{dc}/2$	$-u_{dc}/2$	$\underline{V}_{02}$
	1(D)	0	0	1(D)	1	-1	u_{dc}	$u_{dc}/2$	$-u_{dc}/2$	$\underline{V}_1$
	0	1(T)	1(T)	0	-1	1	$-u_{dc}$	$-u_{dc}/2$	$u_{dc}/2$	$\underline{V}_2$
	0(D)	0	1(T)	0	0	1	0	$u_{dc}/2$	$u_{dc}/2$	$\underline{V}_{01}$
	0(D)	0	0	1(D)	0	-1	u_{dc}	$u_{dc}/2$	$-u_{dc}/2$	$\underline{V}_1$
	1(D)	0	0	0(D)	1	0	u_{dc}	$u_{dc}/2$	$-u_{dc}/2$	$\underline{V}_1$
	0	1(T)	0	0(D)	-1	0	0	$-u_{dc}/2$	$-u_{dc}/2$	$\underline{V}_{02}$
	0(D)	0	0	0(D)	0	0	u_{dc}	$u_{dc}/2$	$-u_{dc}/2$	$\underline{V}_1$
0 ($i_{in} = 0$)	1(T)	0	1(T)	0	1	1	0	$u_{dc}/2$	$u_{dc}/2$	$\underline{V}_{01}$
	0	1(T)	0	1(T)	-1	-1	0	$-u_{dc}/2$	$-u_{dc}/2$	$\underline{V}_{02}$
	1(T)	0	0	1(T)	1	-1	u_{dc}	$u_{dc}/2$	$-u_{dc}/2$	$\underline{V}_1$
	0	1(T)	1(T)	0	-1	1	$-u_{dc}$	$-u_{dc}/2$	$u_{dc}/2$	$\underline{V}_2$
	0	0	1(T)	0	0	1	$-u_{dc}/2$	0	$u_{dc}/2$	$\underline{V}_{20}$
	0	0	0	1(T)	0	-1	$u_{dc}/2$	0	$-u_{dc}/2$	$\underline{V}_{10}$
	1(T)	0	0	0	1	0	$u_{dc}/2$	$u_{dc}/2$	0	$\underline{V}_{10}$
	0	1(T)	0	0	-1	0	$-u_{dc}/2$	$-u_{dc}/2$	0	$\underline{V}_{20}$
	0	0	0	0	0	0	0	0	0	$\underline{V}_0$
-1 ($i_{in} < 0$)	1(T)	0	1(D)	0	1	1	0	$u_{dc}/2$	$u_{dc}/2$	$\underline{V}_{01}$
	0	1(D)	0	1(T)	-1	-1	0	$-u_{dc}/2$	$-u_{dc}/2$	$\underline{V}_{02}$
	1(T)	0	0	1(T)	1	-1	u_{dc}	$u_{dc}/2$	$-u_{dc}/2$	$\underline{V}_1$
	0	1(D)	1(D)	0	-1	1	$-u_{dc}$	$-u_{dc}/2$	$u_{dc}/2$	$\underline{V}_2$
	0	0(D)	1(D)	0	0	1	$-u_{dc}$	$-u_{dc}/2$	$u_{dc}/2$	$\underline{V}_2$
	0	0(D)	0	1(T)	0	-1	0	$-u_{dc}/2$	$-u_{dc}/2$	$\underline{V}_{02}$
	1(T)	0	0(D)	0	1	0	0	$u_{dc}/2$	$u_{dc}/2$	$\underline{V}_{01}$
	0	1(D)	0(D)	0	-1	0	$-u_{dc}$	$-u_{dc}/2$	$u_{dc}/2$	$\underline{V}_2$
	0	0(D)	0(D)	0	0	0	$-u_{dc}$	$-u_{dc}/2$	$u_{dc}/2$	$\underline{V}_2$

Symbole 1 i 0 w opisie stanu łączników tranzystorowych oznaczają stanysterowania wejścia sterującego łącznika, natomiast symbole w nawiasach T i D

opisują element łącznika tranzystorowo-diodowego przewodzący prąd wejściowy w przypadku tranzystorów IGBT [P4] lub BJT. W przypadku stosowania tranzystorów MOS, jeżeli $R_{DS}i_{in} < U_F$ symbol 1(D) należy interpretować jako stan przewodzenia tranzystora, a dla niespełnionej nierówności jako łączne przewodzenie tranzystora i diody. Niskonapięciowe tranzystory MOS posiadają bardzo małe rezystancje kanału w stanie przewodzenia, rzędu pojedynczych mili Ohmów. Z tego powodu niskonapięciowe przekształtniki buduje się z użyciem tranzystorów MOS. Szczególnie istotna jest w tym przypadku właściwość bocznikowania diod przez przewodzący wstecznie kanał tranzystora o niskiej rezystancji co pozwala znacznie ograniczyć spadek napięcia na łączniku energoelektronicznym, a co za tym idzie straty mocy występujące w łączniku w trakcie przewodzenia. Należy w tym miejscu zauważyć, że tak zwana metoda prostowania synchronicznego w przypadku przetwornic: obniżającej napięcie, podwyższającej napięcie, podwyższająco-obniżającej napięcie, jak również struktura synchronicznego mostka Graetz'a, jest realizowana przez gałęzie tranzystorowo-diodowe zbudowane z tranzystorów typu MOS.

Napięcie pojedynczej gałęzi przekształtnika odniesione do punktu środkowego napięcia obwodu prądu stałego jest opisane wzorem (7.1.24).

gdzie: u_{sin} - wartość chwilowa napięcia przekształtnika odniesiona do punktu
środkowego napięcia obwodu prądu stałego.

$$u_{Nn} = u_{S0} = \frac{1}{3}(u_{San} + u_{Sbn} + u_{Scn}) \quad (7.1.25)$$

125

u_{s0} - wartość chwilowa składowej zerowej napięć przekształtnika.

Napięcia wejściowe przekształtnika odniesione do punktu neutralnego sieci zasilającej opisuje równanie (7.1.26).

$$u_{Si} = u_{Sin} - u_{s0} = u_{Sin} - \frac{1}{3} \sum_{j \in \{a,b,c\}} u_{Sjn} = \frac{2}{3} u_{Sin} - \frac{1}{3} \sum_{j \in \{a,b,c\} - \{i\}} u_{Sjn} \quad (7.1.26)$$

gdzie: u_{Si} - wartość chwilowa napięcia fazy nr przekształtnika względem punktu neutralnego sieci.

Po przetransformowaniu napięć wejściowych do zastępczego, dwufazowego układu stacjonarnego $\alpha\beta$ otrzymujemy wektor przestrzenny napięć opisany równaniem (7.1.27).

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{S\alpha\beta} &= \mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta} \begin{bmatrix} u_{San} \\ u_{Sbn} \\ u_{Scn} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta} \begin{bmatrix} u_{Sa} \\ u_{Sb} \\ u_{Sc} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta} \frac{u_{dc}}{2} \begin{bmatrix} S_a + (1 - |S_a|) \cdot \text{sign}(i_a) \\ S_b + (1 - |S_b|) \cdot \text{sign}(i_b) \\ S_c + (1 - |S_c|) \cdot \text{sign}(i_c) \end{bmatrix} = \\ &= \mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta} \frac{u_{dc}}{2} \left(\begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (1 - |S_a|) \cdot \text{sign}(i_a) \\ (1 - |S_b|) \cdot \text{sign}(i_b) \\ (1 - |S_c|) \cdot \text{sign}(i_c) \end{bmatrix} \right) = \\ &= \frac{u_{dc}}{2} \mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} + \frac{u_{dc}}{2} \mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta} \begin{bmatrix} (1 - |S_a|) \cdot \text{sign}(i_a) \\ (1 - |S_b|) \cdot \text{sign}(i_b) \\ (1 - |S_c|) \cdot \text{sign}(i_c) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (7.1.27)$$

gdzie: $\mathbf{u}_{S\alpha\beta}$ - wektor przestrzenny napięć wejściowych przekształtnika w postaci macierzowej,

$\mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta}$ - macierz przekształcenia układu współrzędnych fazowych do zastępczego dwufazowego, stacjonarnego układu współrzędnych,

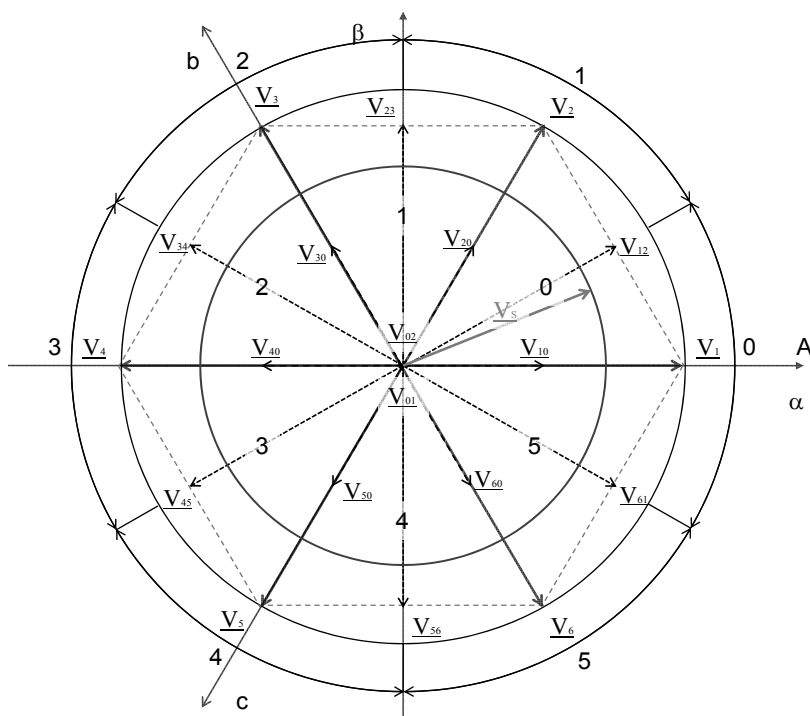
u_{San} , u_{Sbn} , u_{Scn} - wartości chwilowe napięć fazowych przekształtnika odniesione do napięcia punktu środkowego dzielnika napięcia obwodu prądu stałego,

u_{Sa} , u_{Sb} , u_{Sc} - wartości chwilowe napięć fazowych przekształtnika odniesione do napięcia punktu neutralnego sieci zasilającej,

S_a , S_b , S_c - wartości funkcji stanu gałęzi tranzystorowo-diodowych,

i_a , i_b , i_c - wartości chwilowe prądów fazowych przekształtnika.

Ostatecznie, wektor przestrzenny napięć (7.1.27) może być zdekomponowany na dwie składowe. Pierwsza składowa zależy od stanu sygnałów sterujących tranzystory, podczas gdy druga definiuje wartość napięcia w przypadku, gdy tranzystory gałęzi są wyłączone, a przewodzą jedynie łączniki diodowe i jest zależna od znaku prądu. Na podstawie równania (7.1.27) można stwierdzić, że ogólny zbiór wektorów bazowych jest dosyć liczny. Część z nich są to stabilne realizacje, pozostałe występują tylko chwilowo, gdy jeden lub więcej prądów fazowych posiada wartość zerową. Całkowity zbiór bazowych wektorów przestrzennych przekształtnika napięciowego przedstawia rysunek 7.1.7.



Rys. 7.1.7. Bazowe wektory przestrzenne napięć przekształtnika napięciowego

Możliwe sektory prądów są zdefiniowane przez zbiory różnych znaków prądów. Ponieważ funkcja znaku jest trójwartościowa ma to swoje odzwierciedlenie w definicji sektorów prądów (7.1.28).

$$SectI = \begin{cases} 0/1/2/3/4/5 & \text{for } \text{sign}(i_a)=0, \text{sign}(i_b)=0, \text{sign}(i_c)=0 \\ 0 & \text{for } \text{sign}(i_a)=1, \text{sign}(i_b)=-1, \text{sign}(i_c)=-1 \\ 0/1 & \text{for } \text{sign}(i_a)=1, \text{sign}(i_b)=0, \text{sign}(i_c)=-1 \\ 1 & \text{for } \text{sign}(i_a)=1, \text{sign}(i_b)=1, \text{sign}(i_c)=-1 \\ 1/2 & \text{for } \text{sign}(i_a)=0, \text{sign}(i_b)=1, \text{sign}(i_c)=-1 \\ 2 & \text{for } \text{sign}(i_a)=-1, \text{sign}(i_b)=1, \text{sign}(i_c)=-1 \\ 2/3 & \text{for } \text{sign}(i_a)=-1, \text{sign}(i_b)=1, \text{sign}(i_c)=0 \\ 3 & \text{for } \text{sign}(i_a)=-1, \text{sign}(i_b)=1, \text{sign}(i_c)=1 \\ 3/4 & \text{for } \text{sign}(i_a)=-1, \text{sign}(i_b)=0, \text{sign}(i_c)=1 \\ 4 & \text{for } \text{sign}(i_a)=-1, \text{sign}(i_b)=-1, \text{sign}(i_c)=1 \\ 4/5 & \text{for } \text{sign}(i_a)=0, \text{sign}(i_b)=-1, \text{sign}(i_c)=1 \\ 5 & \text{for } \text{sign}(i_a)=1, \text{sign}(i_b)=-1, \text{sign}(i_c)=1 \\ 5/0 & \text{for } \text{sign}(i_a)=1, \text{sign}(i_b)=-1, \text{sign}(i_c)=0 \end{cases} \quad (7.1.28)$$

gdzie: $SectI$ - sektor prądów.

Równanie (7.1.27) precyzyjnie definiuje napięcie wejściowe przekształtnika także w czasie martwym, który musi być zawsze wprowadzony pomiędzy dwoma podstawowymi wektorami przestrzennymi napięć. Taki opis napięcia wejściowego przekształtnika może być szczególnie przydatny w przypadku estymacji napięcia wejściowego przekształtnika.

$$\underline{V}_i = \sqrt{\frac{2}{3}} u_{dc} e^{j(i-1)\frac{\pi}{3}} \quad (7.1.29)$$

$$\underline{V}_{i0} = \frac{1}{\sqrt{6}} u_{dc} e^{j(i-1)\frac{\pi}{3}} \quad (7.1.30)$$

$$\underline{V}_{ki} = \frac{1}{\sqrt{2}} u_{dc} e^{j\left(i-\frac{3}{2}\right)\frac{\pi}{3}} \quad (7.1.31)$$

$i, k = 1, 2, 3, 4, 5, 6$.

gdzie: $\underline{V}_i$ - stabilne, niezerowe, bazowe wektory przestrzenne napięć przekształtnika,

$\underline{V}_{i0}$ - niestabilne, bazowe wektory przestrzenne napięć przekształtnika,

$\underline{V}_{ki}$ - niestabilne, bazowe wektory przestrzenne napięć przekształtnika.

Podstawowe wektory przestrzenne napięć, wytwarzane w przypadku funkcji stanów gałęzi o niezerowych wartościach (7.1.29) (część 0 tabeli), są dostępne w dowolnym sektorze prądów. Z tej przyczyny, trójfazowy przekształtnik napięciowy jest bardzo elastycznym systemem energoelektronicznym. Może działać zarówno jako prostownik, falownik, czy też kompensator mocy przesunięcia i moc odkształcenia. Wektory oznaczone jako (7.1.30) i (7.1.31) występują w przypadku gdy wektor przestrzenny prądów przechodzi granicę sektora prądów i przynajmniej w jednej fazie z zerowym prądem funkcja stanu gałęzi ma wartość zero. Prąd strony DC matrycy tranzystorowo-diodowej może być wyznaczony z równania (7.1.32).

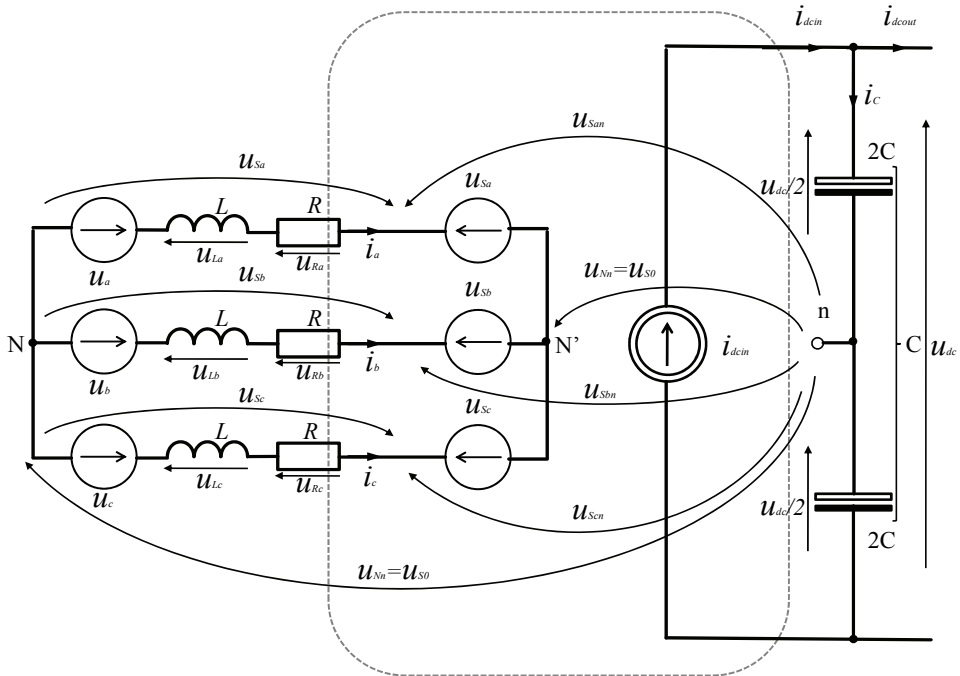
$$\begin{aligned} i_{dcin} &= \sum_{i \in \{a,b,c\}} i_{pi} = \sum_{i \in \{a,b,c\}} i_{ni} = \sum_{i \in \{a,b,c\}} \left[\frac{S_i + 1}{2} |S_i| + (1 - |S_i|) \frac{\text{sign}(i_i) + 1}{2} \right] i_i = \\ &= \sum_{i \in \{a,b,c\}} \left[\frac{S_i + 1}{2} |S_i| \right] i_i + \sum_{i \in \{a,b,c\}} \left[(1 - |S_i|) \frac{\text{sign}(i_i) + 1}{2} \right] i_i \end{aligned} \quad (7.1.32)$$

gdzie: i_{dcin} - wartość chwilowa całkowitego prądu zasilającego dodatni biegun obwodu prądu stałego,

i_{pi} - wartość chwilowa prądu zasilającego dodatni biegun obwodu prądu stałego pochodzącego od prądu fazy nr i ,

i_{ni} - wartość chwilowa prądu zasilającego ujemny biegun obwodu prądu stałego pochodzącego od prądu fazy nr i .

Prąd strony DC może być rozłożony na dwie składowe. Pierwsza składowa opisuje prąd dostarczany przez gałęzie z włączonymi tranzystorami, druga przez gałęzie z tranzystorami wyłączonymi. Schemat zastępczy przekształtnika, odpowiadający równaniom od (7.1.24) do (7.1.32), przedstawia rysunek 7.1.8.



Rys. 7.1.8. Schemat zastępczy trójfazowego przekształtnika napięciowego

Tabela 7.1.3 podsumowuje wektory przestrzenne napięć wejściowego przekształtnika w zależności od wektora stanu łączników tranzystorowo-diodowych i dla danego sektora prądów. Część oznaczona jako 0 zawiera stabilne realizacje wektorów przestrzennych napięcia, to znaczy takie, które są wytwarzane na wejściu matrycy tranzystorowo-diodowej przekształtnika w przypadku, gdy w każdej gałęzi tranzystorowo-diodowej jest wysterowany jeden z jej łączników tranzystorowych. W części 1 zamieszczono wektory przestrzenne napięć określone dla wektorów stanu łączników tranzystorowo-diodowych o jednej gałęzi z wyłączonymi obydwoma tranzystorami. Taka sytuacja zachodzi w przypadku przełączenia pomiędzy dwoma sąsiednimi wektorami przestrzennymi napięć. Właściwość sąsiedztwa wektorów zdefiniowano w rozdziale 7.1.3.1. Część oznaczona jako 2 opisuje sytuacje gdy dwie gałęzie tranzystorowo-diodowe są w stanie nieaktywnym. Ostatnia kolumna odpowiada stanowi wyłączenia wszystkich tranzystorów przekształtnika, działa wtedy jedynie prostownik diodowy złożony z diod anty-równoległych łączników tranzystorowo-diodowych.

Tabela 7.1.3. Bazowe wektory przestrzenne przekształtnika w zależności od sektora prądów i wektora stanu tranzystorów

$S_a S_b S_c$ <i>Sect</i> <i>I</i>	-1 -1 -1	1 1 1	1 -1 -1	1 1 -1	-1 1 -1	-1 1 1	-1 -1 1	1 -1 1
0/1/2/3 /4/5	$\underline{V_0}$	$\underline{V_0}$	$\underline{V_1}$	$\underline{V_2}$	$\underline{V_3}$	$\underline{V_4}$	$\underline{V_5}$	$\underline{V_6}$
0	$\underline{V_0}$	$\underline{V_0}$	$\underline{V_1}$	$\underline{V_2}$	$\underline{V_3}$	$\underline{V_4}$	$\underline{V_5}$	$\underline{V_6}$
0/1	$\underline{V_0}$	$\underline{V_0}$	$\underline{V_1}$	$\underline{V_2}$	$\underline{V_3}$	$\underline{V_4}$	$\underline{V_5}$	$\underline{V_6}$
1	$\underline{V_0}$	$\underline{V_0}$	$\underline{V_1}$	$\underline{V_2}$	$\underline{V_3}$	$\underline{V_4}$	$\underline{V_5}$	$\underline{V_6}$
1/2	$\underline{V_0}$	$\underline{V_0}$	$\underline{V_1}$	$\underline{V_2}$	$\underline{V_3}$	$\underline{V_4}$	$\underline{V_5}$	$\underline{V_6}$
2	$\underline{V_0}$	$\underline{V_0}$	$\underline{V_1}$	$\underline{V_2}$	$\underline{V_3}$	$\underline{V_4}$	$\underline{V_5}$	$\underline{V_6}$
2/3	$\underline{V_0}$	$\underline{V_0}$	$\underline{V_1}$	$\underline{V_2}$	$\underline{V_3}$	$\underline{V_4}$	$\underline{V_5}$	$\underline{V_6}$
3	$\underline{V_0}$	$\underline{V_0}$	$\underline{V_1}$	$\underline{V_2}$	$\underline{V_3}$	$\underline{V_4}$	$\underline{V_5}$	$\underline{V_6}$
3/4	$\underline{V_0}$	$\underline{V_0}$	$\underline{V_1}$	$\underline{V_2}$	$\underline{V_3}$	$\underline{V_4}$	$\underline{V_5}$	$\underline{V_6}$
4	$\underline{V_0}$	$\underline{V_0}$	$\underline{V_1}$	$\underline{V_2}$	$\underline{V_3}$	$\underline{V_4}$	$\underline{V_5}$	$\underline{V_6}$
4/5	$\underline{V_0}$	$\underline{V_0}$	$\underline{V_1}$	$\underline{V_2}$	$\underline{V_3}$	$\underline{V_4}$	$\underline{V_5}$	$\underline{V_6}$
5	$\underline{V_0}$	$\underline{V_0}$	$\underline{V_1}$	$\underline{V_2}$	$\underline{V_3}$	$\underline{V_4}$	$\underline{V_5}$	$\underline{V_6}$
5/0	$\underline{V_0}$	$\underline{V_0}$	$\underline{V_1}$	$\underline{V_2}$	$\underline{V_3}$	$\underline{V_4}$	$\underline{V_5}$	$\underline{V_6}$
Part	0							

Tabela 7.1.3. Bazowe wektory przestrzenne przekształtnika w zależności od sektora prądów i wektora stanu tranzystorów

$S_a S_b S_c$ <i>SectI</i>	0 -1 -1	0 1 -1	0 1 1	0 -1 1	1 0 -1	-1 0 -1
0/1/2/ 3/4/5	$\underline{V}_{10}$	$\underline{V}_{23}$	$\underline{V}_{40}$	$\underline{V}_{56}$	$\underline{V}_{12}$	$\underline{V}_{30}$
0	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_0$	$\underline{V}_6$	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_0$
0/1	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_0$	$\underline{V}_6$	$\underline{V}_{12}$	$\underline{V}_{30}$
1	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_0$	$\underline{V}_6$	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_3$
1/2	$\underline{V}_{10}$	$\underline{V}_{23}$	$\underline{V}_{40}$	$\underline{V}_{56}$	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_3$
2	$\underline{V}_0$	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$	$\underline{V}_5$	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_3$
2/3	$\underline{V}_0$	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$	$\underline{V}_5$	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_3$
3	$\underline{V}_0$	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$	$\underline{V}_5$	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_3$
3/4	$\underline{V}_0$	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$	$\underline{V}_5$	$\underline{V}_{12}$	$\underline{V}_{30}$
4	$\underline{V}_0$	$\underline{V}_3$	$\underline{V}_4$	$\underline{V}_5$	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_0$
4/5	$\underline{V}_{10}$	$\underline{V}_{23}$	$\underline{V}_{40}$	$\underline{V}_{56}$	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_0$
5	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_0$	$\underline{V}_6$	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_0$
5/0	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_2$	$\underline{V}_0$	$\underline{V}_6$	$\underline{V}_1$	$\underline{V}_0$
Part	1					

Tabela 7.1.3. Bazowe wektory przestrzenne przekształtnika w zależności od sektora prądów i wektora stanu tranzystorów

$S_a S_b S_c$ <i>Sect I</i>	-1 0 1	1 0 1	1 -1 0	1 1 0	-1 1 0	-1 -1 0
0/1/2/ 3/4/5	$\underline{V_{45}}$	$\underline{V_{60}}$	$\underline{V_{61}}$	$\underline{V_{20}}$	$\underline{V_{34}}$	$\underline{V_{50}}$
0	$\underline{V_5}$	$\underline{V_6}$	$\underline{V_1}$	$\underline{V_2}$	$\underline{V_3}$	$\underline{V_0}$
0/1	$\underline{V_{45}}$	$\underline{V_{60}}$	$\underline{V_1}$	$\underline{V_2}$	$\underline{V_3}$	$\underline{V_0}$
1	$\underline{V_4}$	$\underline{V_0}$	$\underline{V_1}$	$\underline{V_2}$	$\underline{V_3}$	$\underline{V_0}$
1/2	$\underline{V_4}$	$\underline{V_0}$	$\underline{V_1}$	$\underline{V_2}$	$\underline{V_3}$	$\underline{V_0}$
2	$\underline{V_4}$	$\underline{V_0}$	$\underline{V_1}$	$\underline{V_2}$	$\underline{V_3}$	$\underline{V_0}$
2/3	$\underline{V_4}$	$\underline{V_0}$	$\underline{V_{61}}$	$\underline{V_{20}}$	$\underline{V_{34}}$	$\underline{V_{50}}$
3	$\underline{V_4}$	$\underline{V_0}$	$\underline{V_6}$	$\underline{V_0}$	$\underline{V_4}$	$\underline{V_5}$
3/4	$\underline{V_{45}}$	$\underline{V_{60}}$	$\underline{V_6}$	$\underline{V_0}$	$\underline{V_4}$	$\underline{V_5}$
4	$\underline{V_5}$	$\underline{V_6}$	$\underline{V_6}$	$\underline{V_0}$	$\underline{V_4}$	$\underline{V_5}$
4/5	$\underline{V_5}$	$\underline{V_6}$	$\underline{V_6}$	$\underline{V_0}$	$\underline{V_4}$	$\underline{V_5}$
5	$\underline{V_5}$	$\underline{V_6}$	$\underline{V_6}$	$\underline{V_0}$	$\underline{V_4}$	$\underline{V_5}$
5/0	$\underline{V_5}$	$\underline{V_6}$	$\underline{V_{61}}$	$\underline{V_{20}}$	$\underline{V_{34}}$	$\underline{V_{50}}$
Part	1					

Tabela 7.1.3. Bazowe wektory przestrzenne przekształtnika w zależności od sektora prądów i wektora stanu tranzystorów

$S_a S_b S_c$ <i>SectI</i>	0 0 -1	0 0 1	1 0 0	-1 0 0	0 -1 0	0 1 0	0 0 0
0/1/2/ 3/4/5	$\underline{V_{20}}$	$\underline{V_{50}}$	$\underline{V_{10}}$	$\underline{V_{40}}$	$\underline{V_{60}}$	$\underline{V_{30}}$	$\underline{V_0}$
0	$\underline{V_1}$	$\underline{V_6}$	$\underline{V_1}$	$\underline{V_0}$	$\underline{V_1}$	$\underline{V_2}$	$\underline{V_1}$
0/1	$\underline{V_{12}}$	$\underline{V_{60}}$	$\underline{V_{12}}$	$\underline{V_{30}}$	$\underline{V_1}$	$\underline{V_2}$	$\underline{V_{12}}$
1	$\underline{V_2}$	$\underline{V_0}$	$\underline{V_2}$	$\underline{V_3}$	$\underline{V_1}$	$\underline{V_2}$	$\underline{V_2}$
1/2	$\underline{V_{23}}$	$\underline{V_{40}}$	$\underline{V_2}$	$\underline{V_3}$	$\underline{V_{10}}$	$\underline{V_{23}}$	$\underline{V_{23}}$
2	$\underline{V_3}$	$\underline{V_4}$	$\underline{V_2}$	$\underline{V_3}$	$\underline{V_0}$	$\underline{V_3}$	$\underline{V_3}$
2/3	$\underline{V_3}$	$\underline{V_4}$	$\underline{V_{20}}$	$\underline{V_{34}}$	$\underline{V_{50}}$	$\underline{V_{34}}$	$\underline{V_{34}}$
3	$\underline{V_3}$	$\underline{V_4}$	$\underline{V_0}$	$\underline{V_4}$	$\underline{V_5}$	$\underline{V_4}$	$\underline{V_4}$
3/4	$\underline{V_{30}}$	$\underline{V_{45}}$	$\underline{V_{60}}$	$\underline{V_{45}}$	$\underline{V_5}$	$\underline{V_4}$	$\underline{V_{45}}$
4	$\underline{V_0}$	$\underline{V_5}$	$\underline{V_6}$	$\underline{V_5}$	$\underline{V_5}$	$\underline{V_4}$	$\underline{V_5}$
4/5	$\underline{V_{10}}$	$\underline{V_{56}}$	$\underline{V_6}$	$\underline{V_5}$	$\underline{V_{56}}$	$\underline{V_{40}}$	$\underline{V_{56}}$
5	$\underline{V_1}$	$\underline{V_6}$	$\underline{V_6}$	$\underline{V_5}$	$\underline{V_6}$	$\underline{V_0}$	$\underline{V_6}$
5/0	$\underline{V_1}$	$\underline{V_6}$	$\underline{V_{61}}$	$\underline{V_{50}}$	$\underline{V_{61}}$	$\underline{V_{20}}$	$\underline{V_{61}}$
Part	2						3

7.1.3. Metoda modulacji wektora przestrzennego napięć przekształtnika napięciowego dwupoziomowego

Jedynie pewien podzbiór ogólnego zbioru bazowych wektorów przestrzennych napięć jest używany przez algorytm modulacji. W stanach stabilnych używane są tylko wektory z części 0 tablicy 7.1.3. Wektory przestrzenne napięć odpowiadające stanom z jedną gałęzią wyłączoną (część 1 tablicy 7.1.3) są wykorzystywane przy przejściach pomiędzy stanami odpowiadającymi stabilnym, sąsiednim bazowym wektorom przestrzennym napięć, w trakcie czasów martwych. Z analizy równania (7.1.27) wynika, że wektory przestrzenne napięć określone dla czasu martwego można przyporządkować do jednego z dwu sąsiednich wektorów stabilnych.

Ponieważ każdy wektor przestrzenny określony dla czasu martwego może być przyporządkowany do jednego z wektorów sąsiednich więc uśredniony wektor przestrzenny posiada niezerową składową $\underline{V}_d$ (7.1.37). Wartość tej składowej zależy od znaków prądów fazowych, zbioru przejść pomiędzy bazowymi wektorami przestrzennymi aktywnymi w danym okresie modulacji i od wartości czasu martwego, w ciągu którego przejścia te następują. Z tego powodu, pewne obszary są niedostępne dla realizacji uśrednionego wektora przestrzennego napięć.

7.1.3.1. Kompensacja wpływu czasu martwego na napięcie przekształtnika

Pierwszym krokiem, w celu kompensacji wpływu czasu martwego na napięcia przekształtnika, jest określenie jaki bazowy wektor przestrzenny napięć będzie występował w napięciu na wejściu przekształtnika, przy danych prądach fazowych, w trakcie czasu martwego. Ta informacja jest niezbędna do wyznaczenia wektora przesunięcia $\underline{V}_d$.

Zdefiniujmy sąsiednie wektory przestrzenne napięć jako wektory różniące się jedynie znakiem jednej, niezerowej składowej wektora stanu gałęzi tranzystorowych. Przejście pomiędzy dwoma wektorami sąsiednimi $\underline{V}_i$ i $\underline{V}_j$ odbywa się w czasie kiedy obydwie tranzystory są wyłączone. W czasie tego przejścia napięcie gałęzi przekształtnika zależy od znaku jej prądu. Wprowadźmy binarną funkcję uczestnictwa. Niech wartość tej funkcji będzie zdefiniowana wyrażeniem (7.1.35). Wartość funkcji uczestnictwa $M_{ij}(SectI) = 1$ oznacza, że w trakcie czasu martwego, występującego przy przejściu pomiędzy sąsiednimi wektorami $\underline{V}_i$ i $\underline{V}_j$, określony będzie wektor przestrzenny napięć $\underline{V}_i$, natomiast wartość $M_{ij}(SectI) = 0$, że wektor $\underline{V}_j$.

Wyznaczanie wartości funkcji uczestnictwa

Równanie (7.1.33) wyraża różnicę dwóch wektorów funkcji stanu gałęzi tranzystorowo-diodowych.

$$\Delta \mathbf{S}_{ij} = \frac{1}{2}(\mathbf{S}_i - \mathbf{S}_j) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} S_{ai} - S_{aj} & S_{bi} - S_{bj} & S_{ci} - S_{cj} \end{bmatrix} \quad (7.1.33)$$

gdzie: $\Delta \mathbf{S}_{ij}$ - różnica wektorów funkcji stanów gałęzi tranzystorowo-diodowych,

$\mathbf{S}_i, \mathbf{S}_j$ - wektory funkcji stanów gałęzi tranzystorowo-diodowych,

$S_{ai}, S_{bi}, S_{ci}, S_{aj}, S_{bj}, S_{cj}$ - funkcje stanów gałęzi tranzystorowo-diodowych.

W przypadku wektorów sąsiednich, tylko jedna składowa wektora $\Delta \mathbf{S}_{ij}$ ma wartość niezerową. Zdefiniujemy wektor znaków prądów jak w wyrażeniu (7.1.34).

$$\mathbf{Signs}(\text{Sect}I) = [\text{sign}(i_a) \quad \text{sign}(i_b) \quad \text{sign}(i_c)] \quad (7.1.34)$$

gdzie: $\mathbf{Signs}(\text{Sect}I)$ - wektor funkcji znaków prądów fazowych.

Dla wektorów sąsiednich, funkcja uczestnictwa jest zdefiniowana równaniem (7.1.35) i posiada właściwość (7.1.36).

$$\begin{cases} \text{if } \Delta \mathbf{S}_{ij} \cdot \mathbf{Signs}^T(\text{Sect}I) > 0 \Rightarrow M_{ij}(\text{Sect}I) = 1 \\ \text{if } \Delta \mathbf{S}_{ij} \cdot \mathbf{Signs}^T(\text{Sect}I) < 0 \Rightarrow M_{ij}(\text{Sect}I) = 0 \end{cases} \quad (7.1.35)$$

$$M_{ij}(\text{Sect}I) = 1 \Leftrightarrow M_{ji}(\text{Sect}I) = 0 \quad (7.1.36)$$

gdzie: $M_{ij}(\text{Sect}I), M_{ji}(\text{Sect}I)$ - funkcje uczestnictwa bazowych wektorów przestrzennych napięć.

Tabela 7.1.4 zawiera wartości funkcji uczestnictwa zdefiniowane dla sąsiednich wektorów przestrzennych napięć w poszczególnych sektorach określonych dla wektora prądów.

Poprzez zdefiniowanie wektorów przestrzennych napięć aktywnych w danym okresie modulacji i wyznaczenie ich sekwencji modulacyjnej definiujemy zbiór przejść pomiędzy wektorami. Wektor przestrzenny przesunięcia występujący dla danej sekwencji modulacyjnej definiuje równanie (7.1.37).

$$\underline{V}_d(SectI, SectV) = \frac{T_d}{T_m} \sum_{i,j \in TransSet} k_{ij} M_{ij} \underline{V}_s(M_{ij}) \quad (7.1.37)$$

gdzie: *TransSe* - zbiór par indeksów określających przejścia pomiędzy sąsiednimi, bazowymi wektorami przestrzennymi napięć w sekwencji modulacyjnej,

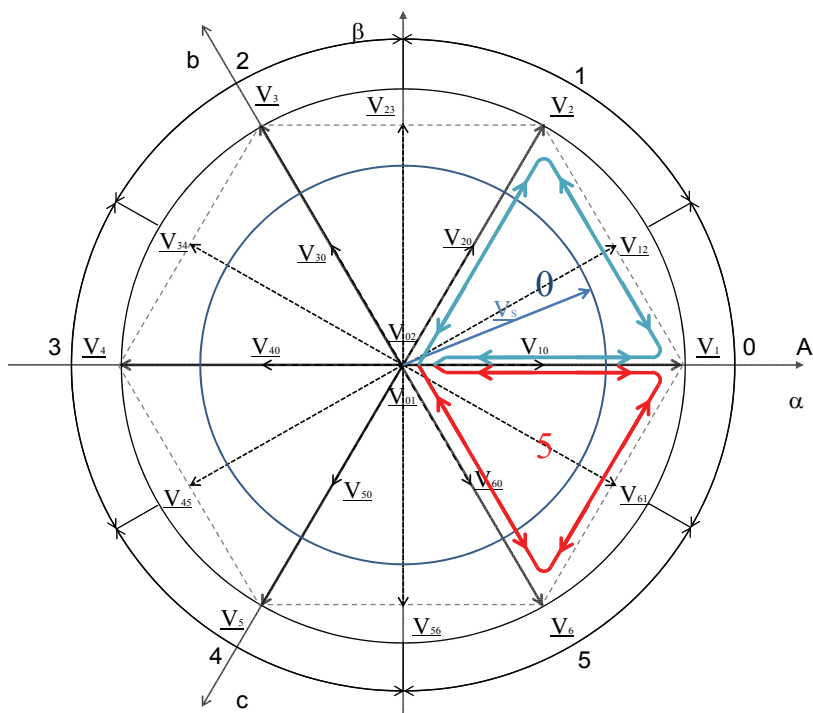
i, j - pary indeksów sąsiednich wektorów napięć w sekwencji modulacyjnej,

k_{ij} - krotność przejść pomiędzy wektorami sąsiednimi w sekwencji modulacyjnej.

Tabela 7.1.4 podaje sąsiednie bazowe wektory przestrzenne napięć i ich wektory funkcji stanu. Na granicach określone zostały wektory różnic funkcji stanu $\Delta \mathbf{S}$. Centralna część tabeli 7.1.4 zawiera funkcje uczestnictwa $M_{ij}(SectI)$ określone dla poszczególnych sektorów prądów *SectI* zgodnie z równaniem (7.1.35). Poprzez wyznaczenie w tabeli 7.1.4 tras odpowiadających przejściom pomiędzy sąsiednimi bazowymi wektorami przestrzennymi napięć według reguły charakterystycznej dla danej metody modulacji otrzymujemy funkcje wagi z jakimi bazowe wektory przestrzenne napięć używane w danym okresie modulacji wchodzi do wektora przestrzennego przesunięcia (7.1.37).

7.1.3.2. Sekwencja modulacyjna z trzema bazowymi wektorami przestrzennymi napięć

W klasycznej metodzie modulacji wektora przestrzennego napięć wartość średnia tego wektora wyznaczona za okres modulacji jest otrzymywana jako superpozycja czasowa napięć trzech bazowych wektorów przestrzennych, których końce tworzą trójkąt równoboczny. Bazowe wektory przestrzenne uszeregowane są w sekwencję modulacyjną jak to pokazano na rysunku 7.1.9. Wektory odpowiadające wierzchołkom trójkąta występują w sekwencji modulacyjnej w kolejności prostej i odwrotnej. W tym przypadku, kolejne wektory funkcji stanu gałęzi tranzystorowych różnią się wartością tylko jednej składowej. W danym przejściu, tylko w jednej gałęzi następuje przełączenie łączników. Unika się bezpośredniego przejścia pomiędzy dwoma wektorami zerowymi.



$$k \in \text{StepSet} = \{01, 02, I, II\} \quad (7.1.38)$$

$$\begin{aligned} \underline{V}_S &= \frac{1}{T_m} (T_{01} \underline{V}_{01} + T_{02} \underline{V}_{02} + T_I \underline{V}_I + T_{II} \underline{V}_{II}) = \\ &= \frac{1}{T_m} ((T_{01}^* + T_{d01}) \underline{V}_{01} + (T_{02}^* + T_{d02}) \underline{V}_{02} + (T_I^* + T_{dI}) \underline{V}_I + (T_{II}^* + T_{dII}) \underline{V}_{II}) = \\ &= \frac{1}{T_m} (T_{01}^* \underline{V}_{01} + T_{02}^* \underline{V}_{02} + T_I^* \underline{V}_I + T_{II}^* \underline{V}_{II}) + \\ &\quad + \frac{1}{T_m} (T_{d01} \underline{V}_{01} + T_{d02} \underline{V}_{02} + T_{dI} \underline{V}_I + T_{dII} \underline{V}_{II}) \end{aligned} \quad (7.1.39)$$

Wektor opisany równaniem (7.1.39) zdekomponowano na dwie składowe. Składowa (7.1.40) opisuje wartość średnią wektora przestrzennego wyznaczona za okres modulacji, odpowiadającą napięciom występującym poza czasami martwymi.

$$\underline{V}_S^* = \frac{1}{T_m} (T_{01}^* \underline{V}_{01} + T_{02}^* \underline{V}_{02} + T_I^* \underline{V}_I + T_{II}^* \underline{V}_{II}) \quad (7.1.40)$$

Składowa (7.1.41) jest wartością średnią wektora przestrzennego napięć za okres modulacji odpowiadającą napięciom występującym w trakcie czasów martwych.

$$\underline{V}_d = \frac{1}{T_m} (T_{d01} \underline{V}_{01} + T_{d02} \underline{V}_{02} + T_{dI} \underline{V}_I + T_{dII} \underline{V}_{II}) \quad (7.1.41)$$

Wyrażenie (7.1.42) opisuje sumę wszystkich czasów martwych występujących w sekwencji modulacyjnej.

$$T_{ds} = \sum_{k \in \text{StepSet}} T_{dk} = 6T_d \quad (7.1.42)$$

$$\gamma = 1 - \frac{T_{ds}}{T_m} = 1 - \frac{6T_d}{T_m} \quad (7.1.43)$$

gdzie: *StepSet* - zbiór indeksów bazowych wektorów przestrzennych napięć używanych w danej sekwencji modulacyjnej,

$\underline{V}_S$ - wartość średnia wektora przestrzennego napięć przekształtnika wyznaczona za okres modulacji,

$\underline{V}_S^*$ - składowa wartości średniej wektora przestrzennego napięć przekształtnika realizowana w obszarze aktywnej modulacji, wyznaczona za okres modulacji,

$\underline{V}_d$ - składowa wartości średniej wektora przestrzennego napięć przekształtnika realizowana w trakcie czasów martwych, wyznaczona za okres modulacji,

$\underline{V}_{01}$, $\underline{V}_{02}$, $\underline{V}_I$, $\underline{V}_{II}$ - bazowe wektory przestrzenne napięć przynależne do sekwencji modulacyjnej,

T_{01}^* , T_{02}^* , T_I^* , T_{II}^* - czasy trwania wektorów funkcji stanów sterujących łącznikami elektronicznymi przekształtnika poza czasami martwymi,

T_{d01} , T_{d02} , T_{dI} , T_{dII} - czasy martwe, w ciągu których wytwarzane są napięcia odpowiadające danemu wektorowi przestrzennemu napięć,

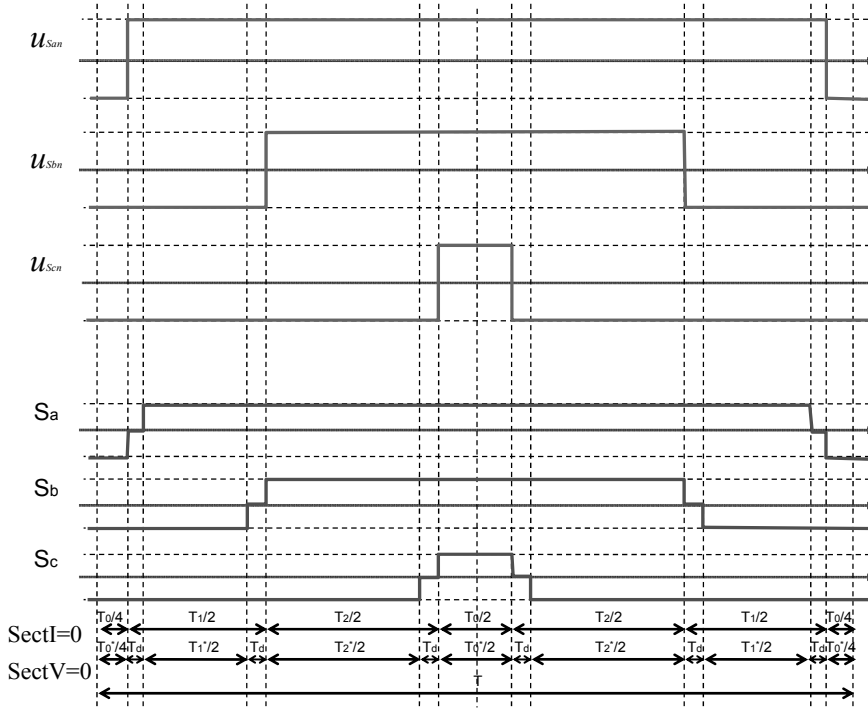
T_{ds} - sumaryczny czas trwania czasów martwych sekwencji modulacyjnej,

T_{dk} - czas martwy, w ciągu którego wytwarzane są napięcia odpowiadające wektorowi przestrzennemu napięć o indeksie k ,

γ - współczynnik skrócenia wymiarów liniowych obszaru efektywnej modulacji w odniesieniu do obszaru realizowanego przez przekształtnik idealny, pracujący bez stosowania mechanizmu czasów martwych.

Wynika stąd skrócenie wymiarów liniowych obszaru modulacji wektora przestrzennego napięć, wynikające z wpływu czasu martwego w porównaniu do obszaru modulacyjnego idealnego, teoretycznego przekształtnika przełączanego bez wprowadzania czasu martwego, wynoszące (7.1.43).

Rysunek 7.1.10 ilustruje przebiegi funkcji stanów gałęzi tranzystorowo-diodowych i odpowiadających im napięć fazowych przekształtnika.



Rys. 7.1.10. Przebiegi napięć fazowych i funkcji stanów gałęzi łączników tranzystorowo-diodowych

Określenie wartości wektora przestrzennego przesunięcia

Tabela 7.1.5 jest przydatna do określenia wartości wektora przestrzennego przesunięcia w zależności od sektora prądów i sektora napięć. Wyrażenie (7.1.44) opisuje uśredniony wektor przestrzenny przesunięcia.

$$\underline{V}_{d, SectI, SectV} = \frac{T_d}{T_m} \left(k_{I, SectI, SectV} \cdot \underline{V}_{f_I(SectV)} + k_{II, SectI, SectV} \cdot \underline{V}_{f_{II}(SectV)} \right) \quad (7.1.44)$$

gdzie: $\underline{V}_{d, SectI, SectV}$ - składowa wartości średniej wektora przestrzennego napięć realizowana w czasach martwych, wyznaczona za okres modulacji,
 $\underline{V}_{f_I(SectV)}$, $\underline{V}_{f_{II}(SectV)}$ - niezerowe, bazowe wektory przestrzenne napięć należące do sekwencji modulacyjnej,

$k_{I, SectI, SectV}$, $k_{II, SectI, SectV}$ - współczynniki wagowe bazowych wektorów przestrzennych napięć określające ich udział w wektorze przesunięcia.

Wyrażenia (7.1.45) i (7.1.46) definiują współczynniki wagowe z jakimi niezerowe bazowe wektory przestrzenne napięć należące do sekwencji modulacyjnej uczestniczą w tworzeniu wektora przesunięcia.

$$k_{I, SectI, SectV} = 2 \left(M_{f_i(SectV)0} + M_{f_i(SectV)f_{II}(SectV)} \right) \quad (7.1.45)$$

$$k_{II, SectI, SectV} = 2 \left(M_{f_{II}(SectV)0} + M_{f_{II}(SectV)f_i(SectV)} \right) \quad (7.1.46)$$

Wyrażenia (7.1.47) i (7.1.48) definiują indeksy dwóch sąsiednich niezerowych bazowych wektorów przestrzennych napięć.

$$f_I(SectV) = SectV + 1 \quad (7.1.47)$$

$$f_{II}(SectV) = Next(SectV) + 1 \quad (7.1.48)$$

Dla numerów sektorów zdefiniowano funkcje poprzednika (7.1.49) i następnika (7.1.50).

$$Prev(SectV) = (SectV - 1) \bmod 6 \quad (7.1.49)$$

$$Next(SectV) = (SectV + 1) \bmod 6 \quad (7.1.50)$$

gdzie: $M_{f_i(SectV)0}$, $M_{f_i(SectV)f_{II}(SectV)}$, $M_{f_{II}(SectV)f_i(SectV)}$, $M_{f_{II}(SectV)0}$ - wartości funkcji uczestnictwa bazowego wektora przestrzennego,

$f_I(SectV)$, $f_{II}(SectV)$ - wartości indeksów niezerowych, bazowych wektorów przestrzennych napięć przynależnych do sekwencji modulacyjnej.

$Prev(SectV)$ - funkcja poprzednika definiująca numer poprzedniego sektora napięć w stosunku do argumentu,

$Next(SectV)$ - funkcja następnika definiująca numer następnego sektora napięć w stosunku do argumentu.

W tabeli 7.1.5 zaznaczono strzałkami przykładowe przejścia odpowiadające sekwencjom modulacyjnym dla przypadku, gdy wektor przestrzenny prądów leży w sektorze zerowym ($SectI = 0$).

Poprzez zaznaczenie dwóch zwrotów strzałek podkreślono, że wektory odpowiadające wierzchołkom trójkąta występują w sekwencji modulacyjnej w kolejności prostej i odwrotnej.

Sekwencje modulacyjne obejmujące niezerowe wektory $\underline{v}_6$ i $\underline{v}_1$ ($SectV = 5$) oraz $\underline{v}_1$ i $\underline{v}_2$ ($SectV = 0$) występują w przypadku pracy prostowniczej z ograniczeniem mocy chwilowych odpowiadających bazowym wektorom przestrzennym napięć do zakresu prostowniczego.

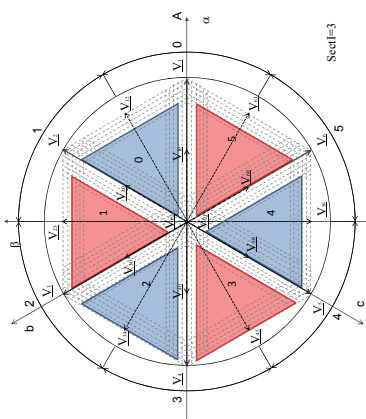
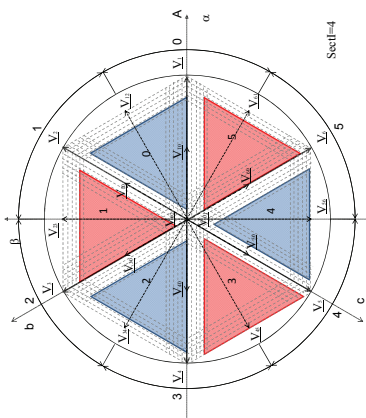
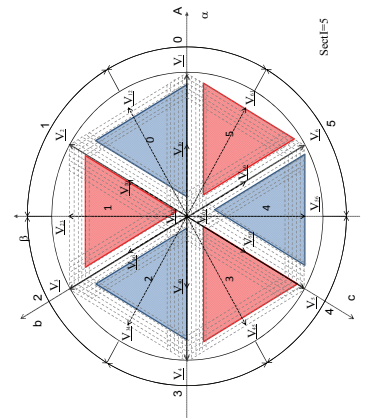
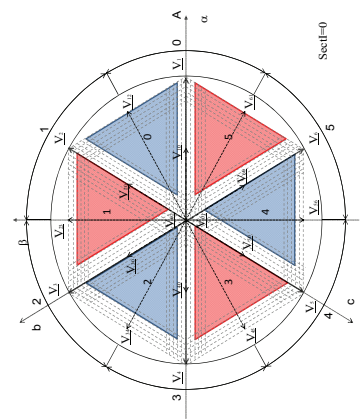
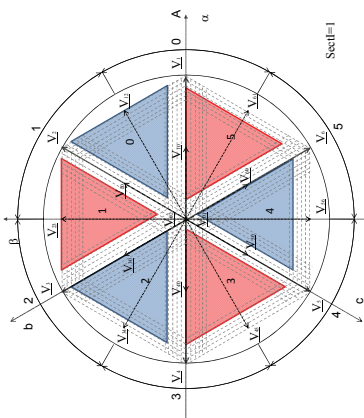
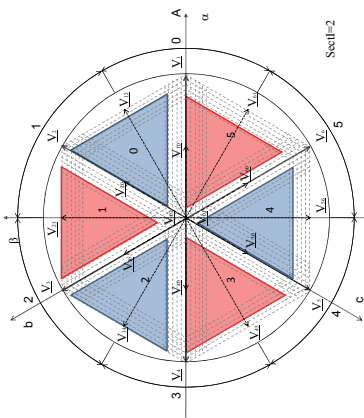
Sekwencje modulacyjne obejmujące niezerowe wektory $\underline{V}_3$ i $\underline{V}_4$ ($SectV=2$) oraz $\underline{V}_4$ i $\underline{V}_5$ ($SectV=3$) występują w przypadku pracy falownikowej z ograniczeniem mocy chwilowych odpowiadających bazowym wektorom przestrzennym napięć do zakresu falownikowego.

Tabela 7.1.6 zawiera współczynniki wagowe (7.1.45) i (7.1.46) otrzymane na podstawie analizy tabeli 7.1.5.

Tabela 7.1.6. Wektory przestrzenne przesunięcia dla modulacji z trzema bazowymi wektorami przestrzennymi napięć

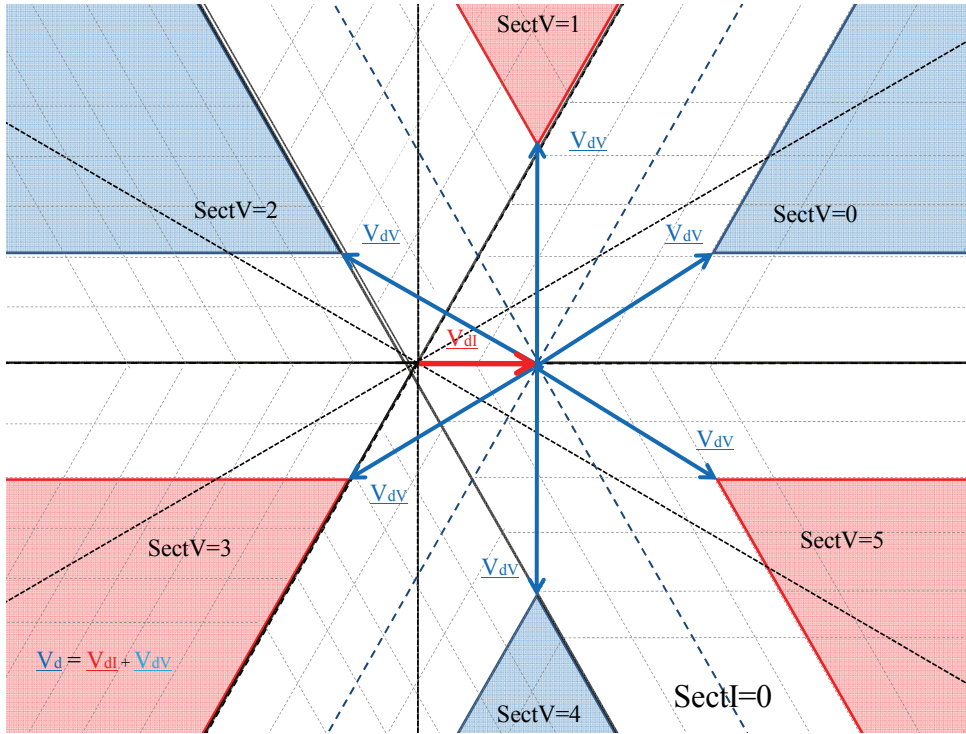
$\underline{V}_I, \underline{V}_{II}$	$\underline{V}_1, \underline{V}_2$	$\underline{V}_2, \underline{V}_3$	$\underline{V}_3, \underline{V}_4$	$\underline{V}_4, \underline{V}_5$	$\underline{V}_5, \underline{V}_6$	$\underline{V}_6, \underline{V}_1$
$SectV$ $SectI$	0	1	2	3	4	5
0	2, 1	2, 0	1, 0	0, 1	0, 2	1, 2
1	1, 2	2, 1	2, 0	1, 0	0, 1	0, 2
2	0, 2	1, 2	2, 1	2, 0	1, 0	0, 1
3	0, 1	0, 2	1, 2	2, 1	2, 0	1, 0
4	1, 0	0, 1	0, 2	1, 2	2, 1	2, 0
5	2, 0	1, 0	0, 1	0, 2	1, 2	2, 1

$$k_{I,SectI,SectV}, k_{II,SectI,SectV}$$



Rys. 7.1.11. Obszary aktywne modulacji wektora przestrzennego napięć dla poszczególnych sektorów prądów – SVPWM3

Rysunek 7.1.11 przedstawia aktywne obszary dostępne dla wektora przestrzennego napięć dla wszystkich sektorów prądów. Na podstawie analizy obszarów aktywnych zdefiniowanych dla poszczególnych sektorów napięć przedstawionych na rysunku 7.1.12 można zauważyć, że translacja układu współrzędnych o wektor $\underline{V}_{dl}$ (7.1.52) wprowadza symetrię do reprezentacji graficznej aktywnego obszaru modulacji. Równanie (7.1.52) przedstawia składową wektora przestrzennego przesunięcia zależną od sektora napięć. Całkowity wektor przestrzenny przesunięcia (7.1.51) jest sumą wektorów składowych (7.1.52) i (7.1.53).



Rys. 7.1.12. Obszar efektywnej modulacji wektora przestrzennego napięć (otoczenie początku układu współrzędnych) dostępny w zerowym sektorze prądów

$$\underline{V}_d = \underline{V}_{dl} + \underline{V}_{dV} \quad (7.1.51)$$

$$\underline{V}_{dl} = 2\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{T_d}{T_m} u_{dc} e^{j\text{Sect}l \frac{\pi}{3}} \quad (7.1.52)$$

$$\underline{V}_{dV} = 2\sqrt{2} \frac{T_d}{T_m} u_{dc} e^{j\left(\text{Sect}V + \frac{1}{2}\right) \frac{\pi}{3}} \quad (7.1.53)$$

gdzie: $\underline{V}_d$ - wektor przestrzenny przesunięcia efektywnego obszaru modulacji napięcia,

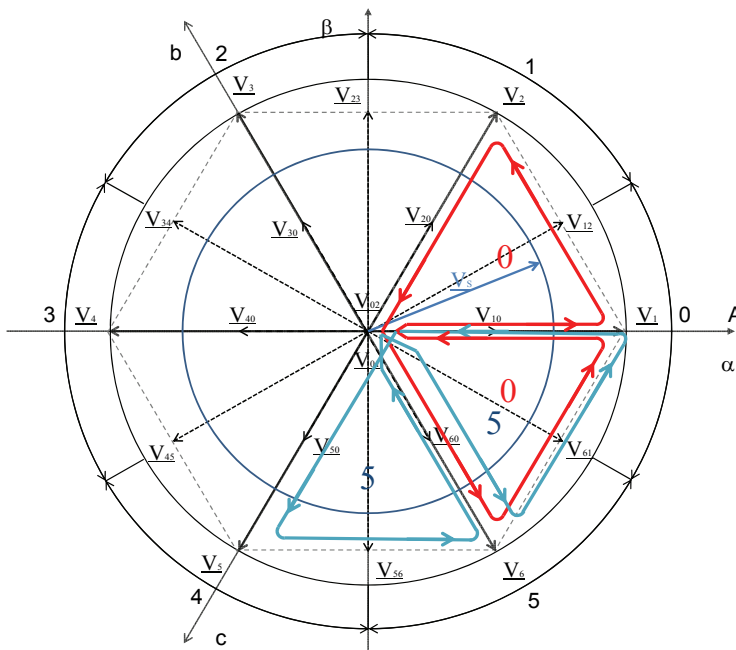
$\underline{V}_{dI}$ - składowa wektora przestrzennego przesunięcia zależna od sektora prądów,

$\underline{V}_{dV}$ - składowa wektora przestrzennego przesunięcia zależna od sektora napięcia.

Na podstawie rysunku 7.1.12 można stwierdzić, że dla wektora przestrzennego prądów leżącego w jednym sektorze prądów przestrzeń możliwej modulacji jest nieciągła, występują obszary, gdzie modulacja jest niemożliwa. Z nieciągłości obszaru modulacji napięcia wejściowego wynika odkształcenie prądu wejściowego przekształtnika.

7.1.3.3. Sekwencja modulacyjna z czterema bazowymi wektorami przestrzennymi napięć

W celu wyeliminowania niedoskonałości charakterystycznych dla klasycznej metody modulacji, zaproponowano zmodyfikowany algorytm modulacji wektora przestrzennego napięć. Bazowe wektory przestrzenne napięć uszeregowane są w sekwencję modulacyjną jak na rysunku 7.1.13. W proponowanej metodzie modulacji nie występują nieciągłości przestrzeni modulacji. Efektywne obszary modulacji przynależne do kolejnych sektorów napięć nakładają się na siebie.



Wartość średnią wektora przestrzennego napięć wyznaczoną za okres modulacji opisuje równanie (7.1.39). W sekwencji modulacyjnej występuje $n = 6$ przejść pomiędzy bazowymi wektorami przestrzennymi napięć. Wyrażenie (7.1.38) opisuje zbiór indeksów bazowych wektorów przestrzennych napięć używanych w danym okresie modulacji.

$$k \in \text{StepSet} = \{01, 02, I, II, III\} \quad (7.1.54)$$

$$\begin{aligned} \underline{V}_S &= \frac{1}{T_m} (T_{01} \underline{V}_{01} + T_{02} \underline{V}_{02} + T_I \underline{V}_I + T_{II} \underline{V}_{II} + T_{III} \underline{V}_{III}) = \\ &= \frac{1}{T_m} ((T_{01}^* + T_{d01}) \underline{V}_{01} + (T_{02}^* + T_{d02}) \underline{V}_{02} + (T_I^* + T_{dI}) \underline{V}_I + \\ &+ (T_{II}^* + T_{dII}) \underline{V}_{II} + (T_{III}^* + T_{dIII}) \underline{V}_{III}) = \\ &= \frac{1}{T_m} (T_{01}^* \underline{V}_{01} + T_{02}^* \underline{V}_{02} + T_I^* \underline{V}_I + T_{II}^* \underline{V}_{II} + T_{III}^* \underline{V}_{III}) + \\ &+ \frac{1}{T_m} (T_{d01} \underline{V}_{01} + T_{d02} \underline{V}_{02} + T_{dI} \underline{V}_I + T_{dII} \underline{V}_{II} + T_{dIII} \underline{V}_{III}) \end{aligned} \quad (7.1.55)$$

Wektor opisany równaniem (7.1.55) zdekomponowano na dwie składowe. Składowa (7.1.56) opisuje wartość średnią wektora przestrzennego napięć odpowiadającą napięciom występującym poza czasami martwymi.

$$\underline{V}_S^* = \frac{1}{T} (T_{01}^* \underline{V}_{01} + T_{02}^* \underline{V}_{02} + T_I^* \underline{V}_I + T_{II}^* \underline{V}_{II} + T_{III}^* \underline{V}_{III}) \quad (7.1.56)$$

Składowa (7.1.57) jest wartością średnią wektora przestrzennego napięć wyznaczoną za okres modulacji, odpowiadającą napięciom występującym w trakcie czasów martwych.

$$\underline{V}_d = \frac{1}{T_m} (T_{d01} \underline{V}_{01} + T_{d02} \underline{V}_{02} + T_{dI} \underline{V}_I + T_{dII} \underline{V}_{II} + T_{dIII} \underline{V}_{III}) \quad (7.1.57)$$

Wyrażenie (7.1.58) opisuje sumę wszystkich czasów martwych występujących w sekwencji modulacyjnej, która jest taka sama jak dla sekwencji z trzema bazowymi wektorami przestrzennymi napięć (7.1.42).

$$T_{ds} = \sum_{k \in StepSet} T_{dk} = 6T_d \quad (7.1.58)$$

$$\gamma = 1 - \frac{T_{ds}}{T_m} = 1 - \frac{6T_d}{T_m} \quad (7.1.59)$$

gdzie: *StepSet* - zbiór indeksów bazowych wektorów przestrzennych napięć używanych w danej sekwencji modulacyjnej,

$\underline{V}_s$ - wartość średnia wektora przestrzennego napięć przekształtnika wyznaczona za okres modulacji,

$\underline{V}_s^*$ - składowa wartości średniej wektora przestrzennego napięć przekształtnika realizowana w obszarze aktywnej modulacji, wyznaczona za okres modulacji,

$\underline{V}_d$ - składowa wartości średniej wektora przestrzennego napięć przekształtnika realizowana w trakcie czasów martwych, wyznaczona za okres modulacji,

$\underline{V}_{01}$, $\underline{V}_{02}$, $\underline{V}_I$, $\underline{V}_{II}$, $\underline{V}_{III}$ - bazowe wektory przestrzenne napięć przynależne do sekwencji modulacyjnej,

T_{01}^* , T_{02}^* , T_I^* , T_{II}^* , T_{III}^* - czasy trwania wektorów funkcji stanów sterujących łącznikami elektronicznymi przekształtnika poza czasami martwymi,

T_{d01} , T_{d02} , T_{dI} , T_{dII} , T_{dIII} - czasy martwe, w ciągu których wytwarzane są napięcia odpowiadające danemu wektorowi przestrzennemu napięć,

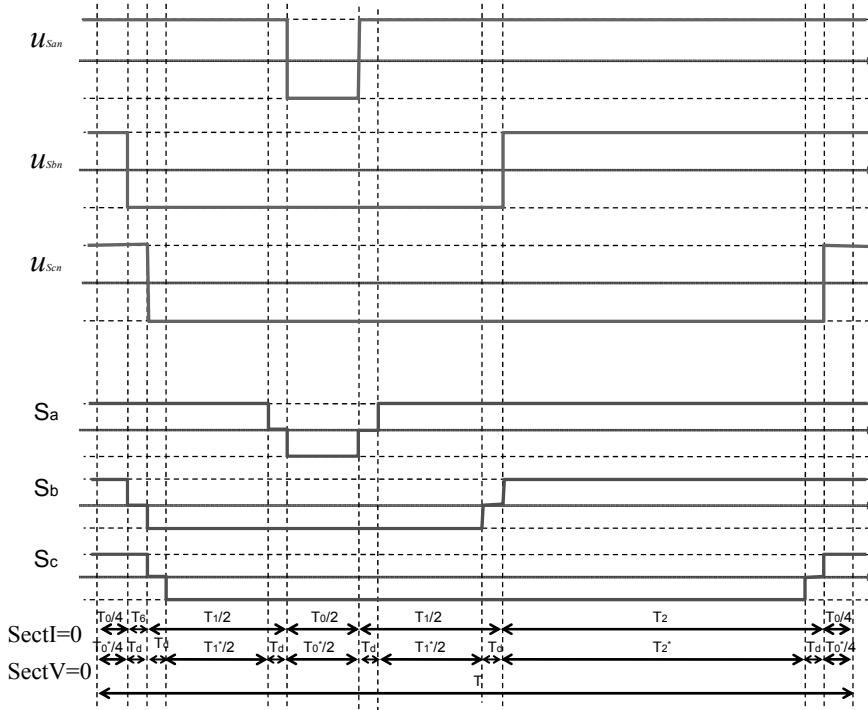
T_{ds} - sumaryczny czas trwania czasów martwych sekwencji modulacyjnej,

T_{dk} - czas martwy, w ciągu którego wytwarzane są napięcia odpowiadające wektorowi przestrzennemu napięć o indeksie k ,

γ - współczynnik skrócenia wymiarów liniowych obszaru efektywnej modulacji w odniesieniu do obszaru realizowanego przez przekształtnik idealny, pracujący bez stosowania mechanizmu czasów martwych.

Wynika stąd skrócenie wymiarów liniowych obszaru modulacji wektora przestrzennego napięć, wynikające z wpływu czasu martwego w porównaniu do obszaru modulacyjnego idealnego, teoretycznego przekształtnika przełączanego bez wprowadzania czasu martwego, wynoszące (7.1.59), czyli takie samo jak dla sekwencji z trzema bazowymi wektorami przestrzennymi napięć (7.1.43).

Rysunek 7.1.14 ilustruje przebiegi funkcji stanów gałęzi tranzystorowo-diodowych i odpowiadających im napięć fazowych przekształtnika.



Rys. 7.1.14. Przebiegi napięć fazowych i funkcji stanów gałęzi łączników tranzystorowo-diodowych

Określenie wartości wektora przestrzennego przesunięcia

W proponowanej metodzie modulacji, całkowity czas martwy (7.1.58) jest taki sam jak w metodzie klasycznej. Tabela 7.1.7 jest pomocna do graficznego określenia wektora przestrzennego przesunięcia w zależności od sektora prądów i sektora napięć. Wyrażenie (7.1.60) opisuje wartość wektora przestrzennego przesunięcia.

$$\underline{V}_{d, SectI, SectV} = \frac{T_d}{T_m} \left(k_{I, SectI, SectV} \cdot \underline{V}_{f_I(SectV)} + k_{II, SectI, SectV} \cdot \underline{V}_{f_{II}(SectV)} + k_{III, SectI, SectV} \cdot \underline{V}_{f_{III}(SectV)} \right) \quad (7.1.60)$$

gdzie: $\underline{V}_{d, SectI, SectV}$ - składowa wartości średniej wektora przestrzennego napięć realizowana w czasach martwych, wyznaczona za okres modulacji,
 $\underline{V}_{f_I(SectV)}$, $\underline{V}_{f_{II}(SectV)}$, $\underline{V}_{f_{III}(SectV)}$ - niezerowe, bazowe wektory przestrzenne napięć należące do sekwencji modulacyjnej,

$k_{I, SectI, SectV}$, $k_{II, SectI, SectV}$, $k_{III, SectI, SectV}$ - współczynniki wagowe niezerowych wektorów przestrzennych napięć.

Wyrażenia (7.1.61), (7.1.62) i (7.1.63) definiują współczynniki wagowe z jakimi niezerowe bazowe wektory przestrzenne napięć należące do sekwencji modulacyjnej uczestniczą w tworzeniu wektora przesunięcia.

$$k_{I, SectI, SectV} = M_{f_I(SectV)0} + M_{f_I(SectV)f_{II}(SectV)} \quad (7.1.61)$$

$$k_{II, SectI, SectV} = M_{f_{II}(SectV)f_I(SectV)} + 2M_{f_{II}(SectV)0} + M_{f_{II}(SectV)f_{III}(SectV)} \quad (7.1.62)$$

$$k_{III, SectI, SectV} = M_{f_{III}(SectV)0} + M_{f_{III}(SectV)f_{II}(SectV)} \quad (7.1.63)$$

Wyrażenia (7.1.64), (7.1.65) i (7.1.66) definiują indeksy trzech niezerowych bazowych wektorów przestrzennych napięć.

$$f_I(SectV) = Prev(SectV) + 1 \quad (7.1.64)$$

$$f_{II}(SectV) = SectV + 1 \quad (7.1.65)$$

$$f_{III}(SectV) = Next(SectV) + 1 \quad (7.1.66)$$

gdzie: $M_{f_I(SectV)0}$, $M_{f_I(SectV)f_{II}(SectV)}$, $M_{f_{II}(SectV)f_I(SectV)}$, $M_{f_{II}(SectV)0}$, $M_{f_{II}(SectV)f_{III}(SectV)}$ - wartości funkcji uczestnictwa bazowego wektora przestrzennego, $f_I(SectV)$, $f_{II}(SectV)$, $f_{III}(SectV)$ - wartości indeksów niezerowych, bazowych wektorów przestrzennych napięć przynależnych do sekwencji modulacyjnej.

Funkcje poprzednika (7.1.49) i następnika (7.1.50) dla numerów sektorów napięć zdefiniowano uprzednio.

W tabeli 7.1.7 zaznaczono strzałkami przykładowe przejścia odpowiadające sekwencjom modulacyjnym dla przypadku, gdy wektor przestrzenny prądów leży w sektorze zerowym ($SectI = 0$).

Poprzez zaznaczenie dwóch linii strzałek podkreślono, że przejście pomiędzy środkowym niezerowym bazowym wektorem i odpowiadającym mu zerowym bazowym wektorem przestrzennym napięć występuje dwukrotnie.

Sekwencja modulacyjna obejmująca niezerowe wektory $\underline{V}_6$, $\underline{V}_1$, $\underline{V}_2$ ($SectV = 0$) występuje w przypadku pracy prostowniczej z ograniczeniem mocy chwilowych

odpowiadających bazowym wektorom przestrzennym napięć do zakresu prostowniczego.

Sekwencja modulacyjna obejmująca niezerowe wektory $\underline{V}_3$, $\underline{V}_4$, $\underline{V}_5$ ($SectV=3$) występuje w przypadku pracy falownikowej z ograniczeniem mocy chwilowych odpowiadających bazowym wektorom przestrzennym napięć do zakresu falownikowego.

Tabela 7.1.8 zawiera współczynniki wagowe (7.1.61), (7.1.62) i (7.1.63) otrzymane na podstawie analizy tabeli 7.1.7.

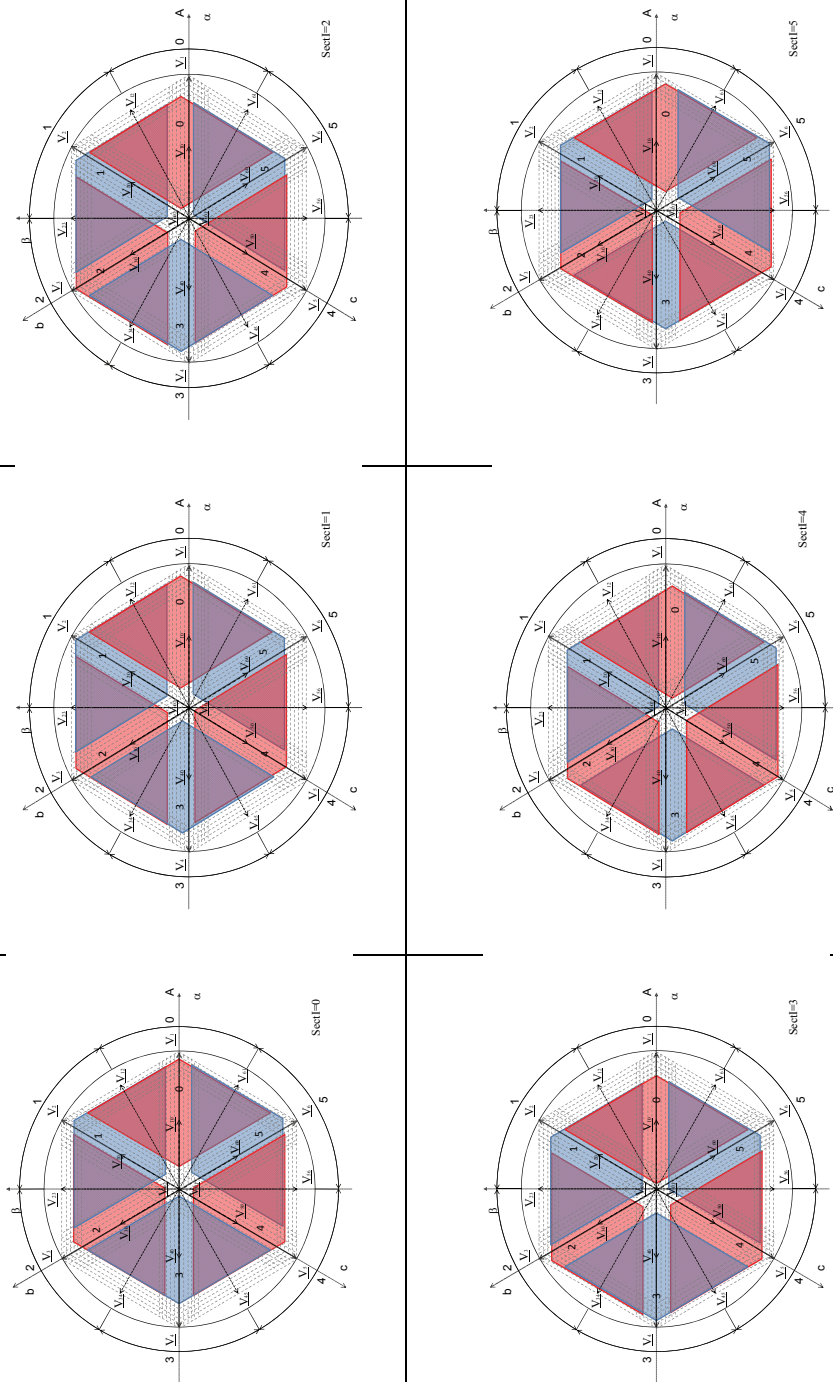
Tabela 7.1.8. Wektory przestrzenne przesunięcia dla modulacji z czterema bazowymi wektorami przestrzennymi napięć

$\underline{V}_I, \underline{V}_{II},$ $\underline{V}_{III}$	$\underline{V}_6, \underline{V}_1,$ $\underline{V}_2$	$\underline{V}_1, \underline{V}_2,$ $\underline{V}_3$	$\underline{V}_2, \underline{V}_3,$ $\underline{V}_4$	$\underline{V}_3, \underline{V}_4,$ $\underline{V}_5$	$\underline{V}_4, \underline{V}_5,$ $\underline{V}_6$	$\underline{V}_5, \underline{V}_6,$ $\underline{V}_1$
$SectV$ $SectI$	0	1	2	3	4	5
0	1, 4, 1	2, 3, 0	2, 1, 0	1, 0, 1	0, 1, 2	0, 3, 2
1	0, 3, 2	1, 4, 1	2, 3, 0	2, 1, 0	1, 0, 1	0, 1, 2
2	0, 1, 2	0, 3, 2	1, 4, 1	2, 3, 0	2, 1, 0	1, 0, 1
3	1, 0, 1	0, 1, 2	0, 3, 2	1, 4, 1	2, 3, 0	2, 1, 0
4	2, 1, 0	1, 0, 1	0, 1, 2	0, 3, 2	1, 4, 1	2, 3, 0
5	2, 3, 0	2, 1, 0	1, 0, 1	0, 1, 2	0, 3, 2	1, 4, 1

$$k_{I,SectI,SectV}, k_{II,SectI,SectV}, k_{III,SectI,SectV}$$

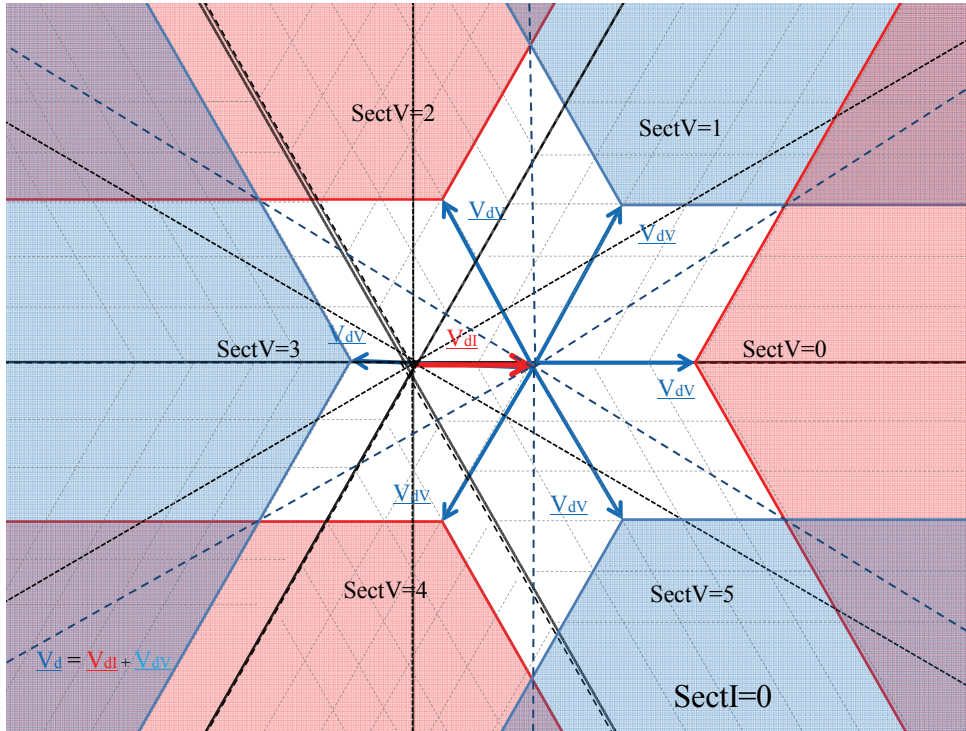
Tabela 7.1.7. Określanie wartości wektora przestrzennego przesunięcia w zależności od sektora prądów i sektora napięć w met. SVPWM4

S		1-1-1			11-1			-11-1			-111			-1-11			1-11									
AS		001	100	0-10	00-1	00-10	100	010	00-1	-100	010	001	-100	010	001	-100	0-10	001								
Wekt. niezer.		V_1			V_2			V_3			V_4			V_5			V_6									
Signs	Secul	M_{16}	M_{10}	M_{17}	M_{42}	M_{21}	M_{20}	M_{27}	M_{23}	M_{32}	M_{30}	M_{37}	M_{34}	M_{43}	M_{40}	M_{47}	M_{45}	M_{54}	M_{50}	M_{57}	M_{56}	M_{65}	M_{60}	M_{67}	M_{61}	
1	0	1	1	-	1	0	-	1	1	0	0	-	1	0	-	0	0	1	0	-	0	1	-	1	0	
-1	-1	1	1	-	1	0	-	1	1	0	0	-	1	0	-	0	0	1	0	-	0	1	-	1	0	
1	1	1	1	-	0	1	-	1	1	0	1	-	1	0	-	0	1	0	1	0	-	0	1	-	0	0
-1	-1	1	1	-	0	1	-	1	1	0	1	-	1	0	-	0	1	0	1	0	-	0	1	-	0	0
1	2	1	0	-	0	1	-	1	0	1	1	-	1	0	-	1	1	0	0	0	-	1	0	-	0	0
-1	-1	1	0	-	0	1	-	1	0	1	1	-	1	0	-	1	1	0	1	0	1	0	-	0	1	0
1	3	0	0	-	0	1	-	0	0	1	1	-	0	1	-	1	1	0	1	1	-	1	0	-	0	1
-1	-1	0	0	-	0	1	-	0	0	1	1	-	0	1	-	1	1	0	1	1	-	1	0	-	0	1
1	4	0	0	-	1	0	-	0	0	1	0	-	0	1	-	1	0	1	1	1	-	1	0	-	1	1
-1	-1	0	0	-	1	0	-	0	0	1	0	-	0	1	-	1	0	1	1	1	-	1	0	-	1	1
1	5	0	1	-	1	0	-	0	1	0	0	-	0	1	-	0	0	1	1	1	-	0	1	-	1	1
-1	-1	0	1	-	1	0	-	0	1	0	0	-	0	1	-	0	0	1	1	1	-	0	1	-	1	1
$\Delta S_{10} \Delta S_{17}$		1	0	-	0	0	-	0	0	0	0	-	0	0	-	-1	0	0	0	0	-	0	-	0	0	
Wekt. zer.		$\underline{V}_6$	$\underline{V}_7$				$\underline{V}_0$	$\underline{V}_7$			$\underline{V}_0$	$\underline{V}_7$			$\underline{V}_0$	$\underline{V}_7$			$\underline{V}_0$	$\underline{V}_7$			$\underline{V}_0$	$\underline{V}_7$		



Rys. 7.1.15. Obszary aktywne modulacji wektora przestrzennego napięć dla poszczególnych sektorów prądów – SVPWM4

Rysunek 7.1.15 przedstawia obszary efektywnej modulacji wektora przestrzennego napięć dla wszystkich sektorów prądów. Na podstawie analizy aktywnych obszarów modulacji występujących dla poszczególnych sektorów napięcia, przedstawionych na rysunku 7.1.16, można wnioskować, że translacja układu współrzędnych o wektor $\underline{V}_{dl}$ (7.1.68) wprowadza symetrię do reprezentacji graficznej aktywnego obszaru modulacji. Równanie (7.1.69) opisuje składową wektora przesunięcia zależną od sektora napięć. Całkowity wektor przesunięcia jest sumą wektorów składowych (7.1.68) i (7.1.69).



Rys. 7.1.16. Obszar efektywnej modulacji wektora przestrzennego napięć (otoczenie początku układu współrzędnych) dostępny w zerowym sektorze prądów

$$\underline{V}_d = \underline{V}_{dl} + \underline{V}_{dv} \quad (7.1.67)$$

$$\underline{V}_{dl} = 2\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{T_d}{T_m} u_{dc} e^{j\text{SectI} \frac{\pi}{3}} \quad (7.1.68)$$

$$\underline{V}_{dv} = \sqrt{6} \frac{T_d}{T_m} u_{dc} e^{j\text{SectV} \frac{\pi}{3}} \quad (7.1.69)$$

gdzie: $\underline{V}_d$ - wektor przestrzenny przesunięcia efektywnego obszaru modulacji napięcia,

$\underline{V}_{dl}$ - składowa wektora przestrzennego przesunięcia zależna od sektora prądów,

$\underline{V}_{dv}$ - składowa wektora przestrzennego przesunięcia zależna od sektora napięcia.

Na podstawie analizy rysunku 7.1.16 można stwierdzić, że dla danego sektora prądów nie występują przerwy oddzielające obszary, w których modulacja wektora przestrzennego napięć byłaby niemożliwa. Dlatego problem deformacji prądu wynikający z nieciągłości obszaru modulacji nie występuje.

7.1.3.4. Algorytm modulacji

W pracy opracowano dwie metody modulacji wektora przestrzennego napięć przekształtnika napięciowego dwupoziomowego: metodę SVPWM3 i SVPWM4. Opracowane metody różnią się od siebie liczbą bazowych wektorów przestrzennych napięć używanych w jednym okresie algorytmu modulacji. Zasada działania algorytmu modulacji została zilustrowana na rysunkach: 7.1.17, 7.1.18, 7.19, 7.1.20 i 7.1.21. Algorytm modulacji został przedstawiony w postaci uporządkowanej sekwencji kroków. Krok 0 opisuje obliczenia, które mogą być wykonane przed startem algorytmu modulacji.

- 0) Obliczenie wartości składowych wektora przestrzennego przesunięcia $\underline{V}_d$ dla wszystkich sektorów prądów i wszystkich sektorów napięć: $\underline{V}_{dl}(\text{Sect}I)$, $\underline{V}_{dv}(\text{Sect}V)$.

Obliczenia te wykonuje się na podstawie równań (7.1.52), (7.1.53) dla metody SVPWM3 i na podstawie (7.1.68), (7.1.69) dla metody SVPWM4. Rysunki 7.1.12 i 7.1.16 ilustrują wektory składowe wektora przestrzennego przesunięcia dla obydwu metod modulacji. Punkty od 1 do 7 opisują operacje realizowane podczas modulacji (rys. 7.1.17).

- 1) Przesunięcie układu współrzędnych do punktu symetrii (rys. 7.1.12 i 7.1.16):

$$\underline{V}_S^{*I} = \underline{V}_S - \underline{V}_{dl}(\text{Sect}I) \quad (7.1.70)$$

- 2) Wyznaczenie sektora napięcia:

$$\text{Sect}V = \left\lfloor \arg \left(\underline{V}_S^{*I} e^{-jk\frac{\pi}{6}} \right) / \frac{\pi}{3} \right\rfloor \quad (7.1.71)$$

$$\text{gdzie } k = \begin{cases} 0 & \text{dla metody SVPWM3} \\ 1 & \text{dla metody SVPWM4} \end{cases}.$$

- 3) Przesunięcie wektora przestrzennego napięć do początku układu współrzędnych (rys. 7.1.18 i 7.1.19):

$$\underline{V}_S^* = \underline{V}_S^{*I} - \underline{V}_{dV}(SectV) \quad (7.1.72)$$

- 4) Obrót wektora przestrzennego napięć o kąt będący iloczynem numeru sektora napięć przez kąt $\pi/3$ (rys. 7.1.18 i 7.1.19):

$$\underline{V}_S^{*r} = \underline{V}_S^* e^{-jSectV\frac{\pi}{3}} \quad (7.1.73)$$

- 5) Ograniczenie uśrednionego wektora przestrzennego napięć do obszaru efektywnej modulacji.
 6) Obliczenie czasów T_i^* .
 7) Wysłanie czasów T_i^* i odpowiadających im wektorów stanu łączników energoelektronicznych do modułu sekwensera.

gdzie: $\underline{V}_S$ - wartość zadana wektora przestrzennego napięć przekształtnika,

$\underline{V}_{dI}(SectI)$ - składowa wektora przesunięcia zależna od sektora prądów,

$SectI$ - numer sektora prądów,

$\underline{V}_S^{*I}$ - wartość zadana wektora przestrzennego napięć przekształtnika skorygowana o wektor $\underline{V}_{dI}(SectI)$,

$\underline{V}_{dV}(SectV)$ - składowa wektora przesunięcia zależna od sektora napięcia,

$SectV$ - numer sektora napięcia,

$\underline{V}_S^*$ - wartość zadana wektora przestrzennego napięć przekształtnika skorygowana o wektor $\underline{V}_{dI}(SectI)$ i $\underline{V}_{dV}(SectV)$,

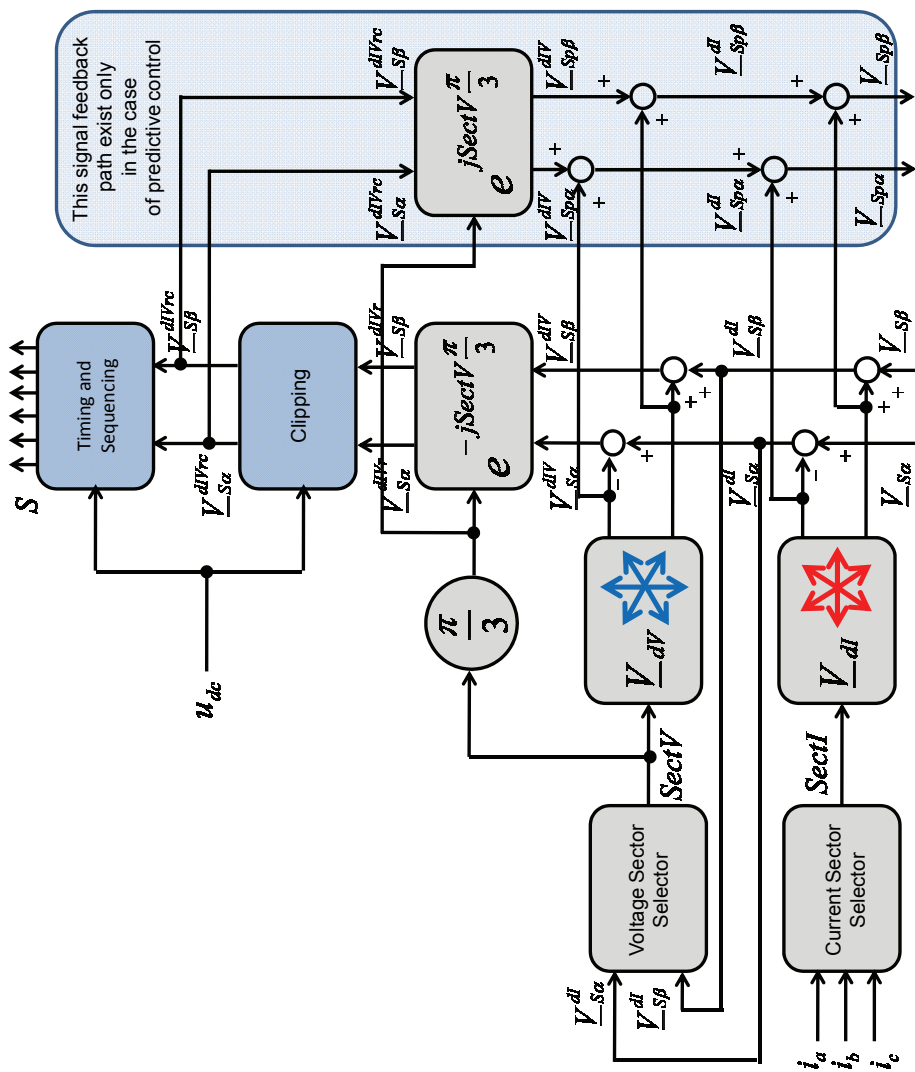
$\underline{V}_S^{*r}$ - wartość zadana wektora przestrzennego napięć przekształtnika skorygowana o wektor $\underline{V}_{dI}(SectI)$ i $\underline{V}_{dV}(SectV)$ po rotacji do układu podstawowego, odpowiadającego zerowemu sektorowi napięcia,

T_i^* - wartości skorygowanych czasów trwania sygnałów stanu gałęzi tranzystorowo-diodowych.

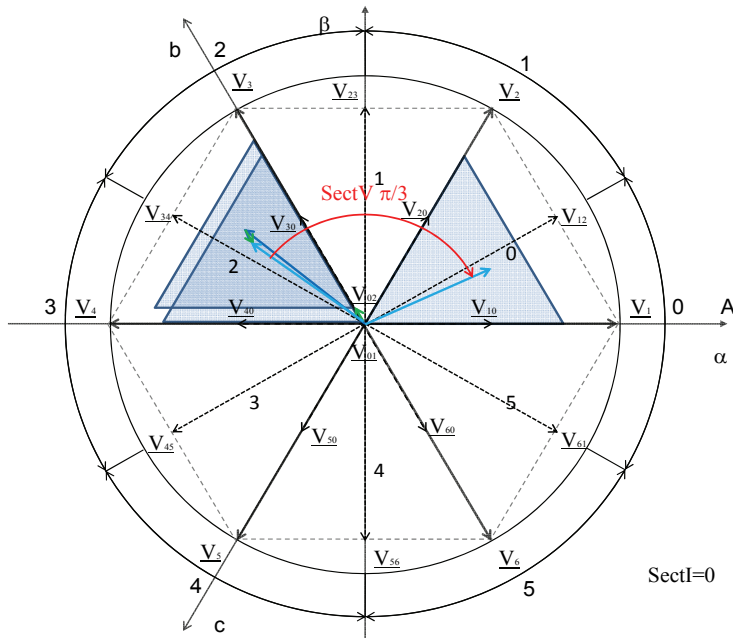
7.1.3.5. Modulator wektora przestrzennego napięć przekształtnika dwupoziomowego

Modulator wektora przestrzennego napięć ma tę samą strukturę blokową zarówno dla metody SVPWM3 i SVPWM4. Różnice występują w sposobie działania poszczególnych bloków dla metod modulacji różnych się ilością bazowych wektorów przestrzennych występujących w sekwencji modulacyjnej. Rysunek 7.1.17 przedstawia strukturę modulatora wektora przestrzennego napięć opracowaną dla przekształtnika napięciowego dwupoziomowego. W opracowanej strukturze modulatora podjęto próbę kompensacji wpływu czasu martwego na

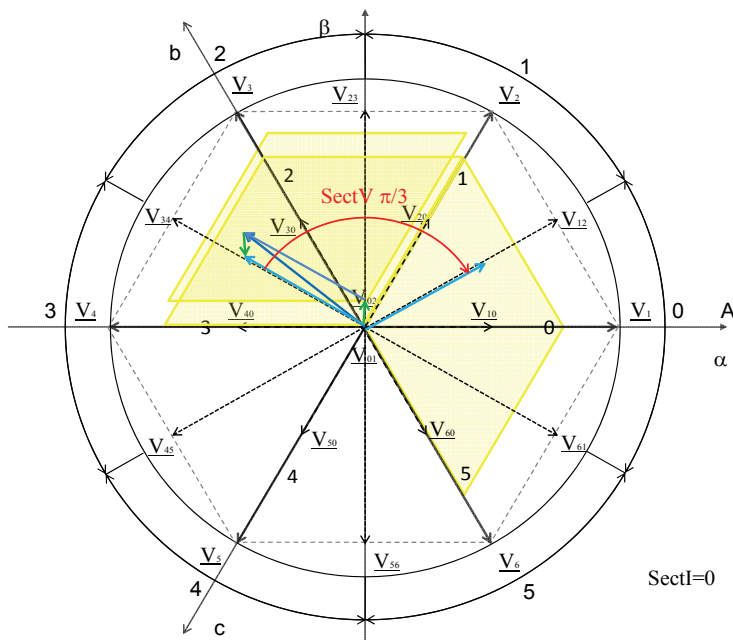
napięcia wejściowe przekształtnika. Realizacji tej funkcji służą bloki wyznaczające wektory składowe wektora przestrzennego przesunięcia $\underline{V}_d$. Modulator na podstawie znaków prądów ustala numer bieżącego sektora prądów. Określa składową wektora przestrzennego przesunięcia zależną od sektora prądów $\underline{V}_{dl}$. Poprzez odjęcie wektora $\underline{V}_{dl}$ dokonuje symetryzacji przestrzeni modulacji wektora przestrzennego napięć. Wyznacza sektor napięć i na jego podstawie składową wektora przestrzennego przesunięcia zależną od sektora napięć $\underline{V}_{dV}$. Po odjęciu tych składowych wektor przestrzenny napięć zostaje sprowadzony z niespójnej przestrzeni modulacji wektora przestrzennego napięć $\underline{V}_s$ do spójnej przestrzeni wektora $\underline{V}_s^*$ (7.1.72), a następnie poprzez obrót o kąt $-SectV \pi/3$ do zastępczej przestrzeni wektora $\underline{V}_s^{*\gamma}$ (7.1.73) leżącej w geometrycznym obszarze zerowego sektora napięć. Opisane operacje ilustrują rysunki 7.1.18 i 7.1.19, odpowiednio rysunek 7.1.18 dla sekwencji SVPWM3 i rysunek 7.1.19 dla sekwencji SVPWM4. W otrzymanym, w wyniku przekształceń, obszarze dokonuje się ograniczenia wektora do zakresu aktywnej przestrzeni modulacji (rys. 7.1.20 i 7.1.21) i obliczenia czasów trwania poszczególnych bazowych wektorów przestrzennych napięć uczestniczących w syntezie uśrednionego wektora przestrzennego napięć.



Rys. 7.1.17. Modulator napięcia dwupoziomowego przekształtnika napięciowego



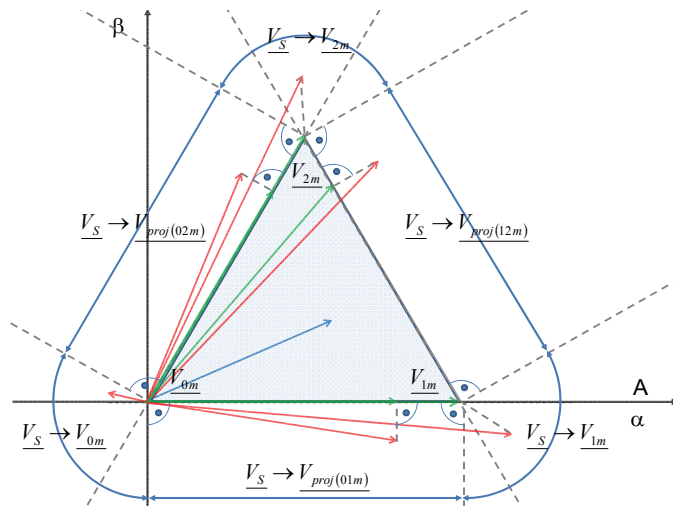
Rys. 7.1.18. Przekształcenie obszaru modulacji do pierwszego sektora prądów – sekwencja SVPWM3



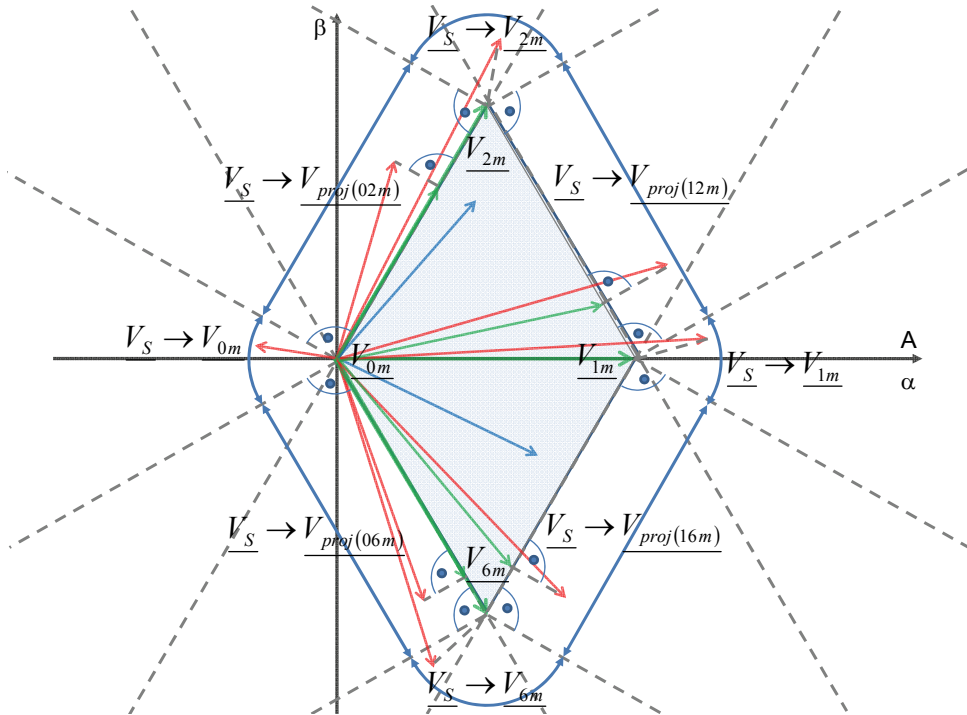
Rys. 7.1.19. Przekształcenie obszaru modulacji do pierwszego sektora prądów – sekwencja SVPWM4

Ograniczenie wektora przestrzennego napięć do obszaru efektywnej modulacji

W sytuacjach gdy wierzchołek wektora przestrzennego napięć leży poza obszarem efektywnej modulacji należy zastosować algorytm ograniczenia wartości wektora. Zasadę działania algorytmu ograniczającego dla obydwu sekwencji modulacyjnych ilustrują rysunki 7.1.20 i 7.1.21. W obszarze gdzie modulacja jest niemożliwa wyróżniono obszary, oznaczone strzałkami w postaci łuków, gdzie wektor przestrzenny ograniczany jest do bazowego wektora przestrzennego stanowiącego wierzchołek obszaru modulacji oraz obszary, oznaczone strzałkami w postaci prostych, gdzie wektor przestrzenny podlega ograniczeniu do swego rzutu na odpowiednią kraweź obszaru modulacji. Takie podejście gwarantuje, że różnica pomiędzy wektorem przestrzennym napięć odniesienia a jego rzeczywistą realizacją jest najmniejsza.



Rys. 7.1.20. Zasada ograniczania wektora przestrzennego napięć do obszaru modulacji - sekwencja SVPWM3



Rys. 7.1.21. Zasada ograniczania wektora przestrzennego napięć do obszaru modulacji - sekwencja SVPWM4

Współczesne przekształtniki sterowane są z użyciem procesorów sygnałowych [t1, t2, t3, t4] a więc są systemami z dyskretyzacją czasu. W rzeczywistych systemach z tego rodzaju występuje opóźnienie pomiędzy chwilą pomiaru wielkości wejściowych a chwilą wystawienia sekwencji sterującej wynoszące jeden okres sterowania. Opóźnienie to jest konsekwencją skończonego czasu działania przetworników analogowo-cyfrowych i skończonego czasu wykonywania algorytmu sterującego przez procesor. Aby zmniejszyć negatywny wpływ tego opóźnienia na jakość sterowania, stosuje się metody sterowania z predykcją prądu [R19] (rozdz. 2). Dla poprawnego działania metody predykcji prądu istotna jest informacja o rzeczywistym wektorze przestrzennym napięć jaki został utworzony na wejściu przekształtnika w poprzednim okresie sterowania. W przypadku metod sterowania z predykcją prądu przekształcony przez algorytm modulacji i ograniczony do obszaru modulacji wektor przestrzenny napięć odniesienia po wykonaniu przekształceń odwrotnych (7.1.74) i (7.1.75), (7.1.76) jest wprowadzany do modułu sterownika gdzie jest używany w następnym okresie sterowania do wyznaczenia wektora przestrzennego prądów (rys. 7.1.17).

$$\underline{V}_{Sp}^{dIV} = \underline{V}_{Sp}^{dIVcr} e^{jSectV\frac{\pi}{3}} \quad (7.1.74)$$

$$\underline{V}_{Sp}^{dl} = \underline{V}_{Sp}^{dlV} + \underline{V}_{dV} \quad (7.1.75)$$

$$\underline{V}_{Sp} = \underline{V}_{Sp}^{dl} + \underline{V}_{dl} \quad (7.1.76)$$

gdzie: $\underline{V}_{Sp}^{dlV}$ - wektor przestrzenny napięć ograniczony do efektywnej przestrzeni modulatoryjnej, wyznaczony w zastępczym spójnym obszarze modulatoryjnym,

$\underline{V}_{Sp}^{dlVcr}$ - wektor przestrzenny napięć ograniczony do efektywnej przestrzeni modulatoryjnej, wyznaczony w zastępczym spójnym obszarze modulatoryjnym i obrócony do sektora zerowego napięcia,

$\underline{V}_{Sp}^{dl}$ - wektor przestrzenny napięć ograniczony do efektywnej przestrzeni modulatoryjnej, wyznaczony w układzie symetrycznym, gdzie początek układu współrzędnych występuje w środku symetrii efektywnych obszarów modulacji występujących w danym sektorze prądów,

$\underline{V}_{Sp}$ - wektor przestrzenny napięć ograniczony do efektywnej przestrzeni modulatoryjnej.

Ograniczenia obszaru modulacji

Aby zachować równomierny przepływ energii przez układ przekształtnika i zapobiec oscylacjom energii pomiędzy dławikami indukcyjnymi a kondensatorem obwodu prądu stałego należy ograniczyć zakres obszaru modulacji wektora przestrzennego napięć względem wektora przestrzennego prądów. Przy współpracy przekształtnika z siecią zasilającą prądu przemiennego, w zakresie pracy prostowniczej, obszar modulacji powinien być ograniczony do sektorów napięć posiadających część wspólną z bieżącym sektorem prądów. Dla pracy falownikowej obszar modulacji jest ograniczony do sektorów napięć posiadających część wspólną z sektorem prądów leżącym naprzeciwko bieżącego sektora prądów.

Podsumowanie metod modulacji

Występowanie czasu martwego w sekwencji modulatoryjnej powoduje, że obszar efektywnej modulacji wektora przestrzennego napięć jest ograniczony (rys. 7.1.11, rys. 7.1.15). Obszary położone na zewnątrz obszaru oznaczonego na rysunku jako przynależny do sektora napięć są nieosiągalne dla modulacji [R18, R19]. Efektywna przestrzeń modulacji wektora przestrzennego napięć może zostać przekształcona w jeden spójny obszar modulacji odpowiadający działaniu przekształtnika poza czasami martwymi [R18, R19] (rys. 7.1.18, rys. 7.1.19). Obszar ten otrzymujemy poprzez przesunięcie wejściowych obszarów modulacji o wektory przestrzenne przesunięcia napięć odpowiadające danym sektorom napięć i prądów. Całkowity wektor przestrzenny przesunięcia może być przedstawiony

w postaci dwóch składowych, jednej zależnej od sektora prądów (7.1.52), (7.1.69) i drugiej zależnej od sektora napięcia (7.1.53), (7.1.69) [R18, R19] (rys. 7.1.12, rys. 7.1.16).

Efektywne obszary modulacji wektora przestrzennego napięć odpowiadające sekwencjom modulacyjnym z rysunku 7.1.21 przedstawia rysunek 7.1.22.

W przypadku sekwencji SVPWM3 obszary odpowiadające poszczególnym sektorom napięć są niespójne. Występują między nimi przerwy, których szerokość jest proporcjonalna do względnej wartości czasu martwego w odniesieniu do okresu modulacji.

W przypadku sekwencji SVPWM4 taka sytuacja może wystąpić jedynie dla ekstremalnie dużych wartości czasu martwego. W typowych przypadkach efektywne obszary modulacji zachodzą na siebie i tworzą spójną przestrzeń modulacji.

7.1.4. Badania

Symulacje i badania eksperymentalne wykonano dla następujących wartości parametrów obwodowych przekształtnika i parametrów sygnałów:

indukcyjność dławików separacyjnych $L = 10mH$,

rezystancja dławików separacyjnych $R \approx 0,1\Omega$,

pojemność wyjściowa obwodu prądu stałego $C = 1100\mu F$,

rezystancja obciążenia obwodu prądu stałego $R_o = 350\Omega$,

częstotliwość napięć sieci zasilającej $f = 50Hz$ ($\omega = 314,15rad/s$) ,

wartość skuteczna napięć sieci zasilającej $U_{RMS} = 81,6V$,

współczynnik odkształcenia napięć sieci zasilającej $THD(u) = 0\%$ (tylko dla symulacji), $THD(u) = 3\%$ (dla symulacji i eksperymentu),

okres sterowania i modulacji przekształtnika $T = 100\mu s$,

czas martwy $T_d = 2\mu s$.

W symulacji przyjęto, że wartości parametrów rzeczywistego przekształtnika i wartości parametrów modelu użytego do sterowania są takie same.

Do opisu przebiegów będących wynikami badań symulacyjnych i eksperymentalnych zastosowano następujące oznaczenia:

i - wartość chwilowa prądu fazowego przekształtnika,

i_α , i_β - wartości chwilowe składowych wektora przestrzennego prądów fazowych przekształtnika, wyznaczone w zastępczym, stacjonarnym, dwufazowym układzie współrzędnych,

u - wartość chwilowa napięcia fazowego sieci zasilającej,

- u_s - wartość chwilowa napięcia fazowego przekształtnika poddana filtracji dolnoprzepustowej w celu wyeliminowania składowych harmonicznych widma leżących wokół częstotliwości modulacji,
 $SectI$ - wartość sygnału sektora prądów,
 $SectV$ - wartość sygnału sektora napięcia.

7.1.4.1. Badania symulacyjne

Wykonano symulacje działania przekształtnika w trybie pracy prostownika, falownika oddającego energię do sieci zasilającej i kompensatora mocy biernej indukcyjnej.

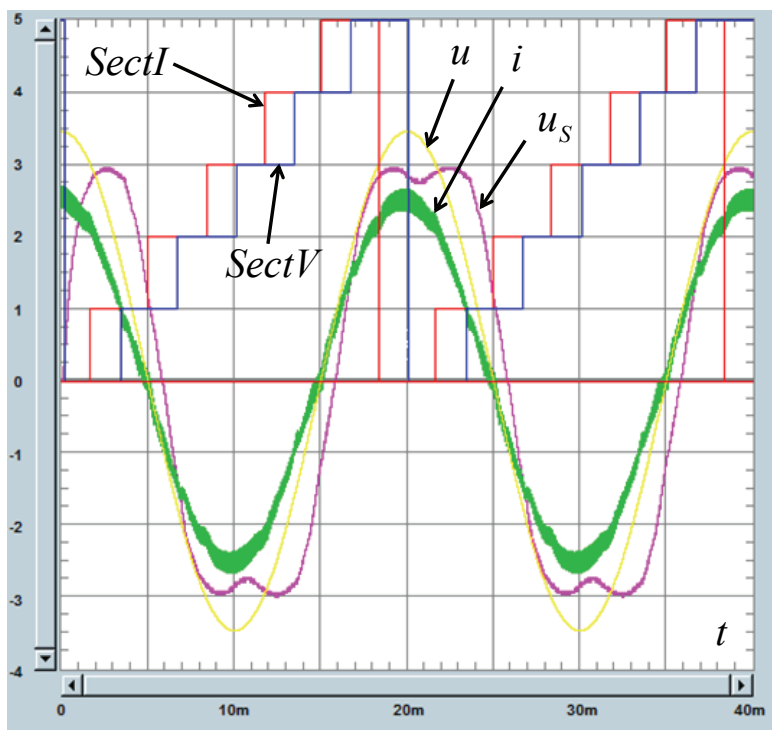
Tryb pracy prostowniczej

Rysunki 7.1.22 i 7.1.23 przedstawiają wyniki symulacji dwupoziomowego przekształtnika napięciowego, pracującego w trybie pracy prostowniczej, sterowanego według metody bez predykcji prądu dla metod modulacji SVPWM3 (rys. 7.1.22) i dla SVPWM4 (rys. 7.1.23) w przypadku nieodkształconego napięcia $THD(u) = 0\%$.

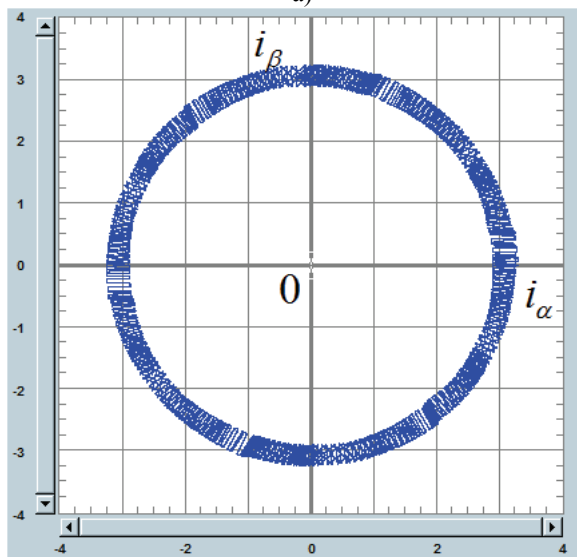
Rysunki 7.1.24 i 7.1.25 przedstawiają wyniki symulacji dwupoziomowego przekształtnika napięciowego, pracującego w trybie pracy prostowniczej, sterowanego według metody z predykcją prądu dla metod modulacji SVPWM3 (rys. 7.1.24) i dla SVPWM4 (rys. 7.1.25) w przypadku nieodkształconego napięcia $THD(u) = 0\%$.

Rysunki 7.1.26 i 7.1.27 przedstawiają wyniki symulacji dwupoziomowego przekształtnika napięciowego, pracującego w trybie pracy prostowniczej, sterowanego według metody bez predykcji prądu dla metod modulacji SVPWM3 (rys. 7.1.26) i dla SVPWM4 (rys. 7.1.27) w przypadku odkształconego napięcia $THD(u) = 3\%$.

Rysunki 7.1.28 i 7.1.29 przedstawiają wyniki symulacji dwupoziomowego przekształtnika napięciowego, pracującego w trybie pracy prostowniczej, sterowanego według metody z predykcją prądu dla metod modulacji SVPWM3 (rys. 7.1.28) i dla SVPWM4 (rys. 7.1.29) w przypadku odkształconego napięcia $THD(u) = 3\%$.

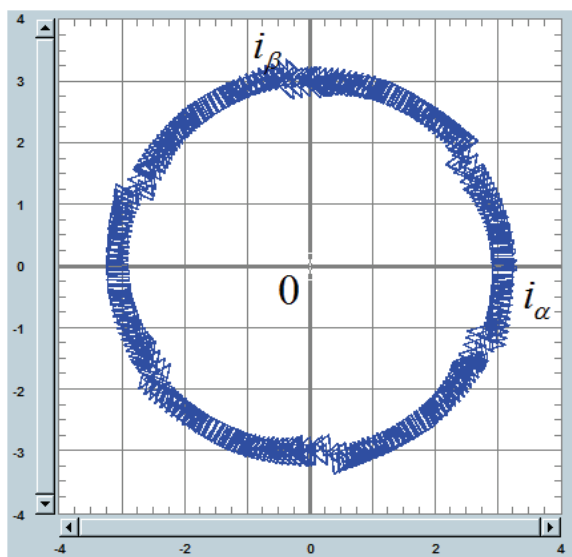
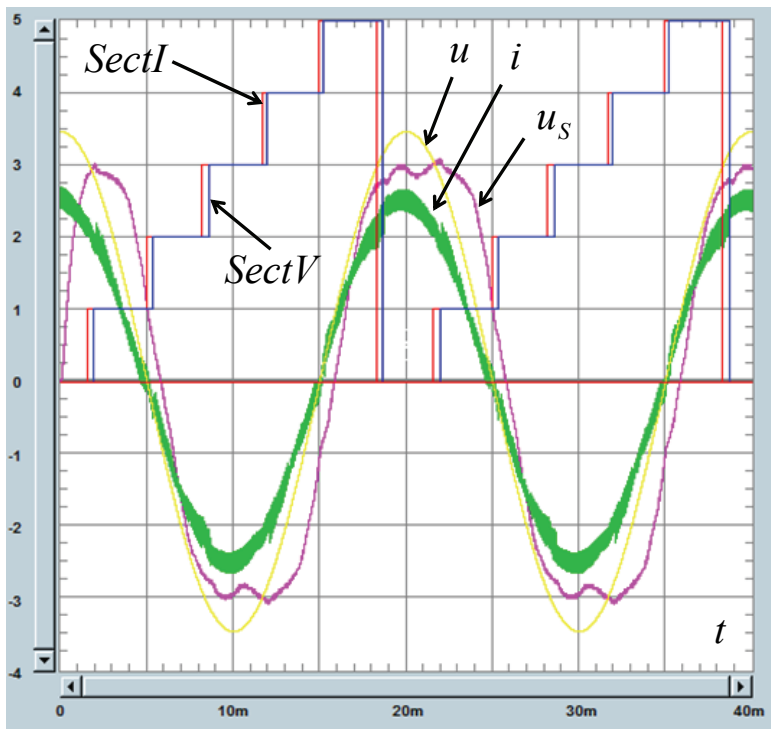


a)

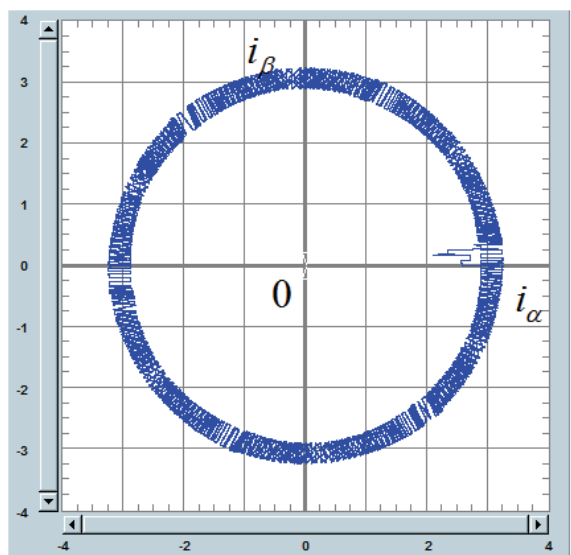
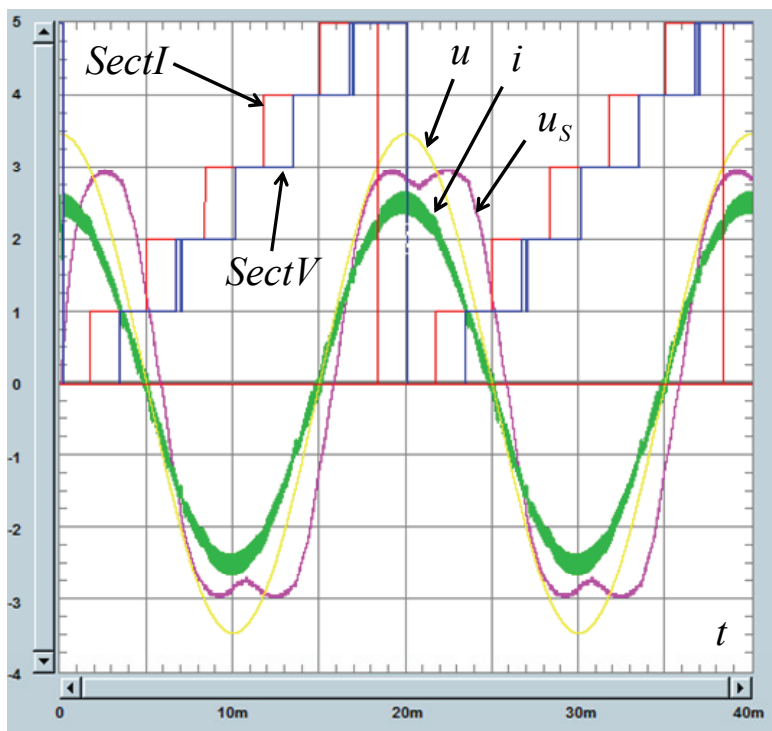


b)

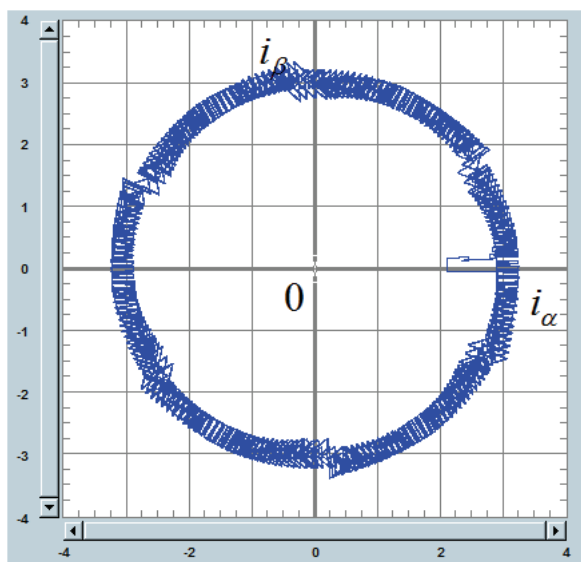
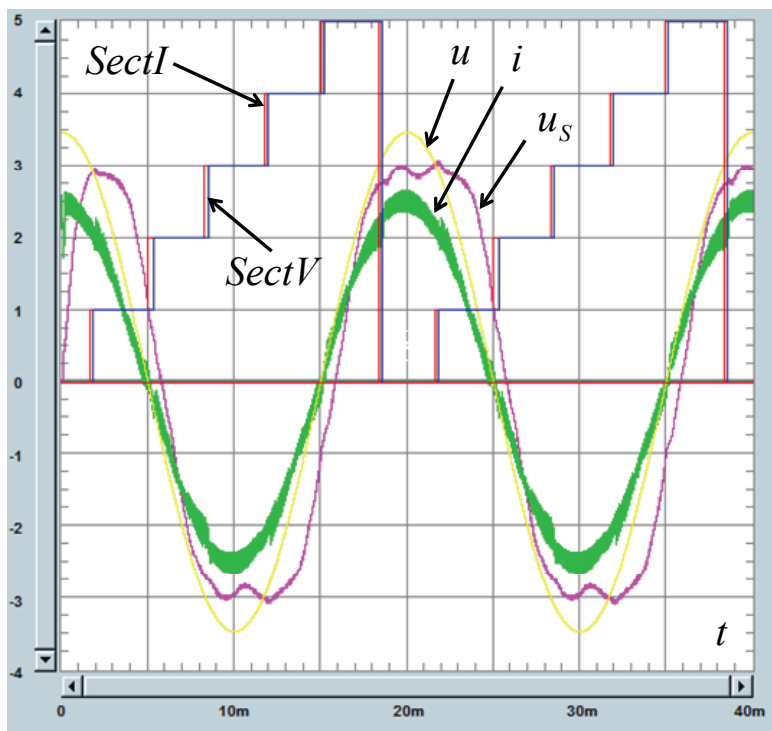
Rys. 7.1.22. Wyniki symulacji przekształtnika napięciowego sterowanego według metody bez predykcji prądu i metody modulacji SVPWM3: a) przebiegi napięcia fazowego sieci, napięcia fazowego i prądu przekształtnika, sygnałów sektora prądów i sektora napięcia; b) hodograf wektora przestrzennego prądów



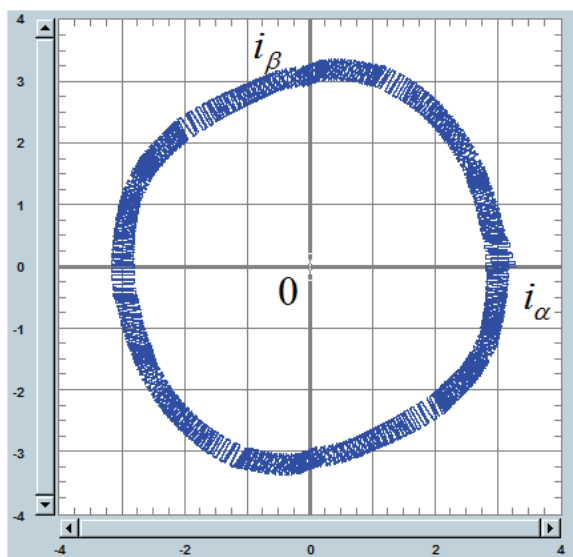
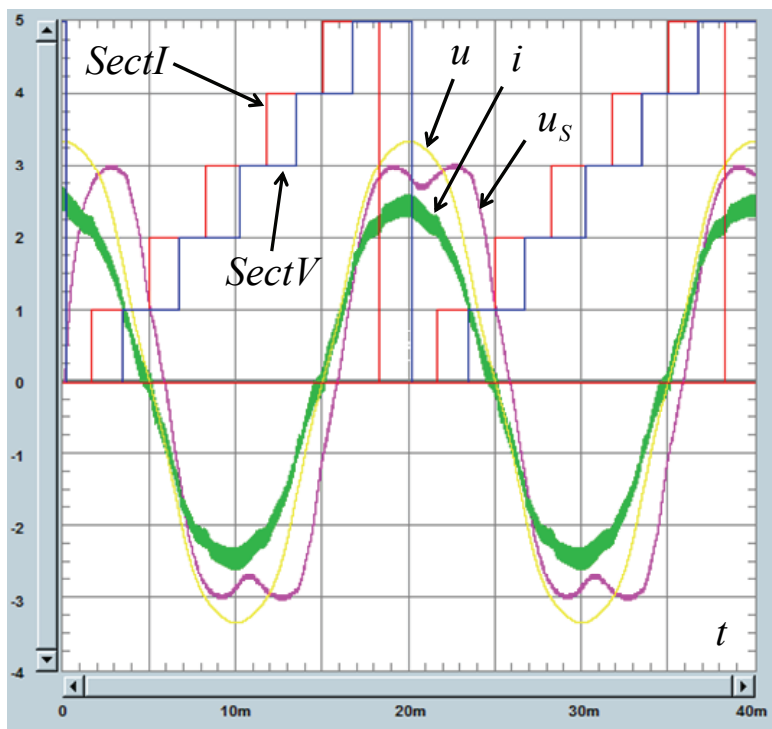
Rys. 7.1.23. Wyniki symulacji przekształtnika napięciowego sterowanego według metody bez predykcji prądu i metody modulacji SVPWM4



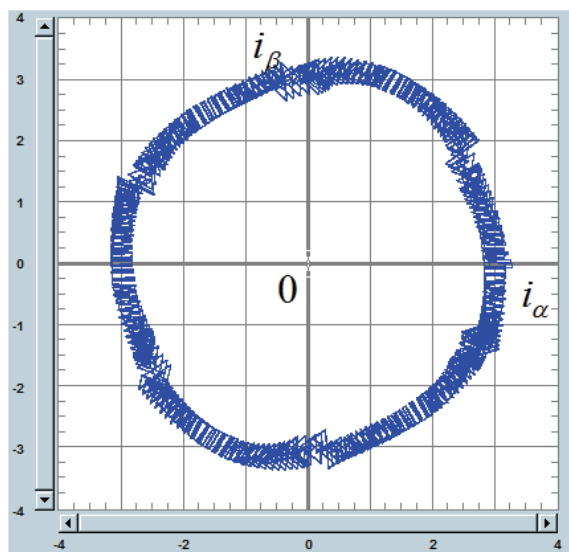
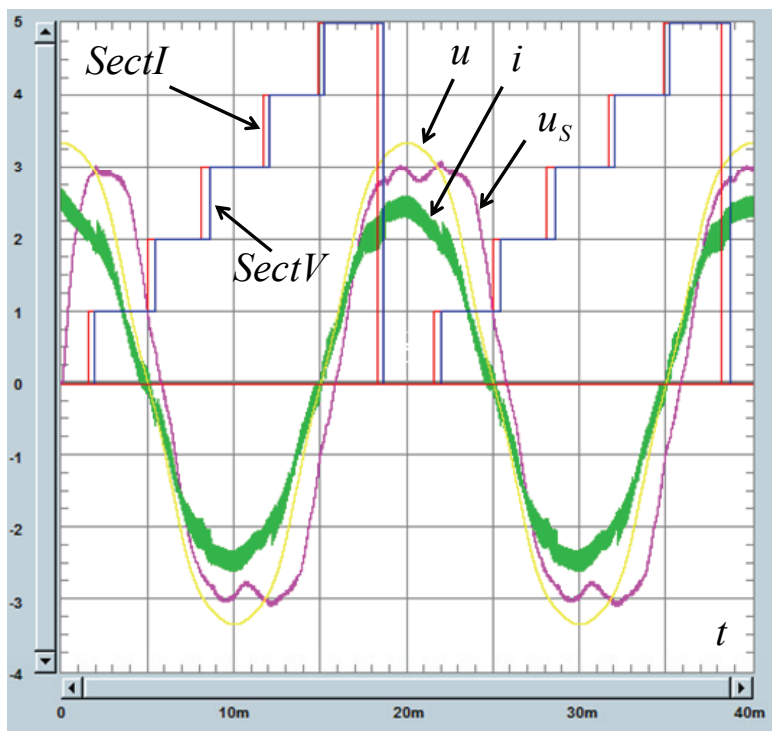
Rys. 7.1.24. Wyniki symulacji przekształtnika napięciowego sterowanego według metody z predykcją prądu i metody modulacji SVPWM3



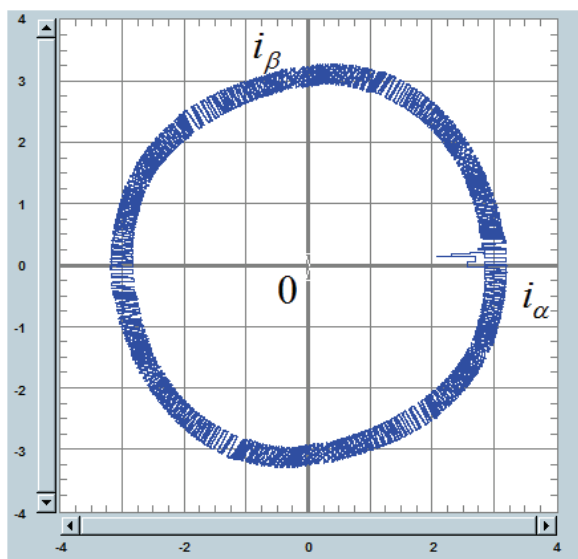
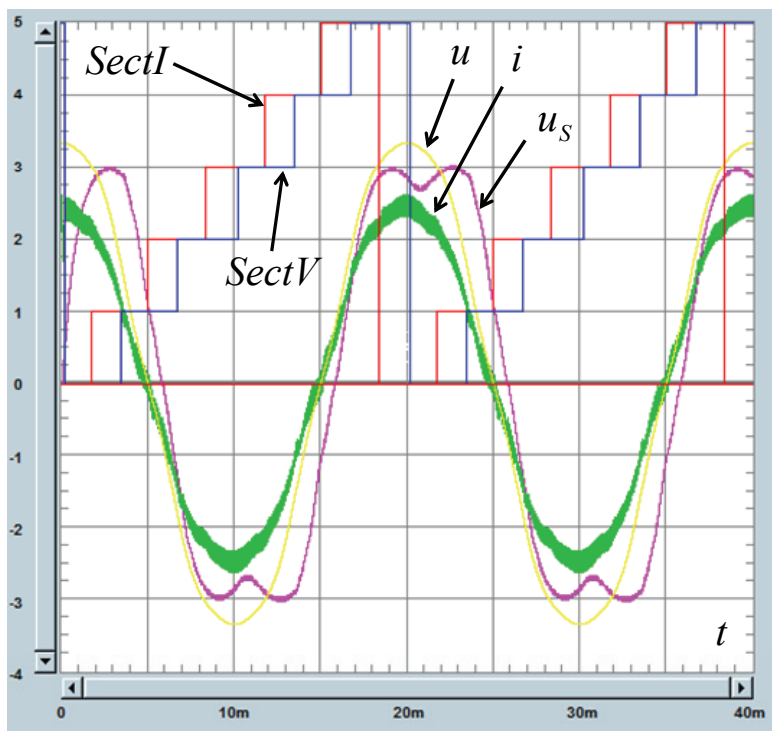
Rys. 7.1.25. Wyniki symulacji przekształtnika napięciowego sterowanego według metody z predykcją prądu i metody modulacji SVPWM4



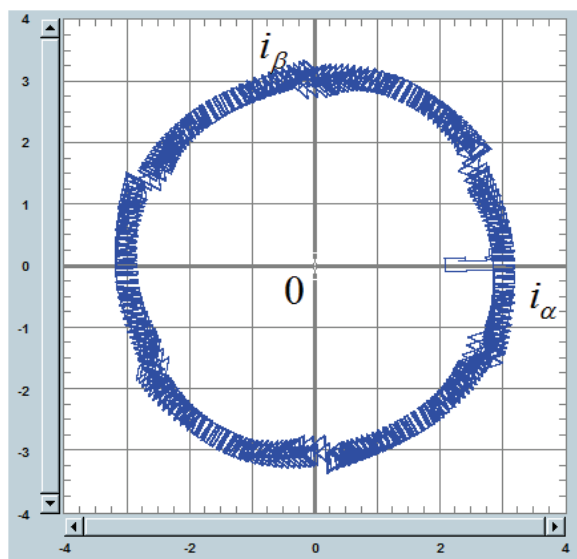
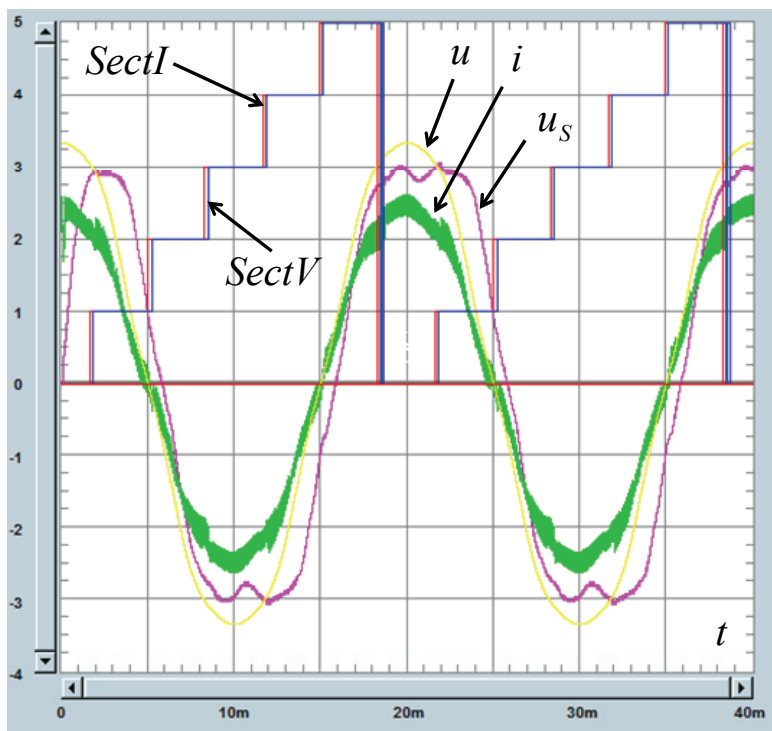
Rys. 7.1.26. Wyniki symulacji przekształtnika napięciowego sterowanego według metody bez predykcji prądu i metody modulacji SVPWM3



Rys. 7.1.27. Wyniki symulacji przekształtnika napięciowego sterowanego według metody bez predykcji prądu i metody modulacji SVPWM4



Rys. 7.1.28. Wyniki symulacji przekształtnika napięciowego sterowanego według metody z predykcją prądu i metody modulacji SVPWM3



Rys. 7.1.29. Wyniki symulacji przekształtnika napięciowego sterowanego według metody z predykcją prądu i metody modulacji SVPWM4

Tryb pracy falowniczej

Rysunki 7.1.30 i 7.1.31 przedstawiają wyniki symulacji dwupoziomowego przekształtnika napięciowego, pracującego w trybie pracy falowniczej, sterowanego według metody bez predykcji prądu dla metod modulacji SVPWM3 (rys. 7.1.30) i dla SVPWM4 (rys. 7.1.31) w przypadku nieodkształconego napięcia $THD(u) = 0\%$.

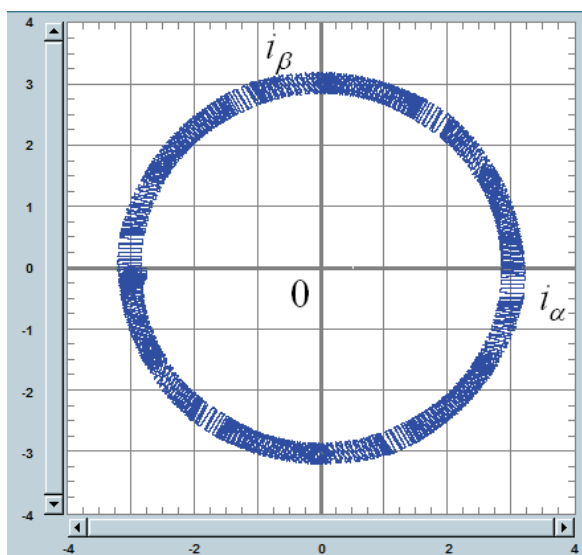
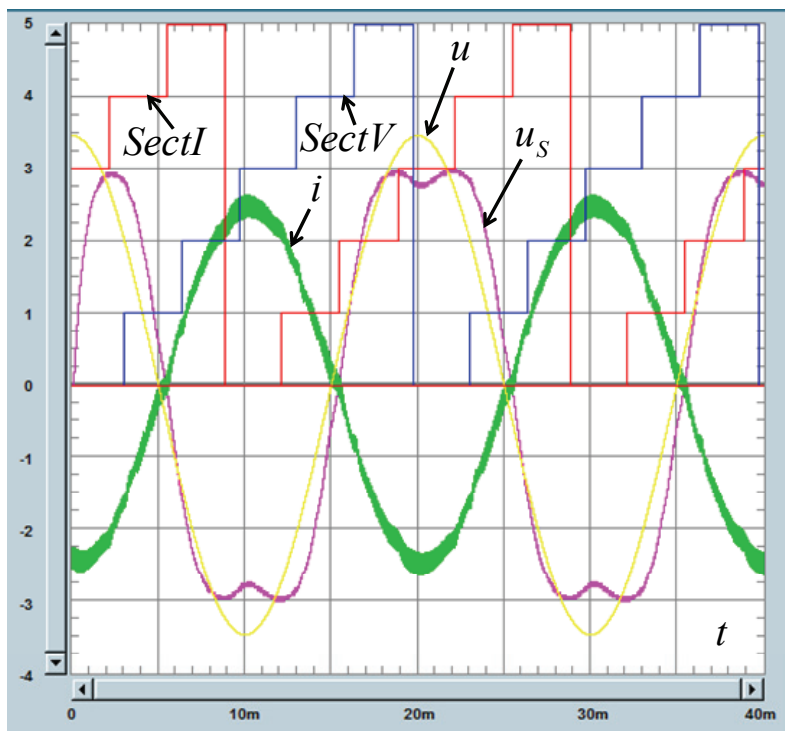
Rysunki 7.1.32 i 7.1.33 przedstawiają wyniki symulacji dwupoziomowego przekształtnika napięciowego, pracującego w trybie pracy falowniczej, sterowanego według metody z predykcją prądu dla metod modulacji SVPWM3 (rys. 7.1.32) i dla SVPWM4 (rys. 7.1.33) w przypadku nieodkształconego napięcia $THD(u) = 0\%$.

Tryb pracy kompensatorowej

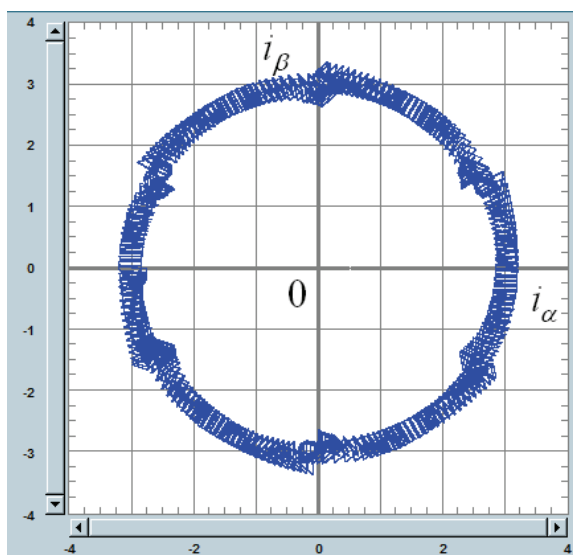
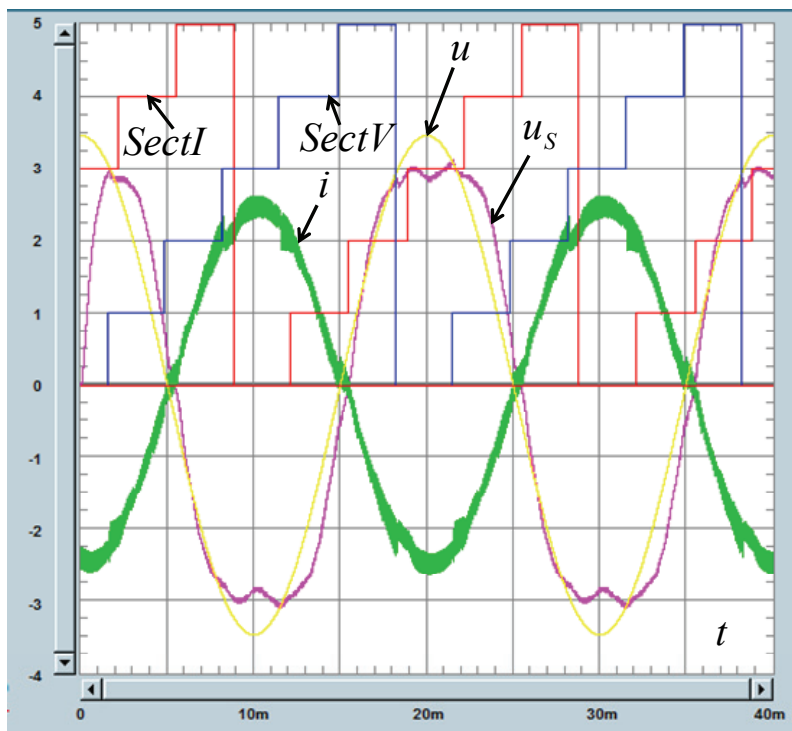
Rysunki 7.1.34 i 7.1.35 przedstawiają wyniki symulacji dwupoziomowego przekształtnika napięciowego, pracującego w trybie pracy kompensatorowej, sterowanego według metody bez predykcji prądu dla metod modulacji SVPWM3 (rys. 7.1.34) i dla SVPWM4 (rys. 7.1.35) w przypadku nieodkształconego napięcia $THD(u) = 0\%$.

Rysunki 7.1.36 i 7.1.37 przedstawiają wyniki symulacji dwupoziomowego przekształtnika napięciowego, pracującego w trybie pracy kompensatorowej, sterowanego według metody z predykcją prądu dla metod modulacji SVPWM3 (rys. 7.1.36) i dla SVPWM4 (rys. 7.1.37) w przypadku nieodkształconego napięcia $THD(u) = 0\%$.

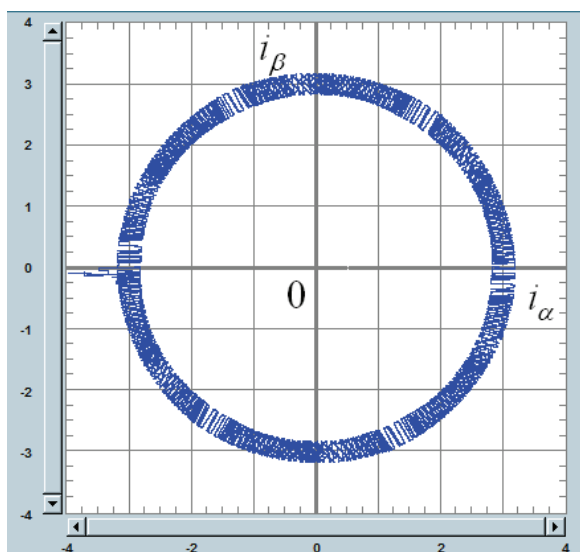
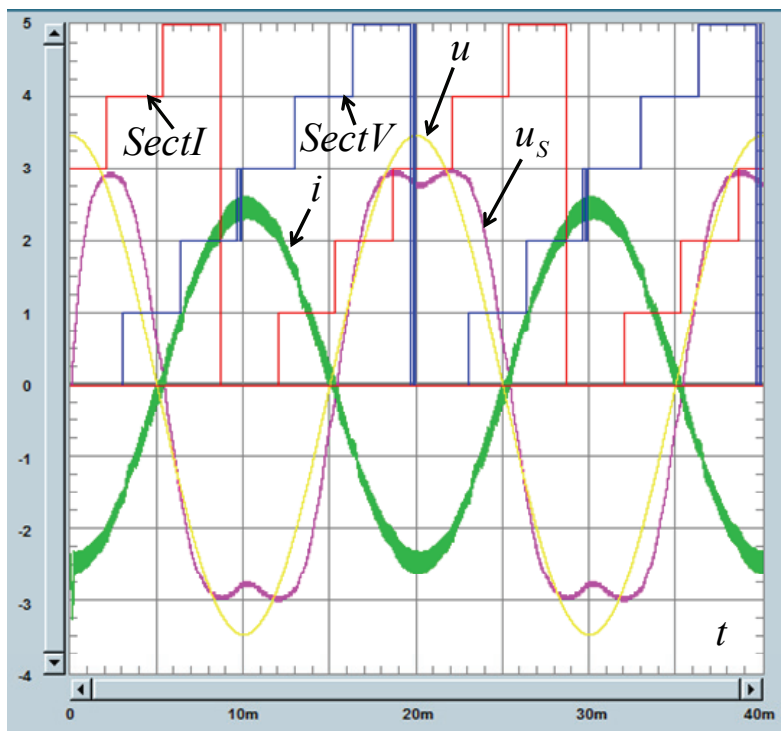
Na podstawie wyników symulacji można stwierdzić, że w przypadku obydwu sekwencji modulacyjnych SVPWM3 i SVPWM4 występują odkształcenia prądu na granicach sektorów napięć. Przyczyny odkształcenia prądu są odmienne dla analizowanych metod modulacji. W przypadku sekwencji SVPWM3 powodem odkształceń jest nieciągłość przestrzeni modulacji wektora przestrzennego napięć. W przypadku sekwencji SVPWM4 przyczyną odkształceń jest zmiana kierunku sekwencji bazowych wektorów przestrzennych napięć występująca na granicy sektorów napięcia.



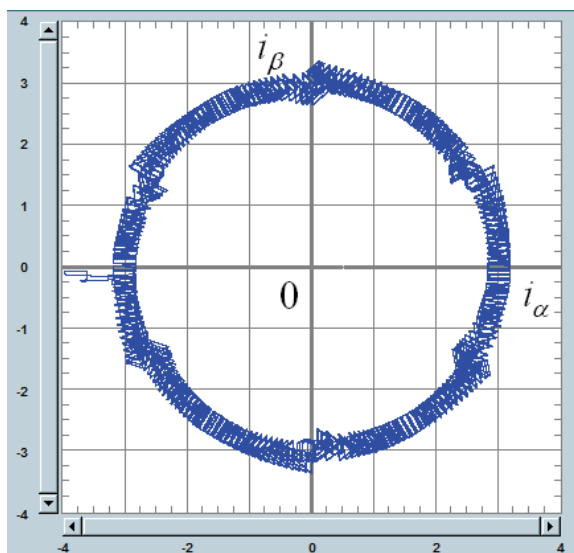
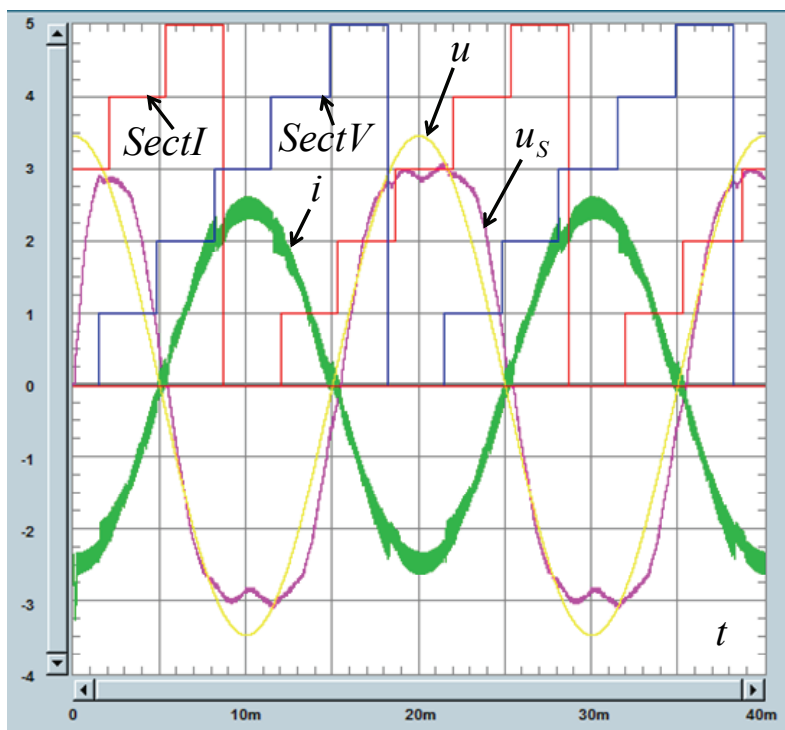
Rys. 7.1.30. Wyniki symulacji przekształtnika napięciowego sterowanego według metody bez predykcji prądu i metody modulacji SVPWM3



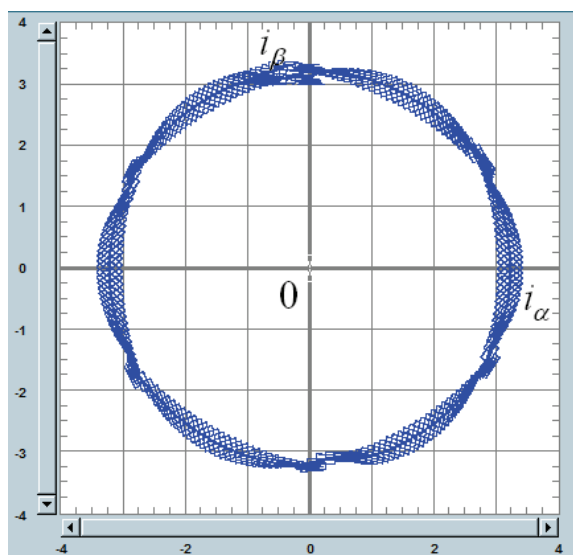
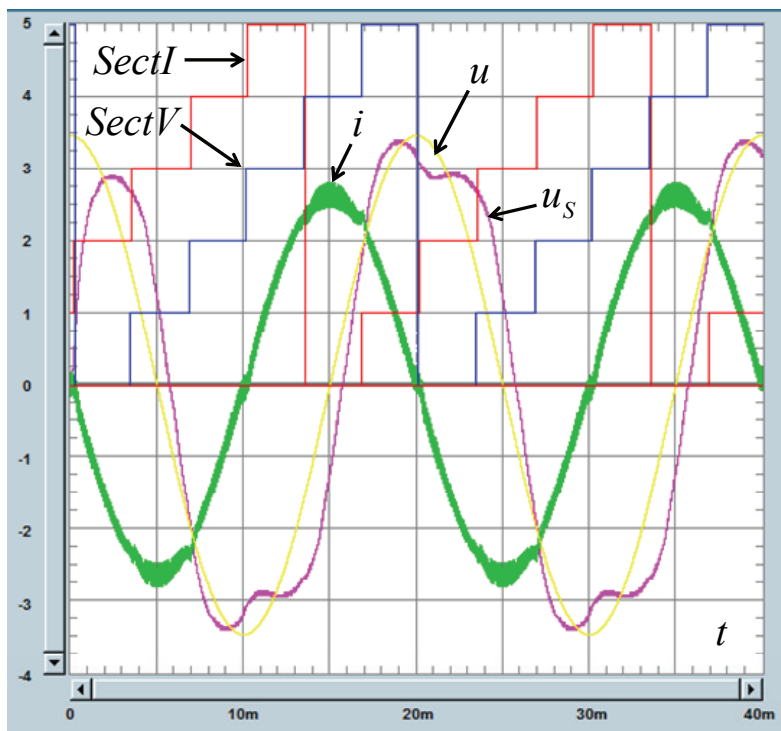
Rys. 7.1.31. Wyniki symulacji przekształtnika napięciowego sterowanego według metody bez predykcji prądu i metody modulacji SVPWM4



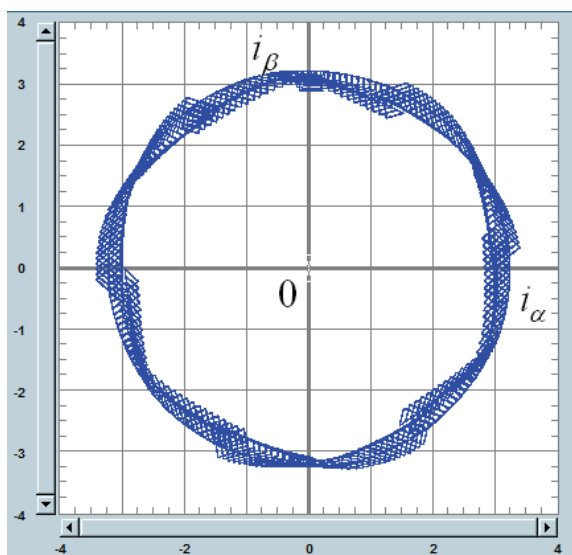
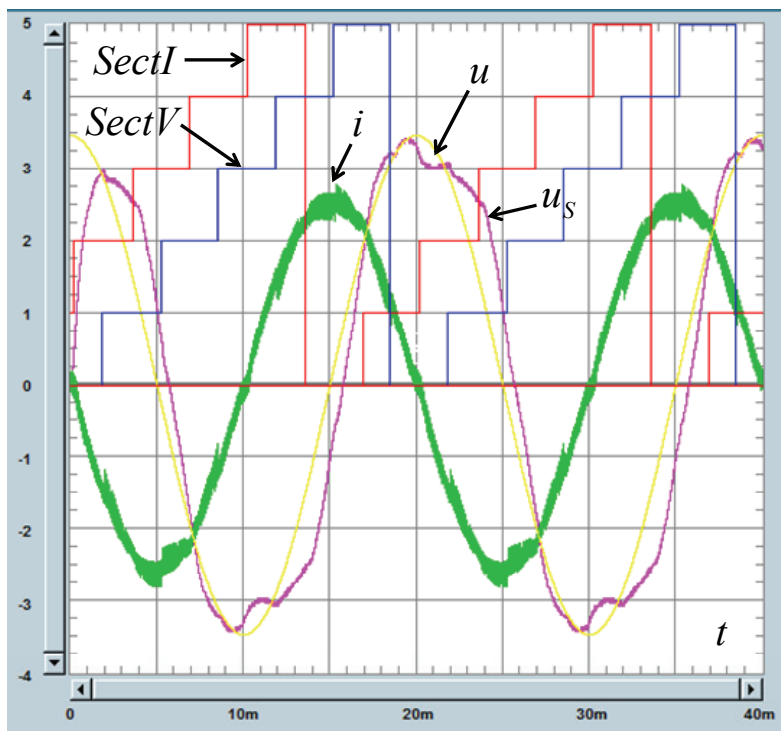
Rys. 7.1.32. Wyniki symulacji przekształtnika napięciowego sterowanego według metody z predykcją prądu i metody modulacji SVPWM3



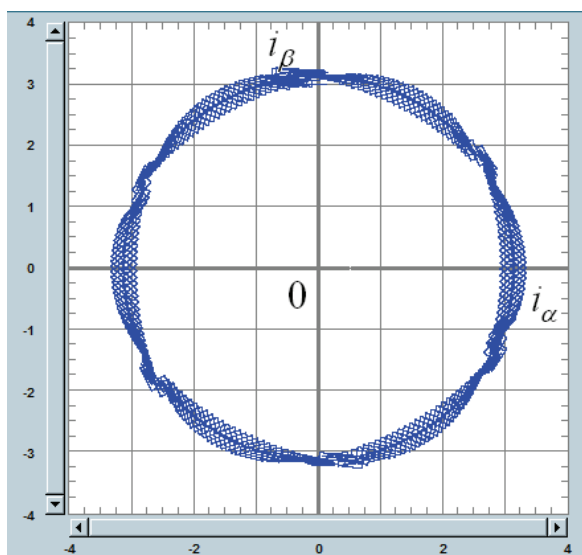
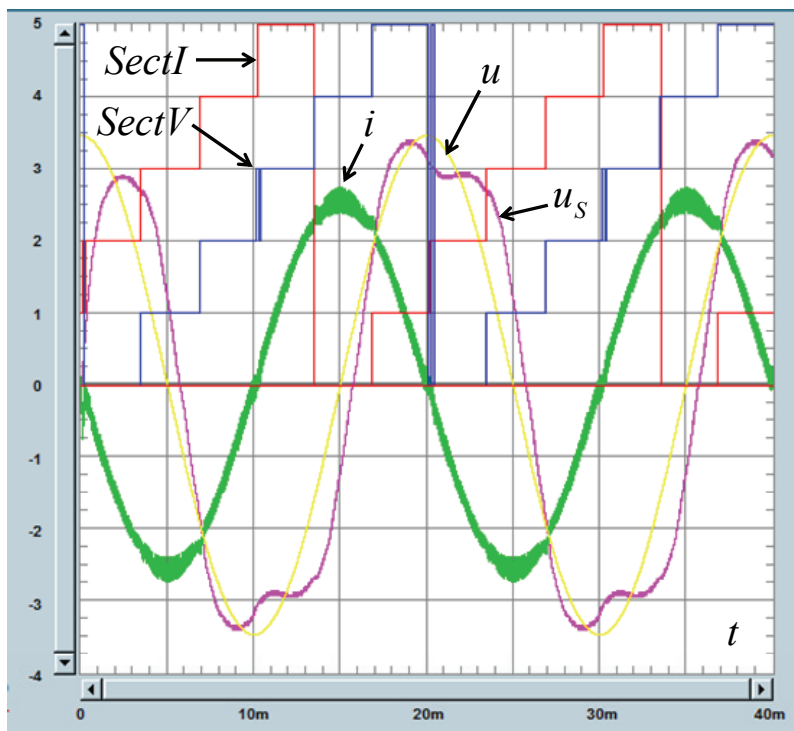
Rys. 7.1.33. Wyniki symulacji przekształtnika napięciowego sterowanego według metody z predykcją prądu i metody modulacji SVPWM4



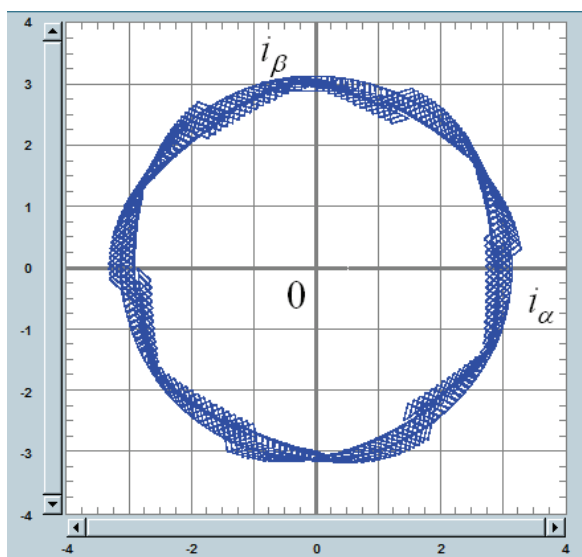
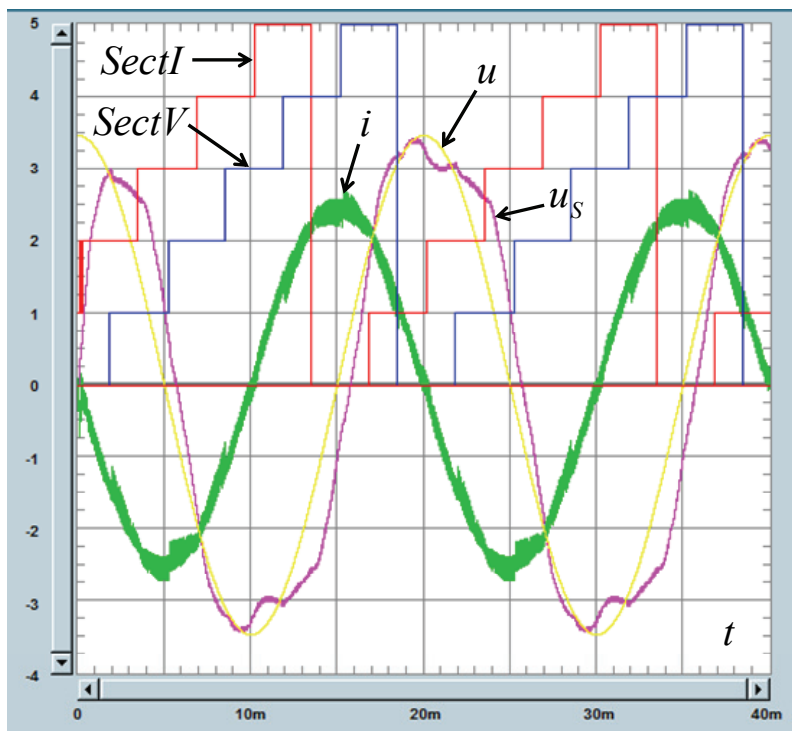
Rys. 7.1.34. Wyniki symulacji przekształtnika napięciowego sterowanego według metody bez predykcji prądu i metody modulacji SVPWM3



Rys. 7.1.35. Wyniki symulacji przekształtnika napięciowego sterowanego według metody bez predykcji prądu i metody modulacji SVPWM4



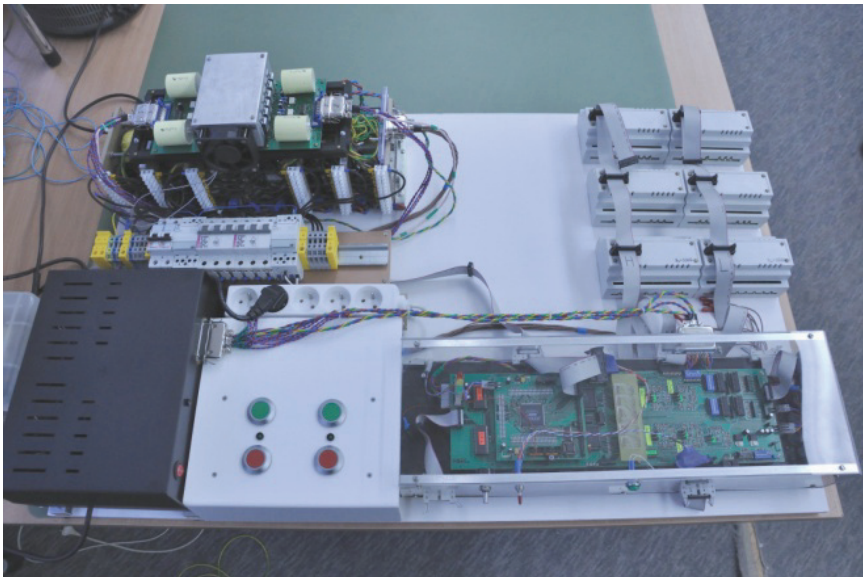
Rys. 7.1.36. Wyniki symulacji przekształtnika napięciowego sterowanego według metody z predykcją prądu i metody modulacji SVPWM3



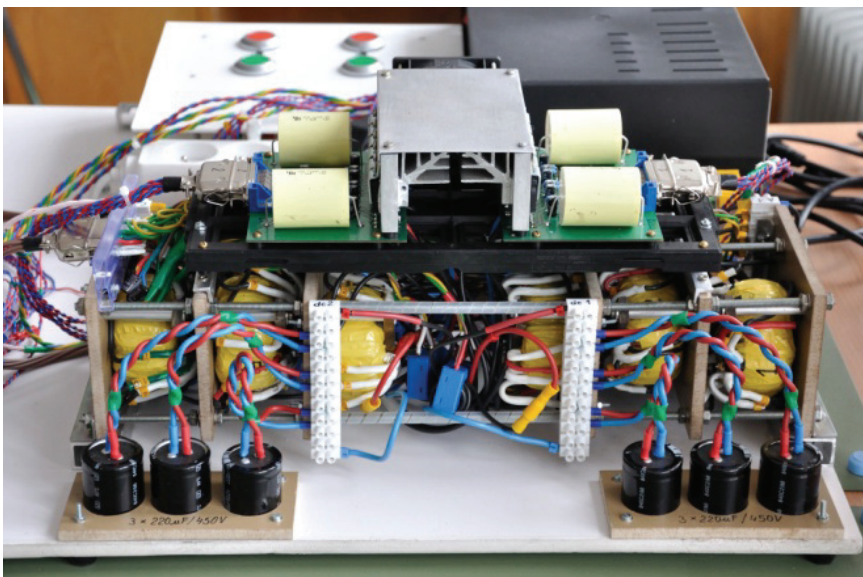
Rys. 7.1.37. Wyniki symulacji przekształtnika napięciowego sterowanego według metody z predykcją prądu i metody modulacji SVPWM4

7.1.4.2. Badania eksperymentalne

Rysunki 7.1.38 i 7.1.39 przedstawiają model laboratoryjny aktywnego przekształtnika napięciowego o dwupoziomowym napięciu wejściowym. Model ten został użyty do weryfikacji eksperymentalnej opracowanych algorytmów sterowania i modulacji.



Rys. 7.1.38. Stanowisko badawcze



Rys. 7.1.39. Część silnopiędowa przekształtnika

Badania eksperymentalne wykonano dla przypadków zastosowania metody sterowania bez predykcji i z predykcją w połączeniu z sekwencją modulacyjną SVPWM3 i SVPWM4. Rysunki 7.1.40 i 7.1.41 przedstawiają wybrane przebiegi układu sterowania i modulacji dla sekwencji SVPWM3. Odpowiednie przebiegi dla sekwencji SVPWM4 ilustrują rysunki 7.1.42 i 7.1.43.

Rysunek 7.1.44 przedstawia przebiegi napięcia fazowego i pobieranego prądu fazowego w przypadku braku sterowania łączników tranzystorowych przekształtnika. Na rysunku 7.1.45 zamieszczono widmo amplitudowe prądu fazowego otrzymane w przypadku pracy samego prostownika diodowego. Przebiegi te stanowią punkt odniesienia do porównania jakości mocy elektrycznej pobieranej z sieci, uzyskiwanej w wyniku zastosowania algorytmów sterowania i modulacji.

Rysunek 7.1.46 przedstawia napięcie fazowe i prąd fazowy pobierany w przypadku pracy przekształtnika przy prawie jednostkowym współczynniku mocy, w przypadku zastosowania metody sterowania bez predykcji i sekwencji modulacyjnej SVPWM3. Otrzymany prąd wykazuje charakter czynny z nieznacznym udziałem składowej pojemnościowej. Jest to najprawdopodobniej efekt opóźnienia sterowania charakterystyczny dla systemów z dyskretnym czasem oraz nieidealna kompensacja wpływu czasu martwego (rozdz. 6). Rysunek 7.1.47 przedstawia widmo prądu fazowego otrzymane dla przebiegu z rysunku 7.1.46. Napięcie zasilania jest odkształcone, wartość współczynnika THD wynosi około 3%.

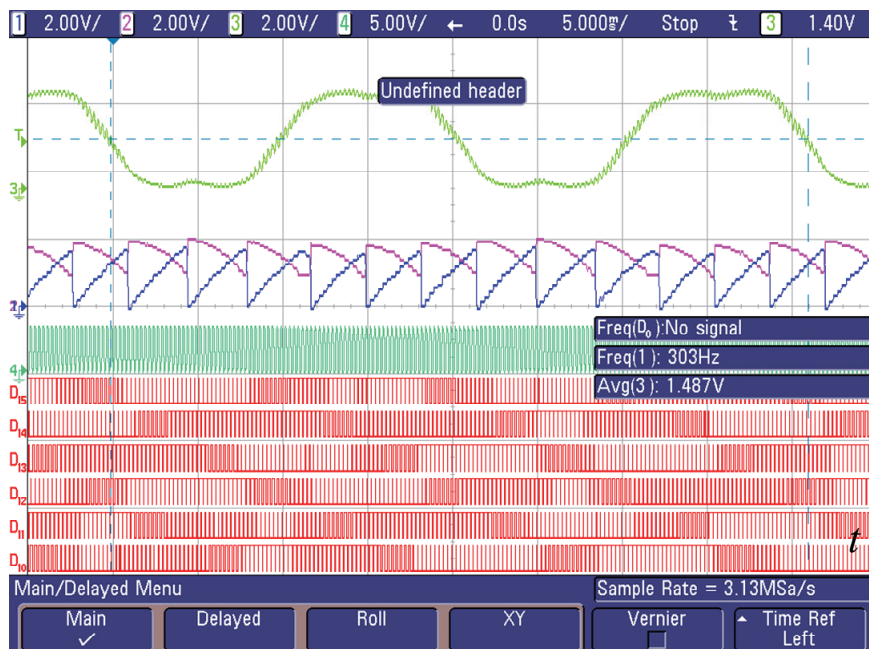
Rysunek 7.1.48 przedstawia napięcie fazowe i prąd fazowy w przypadku pracy przekształtnika przy prawie jednostkowym współczynniku mocy, w przypadku zastosowania metody sterowania bez predykcji i sekwencji modulacyjnej SVPWM4. Otrzymany prąd wykazuje charakter czynny lecz daje się zauważyć nieznaczny udział składowej pojemnościowej, podobnie jak w przypadku sekwencji SVPWM3.

Sprawdzono działanie przekształtnika dla przypadku pracy w zakresie prostowniczym z poborem mocy pojemnościowej. (rys. 7.1.49 i 7.1.50).

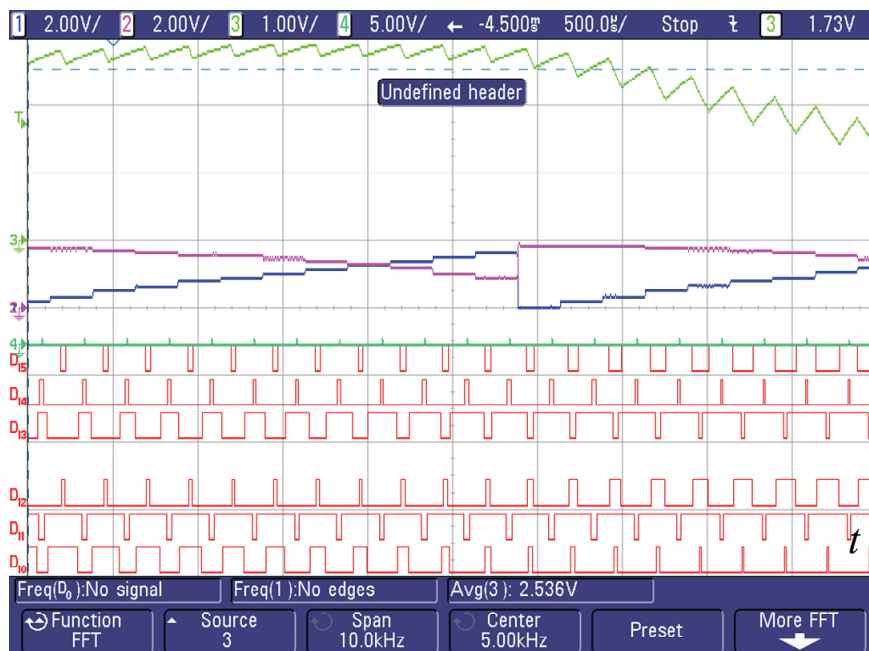
W celu zmniejszenia odkształcenia prądu i poprawienia współczynnika mocy zastosowano predykcyjną metodę sterowania. Rysunek 7.1.51 przedstawia napięcie fazowe i prąd fazowy w przypadku zastosowania predykcyjnej metody sterowania, dla pracy przekształtnika przy prawie jednostkowym współczynniku mocy. Rysunek 7.1.52 ilustruje, odpowiadające temu przypadkowi, widmo amplitudowe prądu fazowego. W prądzie fazowym daje się zauważyć niewielka składowa pojemnościowa ale znacznie mniejsza niż w przypadku algorytmu sterowania bez predykcji. Prąd fazowy jest mniej odkształcony niż w przypadku metody sterowania bez predykcji. Odstęp pomiędzy harmoniczną podstawową a największą wyższą harmoniczną wynosi około 31dB w przypadku metody sterowania bez predykcji i około 33dB w przypadku metody sterowania z predykcją.

Na rysunku 7.1.53 przedstawiono przebiegi napięcia i prądu fazowego dla trybu pracy prostowniczej z poborem mocy pojemnościowej dla sterowania z użyciem metody predykcyjnej i sekwencji modulacyjnej SVPWM3.

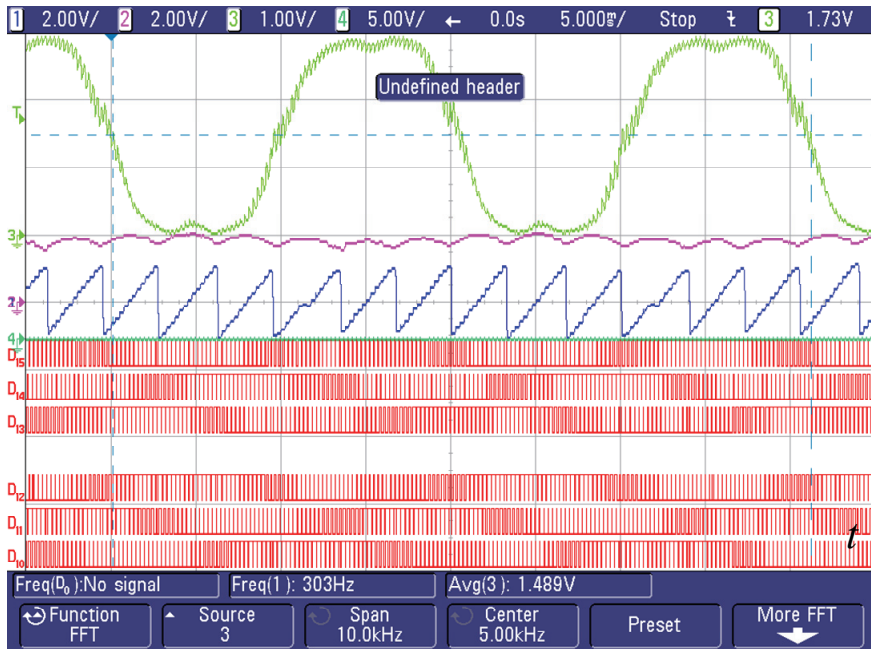
Rysunek 7.1.54 ilustruje przypadek skokowej zmiany trybu pracy przekształtnika z pracy prostowniczej z poborem mocy indukcyjnej do pracy prostowniczej z poborem mocy pojemnościowej.



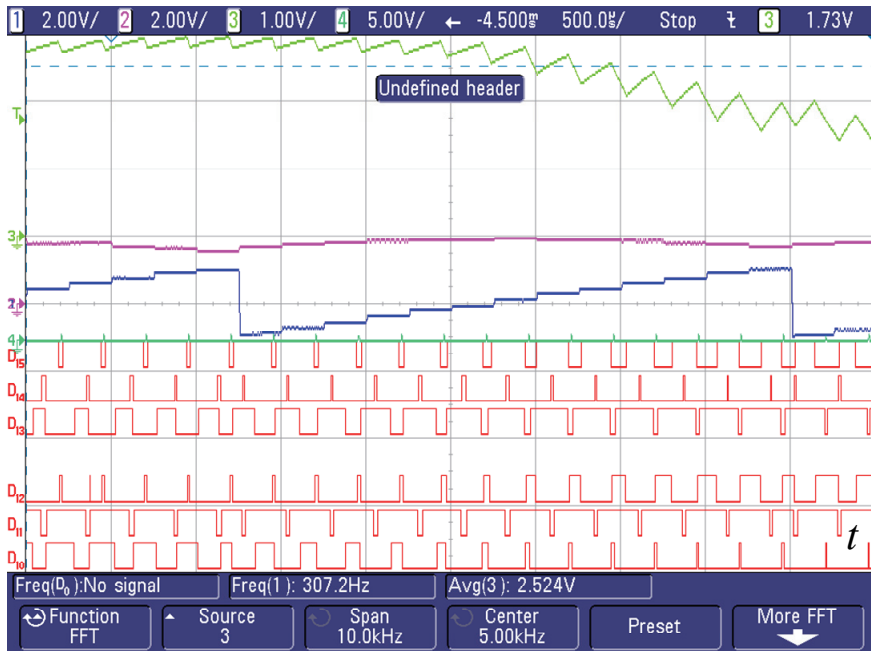
Rys. 7.1.40. Sygnały modulatora – sekwencja SVPWM3



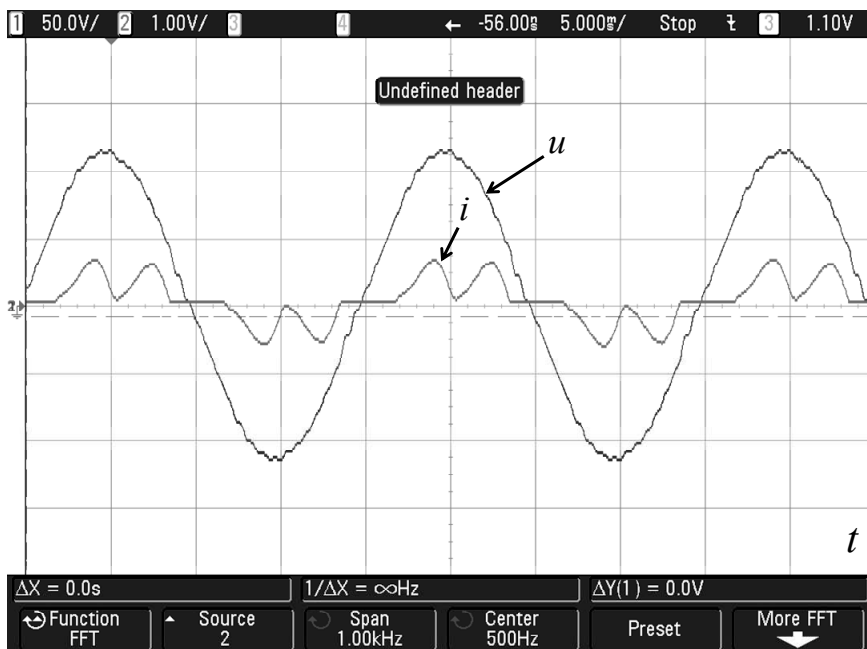
Rys. 7.1.41. Sygnały modulatora – sekwencja SVPWM3



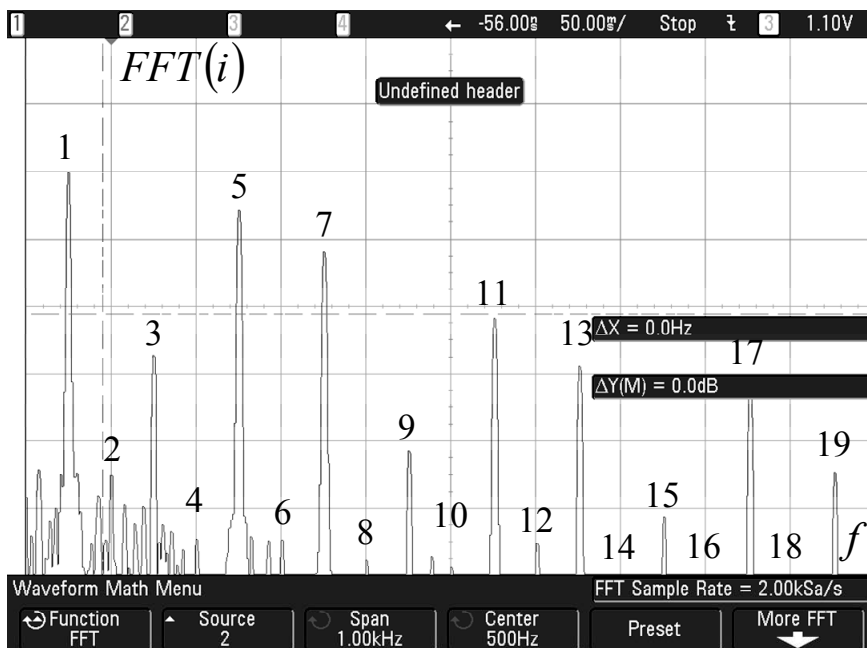
Rys. 7.1.42. Sygnały modulatora – sekwencja SVPWM4



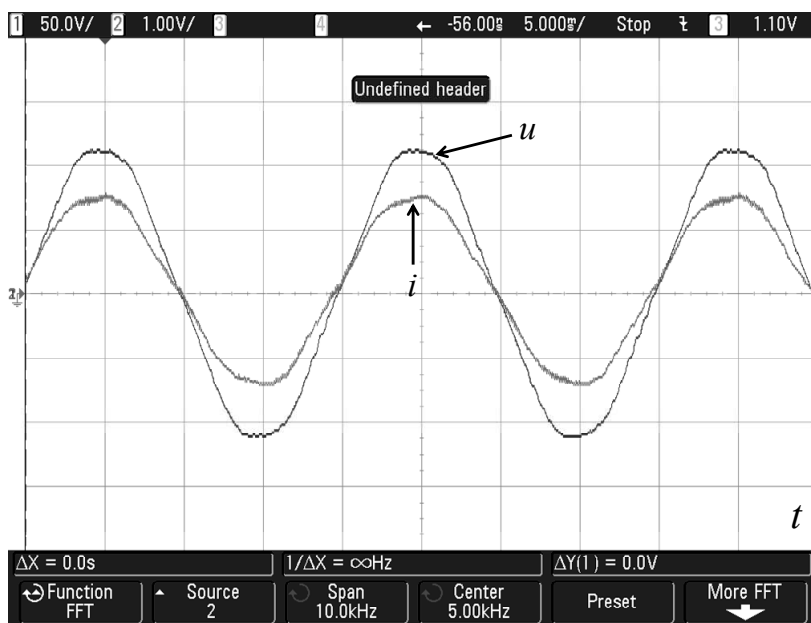
Rys. 7.1.43. Sygnały modulatora – sekwencja SVPWM4



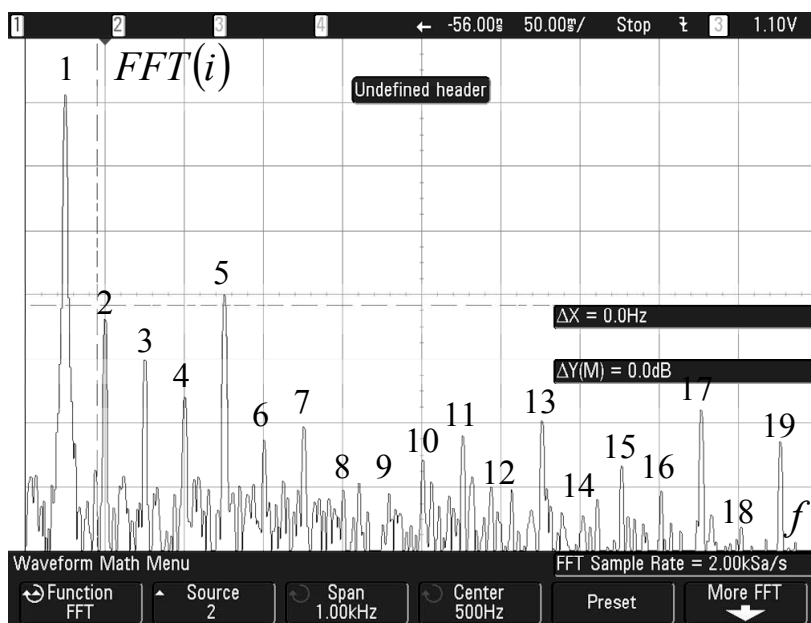
Rys. 7.1.44. Przebiegi prądu fazowego i napięcia sieci zasilającej w przypadku wyłączanego algorytmu sterującego



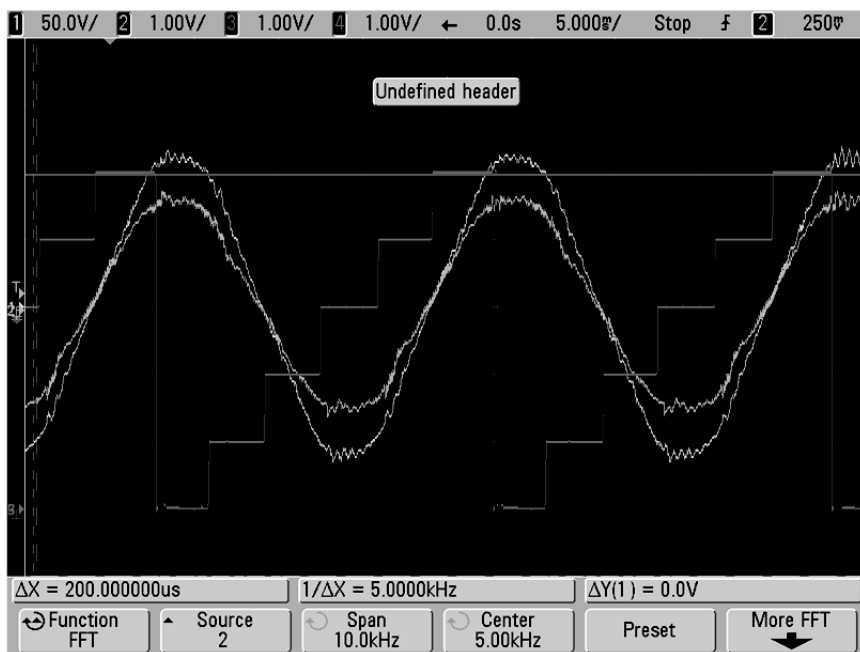
Rys. 7.1.45. Widmo prądu fazowego (10dBV/div 100Hz/div) w przypadku wyłączanego algorytmu sterującego



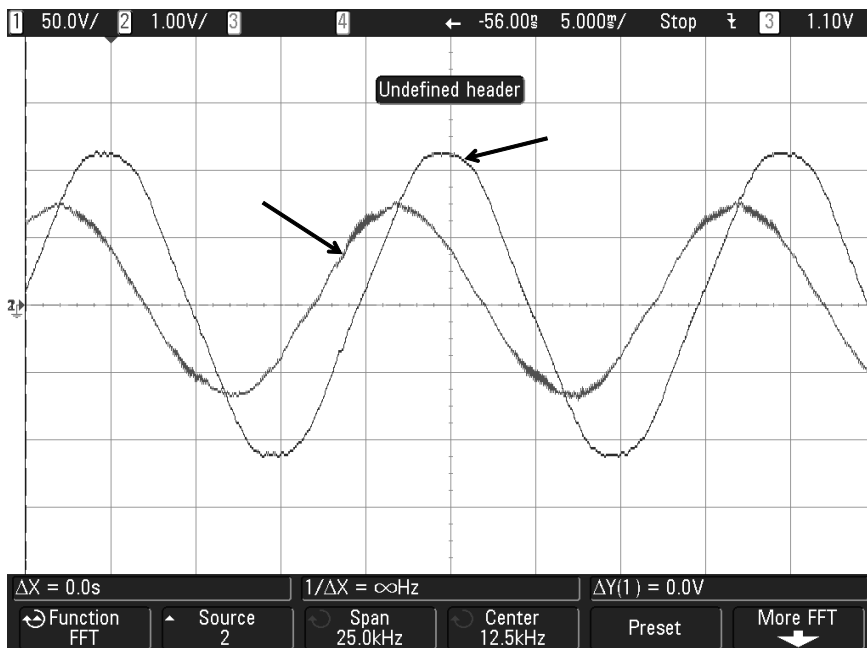
Rys. 7.1.46. Przebiegi prądu fazowego i napięcia sieci zasilającej w przypadku niepredykcyjnego algorytmu sterującego, SVPWM3, prawie jednostkowy współczynnik mocy



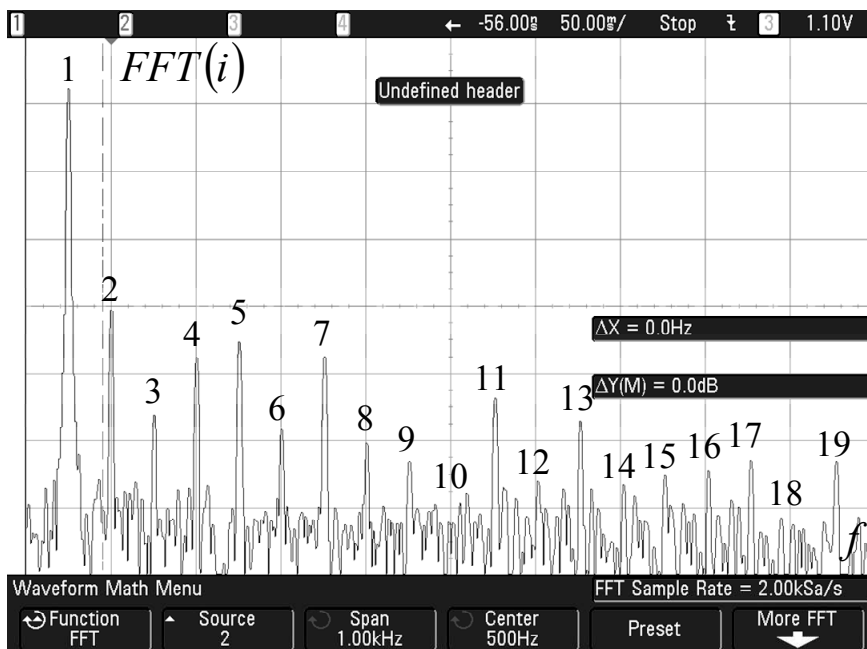
Rys. 7.1.47. Widmo prądu fazowego (10dBV/div 100Hz/div) w przypadku niepredykcyjnego algorytmu sterującego, SVPWM3, prawie jednostkowy współczynnik mocy



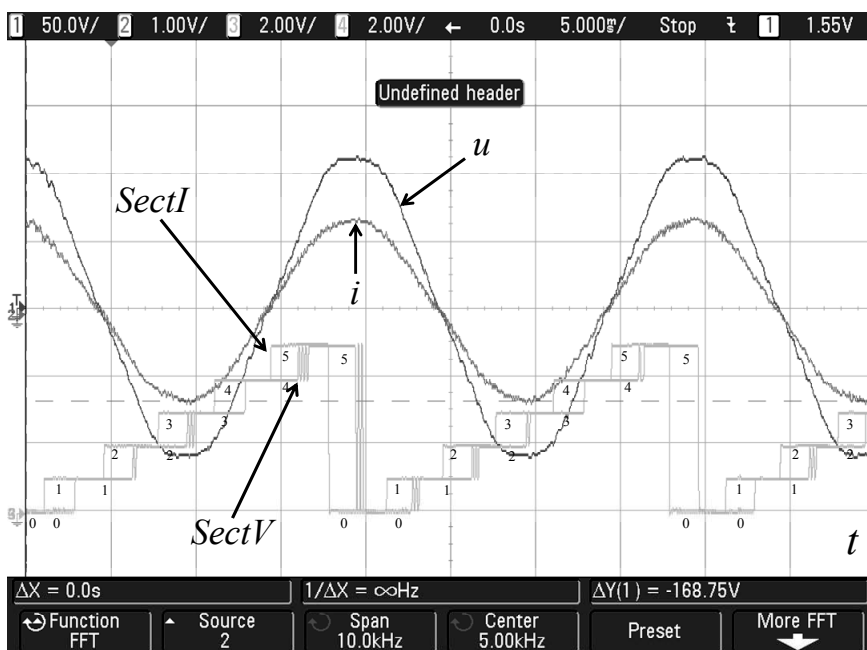
Rys. 7.1.48. Przebiegi prądu fazowego i napięcia sieci zasilającej w przypadku niepredykcyjnego algorytmu sterującego, SVPWM4, prawie jednostkowy współczynnik mocy



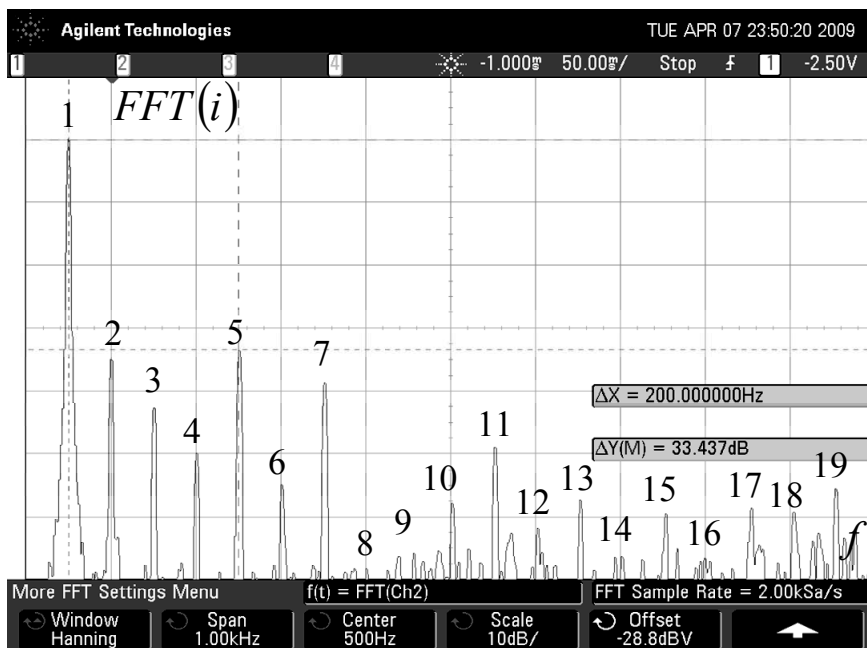
Rys. 7.1.49. Przebiegi prądu fazowego i napięcia sieci zasilającej w przypadku niepredykcyjnego algorytmu sterującego, SVPWM3, pojemnościowy współczynnik mocy



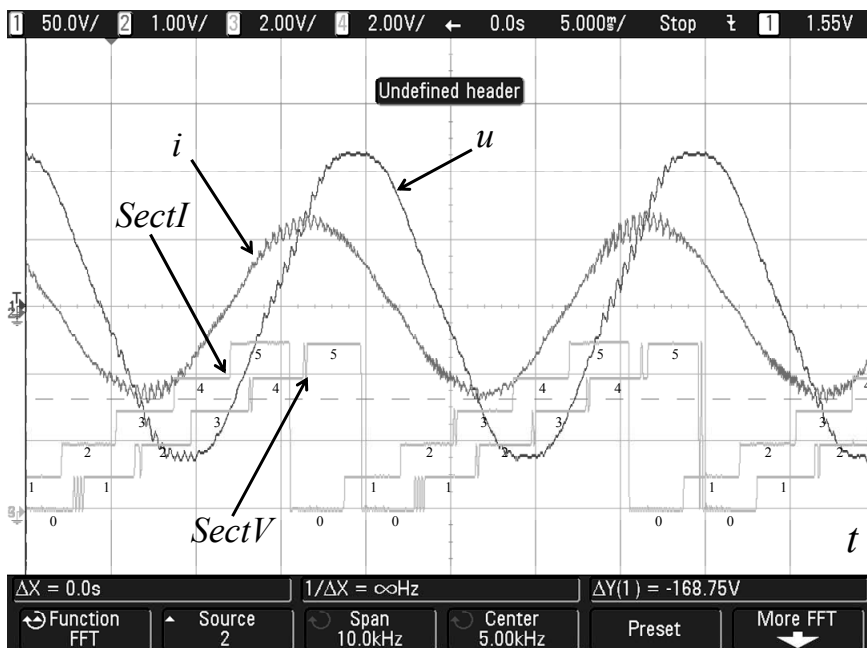
Rys. 7.1.50. Widmo prądu fazowego (10dBV/div 100Hz/div) w przypadku niepredykcyjnego algorytmu sterującego, SVPWM3, pojemnościowy współczynnik mocy



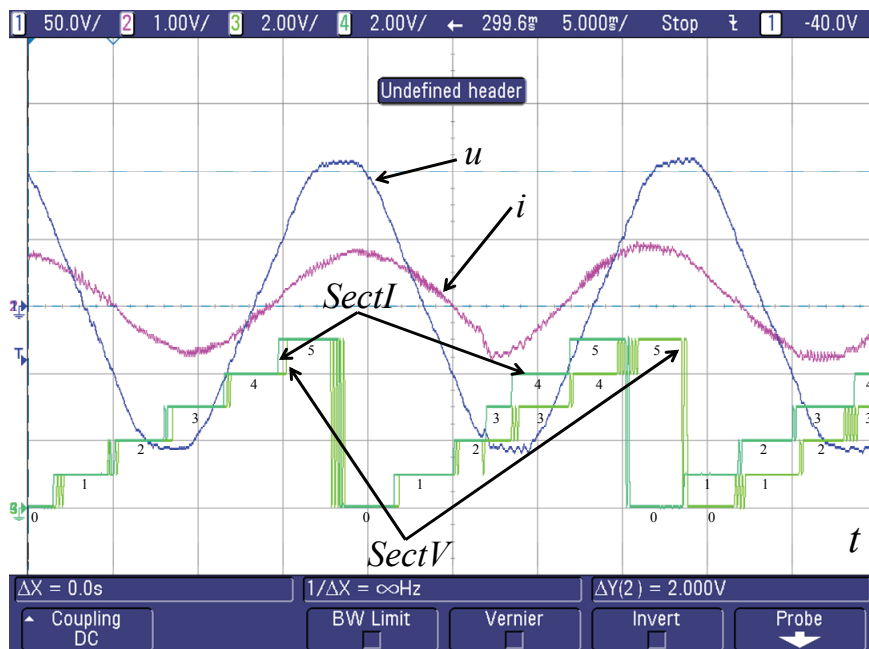
Rys. 7.1.51. Przebiegi prądu fazowego i napięcia sieci zasilającej w przypadku predykcyjnego algorytmu sterującego, SVPWM3, prawie jednostkowy współczynnik mocy



Rys. 7.1.52. Widmo prądu fazowego (10dBV/div 100Hz/div) w przypadku predykcyjnego algorytmu sterującego, SVPWM3, prawie jednostkowy współczynnik mocy



Rys. 7.1.53. Przebiegi prądu fazowego i napięcia sieci zasilającej w przypadku predykcyjnego algorytmu sterującego, SVPWM3, pojemnościowy współczynnik mocy



Rys. 7.1.54. Przebiegi prądu fazowego i napięcia sieci zasilającej dla przełączenia trybu pracy z poborem mocy indukcyjnej na tryb z poborem mocy pojemnościowej w przypadku predykcyjnego algorytmu sterującego, SVPWM3

7.1.5. Podsumowanie

Przedstawiono model opisujący działanie przekształtnika napięciowego o dwupoziomowym napięciu wejściowym. Analizę przeprowadzono dla pojedynczej gałęzi tranzystorowo-diodowej. Następnie analizę tę rozszerzono o opis jednofazowego przekształtnika napięciowego w układzie mostka składającego się z dwóch gałęzi tranzystorowo-diodowych. Ostatecznie, przeprowadzono analizę trójfazowego przekształtnika napięciowego. Przekształtnik napięciowy został zamodelowany z użyciem trójwartościowej funkcji stanu gałęzi tranzystorowo-diodowej [R18, R19].

W oparciu o opracowany model przekształtnika, zaproponowano nową zmodyfikowaną metodę modulacji wektora przestrzennego napięć [R18, R19], zmniejszającą deformujący wpływ czasu martwego na napięcia przekształtnika. Dokonano analizy wpływu czasu martwego na efektywny obszar modulacji wektora przestrzennego napięć. Wyznaczono wektory przestrzenne przesunięcia wytwarzane przez przekształtnik w trakcie czasów martwych. Podano schemat blokowy modulatora napięcia przekształtnika odpowiadający opracowanej metodzie. Poprawność zaproponowanej metody dla dwóch sekwencji modulacyjnych SVPWM3 i SVPWM4 została potwierdzona za pomocą symulacji i poprzez badania eksperymentalne. Zamieszczono reprezentatywny zbiór przebiegów ilustrujących pracę przekształtnika w różnych trybach pracy, sterowanego z użyciem metody z predykcją i bez predykcji prądu oraz dla dwóch

sekwencji modulacyjnych użytych w metodzie modulacji wektora przestrzennego napięć. Na podstawie badań eksperymentalnych stwierdzono, że metoda sterowania z predykcją wektora przestrzennego prądów posiada lepsze właściwości od metody bez predykcji ponieważ daje mniejsze odkształcenie prądu i wyższą wartość współczynnika mocy. Dla pracy przekształtnika przy prawie jednostkowym współczynniku mocy otrzymano wartość całkowitego współczynnika mocy $TPF \approx 0.995$ i wartość współczynnika zniekształceń harmonicznych prądu $THD(i) \approx 3\%$. W eksperymencie układ zasilany był z sieci, której wartość współczynnika zniekształceń harmonicznych napięcia wynosiła $THD(u) \approx 3\%$.

Z przeprowadzonych badań eksperymentalnych wynikają gorsze właściwości sekwencji SVPWM4 w porównaniu z sekwencją SVPWM3. Przyczyny tego upatruje się z jednej strony w niesymetrii napięcia względem połowy okresu modulacji co skutkuje niesymetrią przebiegu napięcia oraz w fakcie, że zmiana granicy sektora prądów i sektora napięć są oddalone od siebie o niewielki kąt. Sytuacja ta prowadzi do pewnych zakłóceń w przypadku błędnego określenia sektora prądów. W sekwencji SVPWM4 występuje ciągłość obszaru modulacji ale różnice napięć przekształtnika w trakcie okresu modulacji mają większe wartości, powoduje to występowanie większych tętnień prądu o częstotliwości modulacyjnej.

Podejście z wektorem przestrzennym przesunięcia obszaru efektywnej modulacji wektora przestrzennego napięć jest na tyle ogólne, że można je wykorzystać do określania wektorów przesunięcia wytwarzanych w czasie procesów miękkiego przełączania łączników elektronicznych i pozostałej części czasu martwego, a następnie ich użycie do kompensacji odkształcenia napięć przekształtnika. W pracy [K6] wyznaczono analitycznie wartości średnie prądów łączników elektronicznych, do celów kalkulacji strat mocy. Analogicznie można wyznaczyć wartości średnie napięć występujących na wejściach AC przekształtnika w trakcie procesu przełączania łączników i na ich podstawie określić składową wektora przestrzennego przesunięcia.

7.2. MODULACJA NAPIĘCIA PROSTOWNIKA VIENNA

7.2.1. Wprowadzenie

W przekształtnikach sieciowych, o zmniejszonym negatywnym wpływie na sieć zasilającą, pełniących jedynie funkcje prostowników istnieje możliwość uproszczenia macierzy łączników tranzystorowo-diodowych. Uzyskuje się konstrukcje o mniejszej liczbie łączników sterowanych, chociaż wzrasta liczba użytych diod. Jak podaje publikacja [R22], prowadzi to do uzyskiwania układów o większej gęstości mocy. Tego rodzaju układy [B6, K16, K22, K23, R10, R14] nie wymagają stosowania mechanizmu czasu martwego.

W pracy [K23] do sterowania prostownika Vienna zaproponowano histerezową metodę sterowania prądami fazowymi. Dla zaproponowanej w pracy [K23] struktury sterowania, analizowany był problem równoważenia napięć kondensatorów tworzących dzielnik napięcia stałego [K26, K25]. Wektory centralne posiadają dwie realizacje równoważne w sensie oddziaływania na obwody AC prostownika ale o odmiennym kierunku przeładowywania kondensatorów tworzących dzielnik napięcia obwodu prądu stałego.

Zagadnienie linearyzacji wejściowej charakterystyki prądowo-napięciowej prostownika Vienna podejmują między innymi prace [Y1, Y2, R4, T3].

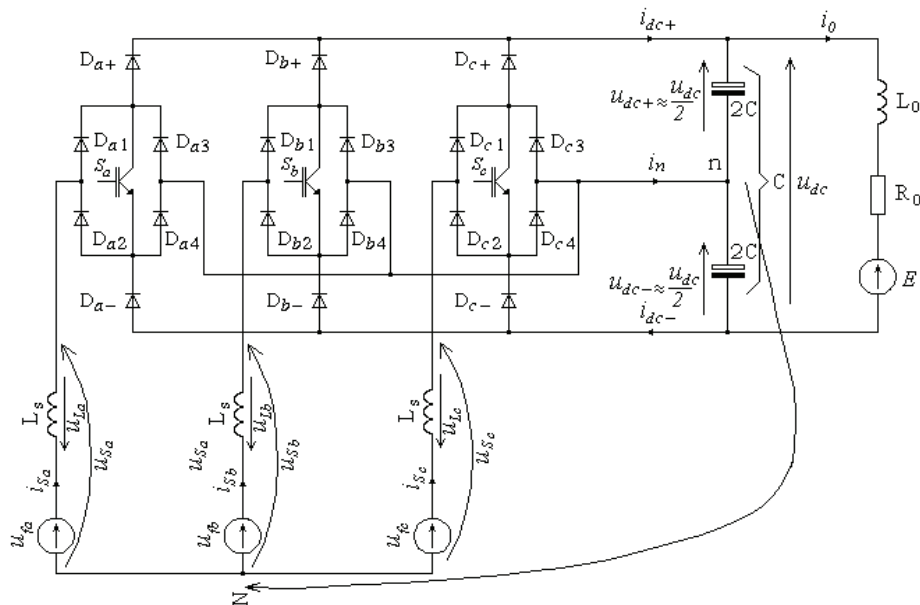
W pracy [R4] zaproponowano wektorową metodę modulacji, w której wykorzystano analogię geometrii układu bazowych wektorów przestrzennych dostępnych w danym sektorze prądów do układu bazowych wektorów przestrzennych przekształtnika dwupoziomowego. Podobne podejście lecz dla modulacji z przebiegiem nośnym przedstawili autorzy pracy [B11]. W pracy [R13] przedstawiono wpływ nie zrównoważenia napięć pojemnościowego dzielnika napięcia stałego na układ bazowych wektorów przestrzennych. Ponieważ w zaproponowanej metodzie każda sekwencja modulująca zawiera wektor centralny [K26, K25] sześciokąta bazowych wektorów przestrzennych dostępnych w danym sektorze prądów tak więc problem równoważenia napięć dzielnika wyjściowego, zrealizowano poprzez wybór do sekwencji modulacyjnej jednego z dwóch wektorów centralnych sześciokąta. Metoda [R13] rozwiązuje problem równoważenia napięć pojemnościowego dzielnika napięcia obwodu prądu stałego, jak również kwestię związaną z przejściem prądu fazowego przez wartość zero.

Zagadnienie obniżenia częstotliwości przełączania łączników elektronicznych i tym samym strat mocy przełączania rozwiązywane jest w pracy [D1] poprzez zastosowanie modulacji z nieciągłym sygnałem modulującym. Jak autorzy przyznają, pozwala to zmniejszyć straty mocy związane z przełączaniem łączników elektronicznych ale powoduje, że w celu utrzymania stanu równowagi dzielnika napięcia DC konieczne jest stosowanie kondensatorów wyjściowych o wyższych wartościach pojemności.

Rozdział przedstawia metodykę sterowania i modulacji wektora przestrzennego napięć prostownika Vienna i powstał na podstawie pracy [R15] i artykułu [R13] dotyczącego wpływu nie zrównoważenia napięć kondensatorów wyjściowych na

napięcia wejściowe prostownika oraz artykułu [R16] zawierającego wyniki badań eksperymentalnych i będącego podsumowaniem wcześniejszych prac autora.

Prostownik Vienna jest trójfazowym przekształtnikiem napięciowym o trójpoziomowym napięciu, trzech sterowanych łącznikach tranzystorowych i jednokierunkowym przepływie energii [K22, K23, R3, R8], (rys. 7.2.1).



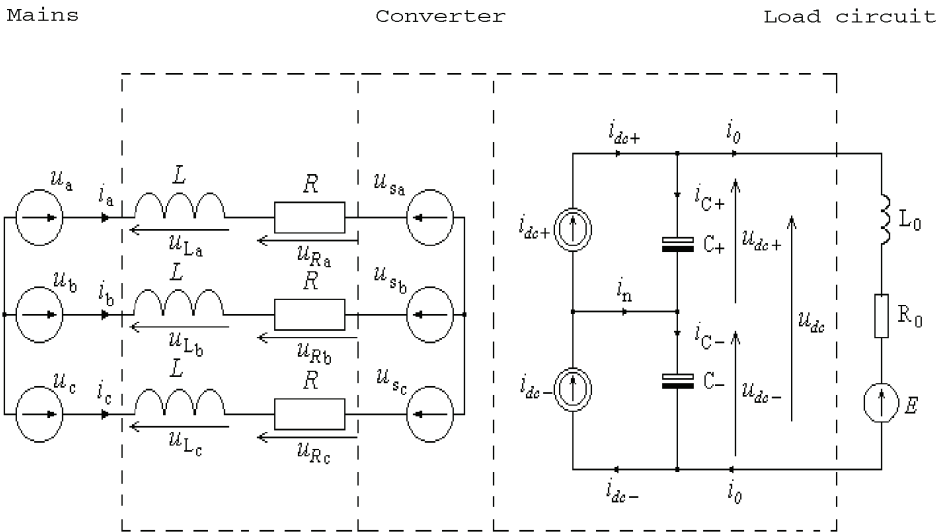
Rys. 7.2.1. Schemat prostownika Vienna

Obwody wejściowe prostownika Vienna mają właściwości źródeł prądowych ze względu na indukcyjny charakter, natomiast obwód wyjściowy jest źródłem napięciowym ze względu na występujące w nim pojemności. Napięcie wejściowe prostownika może przyjmować trzy wartości odpowiadające poziomom napięciowym pojemnościowego dzielnika napięcia. Jeżeli łącznik tranzystorowy jest włączony, wtedy niezależnie od znaku prądu, napięcie wejściowe odniesione do punktu środkowego pojemnościowego dzielnika napięcia ma wartość zero. W przypadku gdy łącznik tranzystorowy jest wyłączony, napięcie wejściowe może przyjmować wartość u_{dc+} lub u_{dc-} . O tym, która z tych wartości napięcia wystąpi na wejściu przekształtnika decyduje znak prądu fazowego. Jeżeli prąd fazowy jest dodatni, wtedy włączone zostają diody D_{i1} i D_{i+} co powoduje pojawienie się napięcia u_{dc+} na wejściu przekształtnika. Ujemny prąd fazowy przewodzony jest przez diody D_{i2} i D_{i-} co powoduje pojawienie się napięcia u_{dc-} na wejściu przekształtnika. Działanie gałęzi przekształtnika, gdy tranzystor jest wyłączony, jest zdeterminowane przez zasadę ciągłości prądu indukcyjności wejściowej. W gałęzi prostownika Vienna występuje pojedynczy łącznik tranzystorowy, którego stan włączenia decyduje o poziomie napięcia wytwarzanego na wejściu tej

gałęzi. W działaniu gałęzi nie występują stany, które mogłyby doprowadzić do stanu zwarcia gałęzi tranzystorowo-diodowej. Wobec powyższego, prostownik Vienna nie wymaga stosowania mechanizmu czasu martwego. W idealnym przypadku, napięcia kondensatorów są równe i wynoszą $u_{dc}/2$. Przyjęcie założenia, że napięcia kondensatorów są równe, znacznie upraszcza syntezę algorytmu modulacji. W rzeczywistości napięcia kondensatorów nie są idealnie równe, występuje napięcie niezrównoważenia. Napięcie to powoduje deformację położenia bazowych wektorów przestrzennych prostownika Vienna. Algorytm modulacji powinien sprowadzać napięcie niezrównoważenia do możliwie małej wartości.

7.2.2. Model prostownika Vienna

Rysunek 7.2.2 przedstawia schemat zastępczy prostownika Vienna [R8].



Rys. 7.2.2. Schemat zastępczy prostownika Vienna

Do indukcyjności wejściowych poprzez matrycę diodowo-tranzystorową doprowadzane są napięcia kondensatorów wyjściowych a prądy fazowe do kondensatorów włączonych na wyjściu matrycy. Działanie matrycy diodowo-tranzystorowej modelowane jest za pomocą sterowanych, wzajemnie sprzężonych źródeł napięcia i prądu. Napięcia fazowe prostownika odniesione do potencjału punktu środkowego wyjściowego dzielnika pojemnościowego (rys. 7.2.1) opisuje równanie (7.2.1) [R8].

$$u_{sin} = (1 - s_i) [\text{sign}(i_i) u_{dc+} - (1 - \text{sign}(i_i)) u_{dc-}] \quad \text{dla } i \in \{a, b, c\} \quad (7.2.1)$$

gdzie: u_{Sin} - wartość chwilowa napięcia fazy i przekształtnika odniesionego do punktu środkowego N napięcia obwodu prądu stałego,
 s_i - stan łącznika tranzystorowego fazy i : $s_i = 1$ - łącznik tranzystorowy włączony, $s_i = 0$ - łącznik tranzystorowy wyłączony,
 u_{dc+} - wartość chwilowa napięcia dodatniego bieguna obwodu prądu stałego względem punktu środkowego N napięcia obwodu prądu stałego – napięcie kondensatora C_+ ,
 u_{dc-} - wartość chwilowa napięcia ujemnego bieguna obwodu prądu stałego względem punktu środkowego N napięcia obwodu prądu stałego – napięcie kondensatora C_- .

W rozważaniach zastosowano funkcję znaku o definicji danej wyrażeniem (7.2.2).

$$sign(x) = \begin{cases} 1 & \text{dla } x \geq 0 \\ 0 & \text{dla } x < 0 \end{cases} \quad (7.2.2)$$

7.2.2.1. Napięcia wejściowe w przypadku idealnego zrównoważenia napięć kondensatorów wyjściowych

Dla $u_{dc+} \approx u_{dc-}$ możemy przyjąć, że $u_{dc+} = u_{dc-} = \frac{u_{dc}}{2}$ wtedy napięcia dane zależnością (7.2.1) można opisać przybliżoną zależnością (7.2.3).

$$u_{Sin}^I = (1 - s_i)(2sign(i_i) - 1)\frac{u_{dc}}{2} \quad (7.2.3)$$

gdzie: u_{Sin}^I - wartość chwilowa napięcia fazy i przekształtnika odniesionego do punktu środkowego N napięcia obwodu prądu stałego, występująca w przypadku stanu równowagi napięć obwodu prądu stałego ($u_{dc+} = u_{dc-} = \frac{u_{dc}}{2}$).

Napięcia fazowe odniesione do potencjału zera sieci (4) otrzymujemy metodą składowych symetrycznych jako różnice napięć fazowych odniesionych do potencjału punktu wspólnego dzielnika pojemnościowego napięcia (rys. 7.2.1, rys. 7.2.2) i napięcia składowej zerowej $u_{S0} = u_{Nn}$.

$$u_{Si}^I = u_{Sin}^I - u_{Nn}^I \quad (7.2.4)$$

gdzie: u_{Si}^I - wartość chwilowa napięcia fazy i przekształtnika odniesionego do punktu neutralnego sieci N , występująca w przypadku stanu równowagi napięć obwodu prądu stałego.

u_{Nn}^I - wartość chwilowa napięcia punktu neutralnego sieci N względem punktu środkowego n napięcia obwodu prądu stałego, występująca w przypadku stanu równowagi napięć obwodu prądu stałego.

Uwzględniając uproszczenie (7.2.3) składową zerową napięć prostownika można wyrazić w postaci (7.2.5).

$$u_{Nn}^I = u_{s0}^I = \frac{1}{3}(u_{san} + u_{sbn} + u_{scn}) = \frac{1}{3}[(1-s_a)(2\text{sign}(i_a)-1) + (1-s_b)(2\text{sign}(i_b)-1) + (1-s_c)(2\text{sign}(i_c)-1)] \frac{u_{dc}}{2} \quad (7.2.5)$$

gdzie: u_{s0}^I - wartość chwilowa składowej zerowej napięć przekształtnika, występująca w przypadku stanu równowagi napięć obwodu prądu stałego.

W wyniku otrzymujemy zastępczy symetryczny generator napięć opisany równaniem (7.2.6). Napięcia u_{sa}, u_{sb}, u_{sc} generowane w wyniku działania łączników energoelektronicznych macrycy mają charakter impulsowy. Równanie (7.2.6) opisuje napięcia wejściowe prostownika odniesione do punktu neutralnego sieci zasilającej.

$$\begin{cases} u_{sa}^I = \{2(1-s_a)(2\text{sign}(i_a)-1) - [(1-s_b)(2\text{sign}(i_b)-1) + (1-s_c)(2\text{sign}(i_c)-1)]\} \frac{u_{dc}}{6} \\ u_{sb}^I = \{2(1-s_b)(2\text{sign}(i_b)-1) - [(1-s_a)(2\text{sign}(i_a)-1) + (1-s_c)(2\text{sign}(i_c)-1)]\} \frac{u_{dc}}{6} \\ u_{sc}^I = \{2(1-s_c)(2\text{sign}(i_c)-1) - [(1-s_a)(2\text{sign}(i_a)-1) + (1-s_b)(2\text{sign}(i_b)-1)]\} \frac{u_{dc}}{6} \end{cases} \quad (7.2.6)$$

W celu uzyskania interpretacji graficznej wektorów przestrzennych napięć dokonujemy transformacji napięć prostownika do układu współrzędnych $\alpha\beta$ (7.2.7). Macierz transformacji dana jest wyrażeniem (7.2.8).

$$\begin{bmatrix} u_{S\alpha}^I \\ u_{S\beta}^I \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta} \begin{bmatrix} u_{Sa}^I \\ u_{Sb}^I \\ u_{Sc}^I \end{bmatrix} \quad (7.2.7)$$

$$\mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (7.2.8)$$

W wyniku otrzymujemy składowe wektora przestrzennego napięć w nowym układzie współrzędnych (9), (10).

$$u_{S\alpha}^I = \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ (1-s_a)(2\text{sign}(i_a)-1) - \frac{1}{2}(1-s_b)(2\text{sign}(i_b)-1) + \right. \\ \left. - \frac{1}{2}(1-s_c)(2\text{sign}(i_c)-1) \right\} \frac{u_{dc}}{2} \quad (7.2.9)$$

$$u_{S\beta}^I = \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ 0(1-s_a)(2\text{sign}(i_a)-1) + \frac{\sqrt{3}}{2}(1-s_b)(2\text{sign}(i_b)-1) + \right. \\ \left. - \frac{\sqrt{3}}{2}(1-s_c)(2\text{sign}(i_c)-1) \right\} \frac{u_{dc}}{2} \quad (7.2.10)$$

gdzie: $u_{S\alpha}^I$, $u_{S\beta}^I$ - składowe wektora przestrzennego napięć prostownika w dwufazowym, stacjonarnym układzie współrzędnych, występujące w przypadku stanu równowagi napięć obwodu prądu stałego.

Składowe wektora przestrzennego napięć w postaci macierzowej opisuje wzór (7.2.11).

$$\begin{aligned}
\mathbf{u}_{S\alpha\beta}^I &= \begin{bmatrix} u_{S\alpha}^I \\ u_{S\beta}^I \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (1-s_a)(2\text{sign}(i_a)-1)\frac{u_{dc}}{2} \\ (1-s_b)(2\text{sign}(i_b)-1)\frac{u_{dc}}{2} \\ (1-s_c)(2\text{sign}(i_c)-1)\frac{u_{dc}}{2} \end{bmatrix} = \\
&= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{San} \\ u_{Sbn} \\ u_{Scn} \end{bmatrix} = \\
&= \frac{u_{dc}}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (1-s_a)(2\text{sign}(i_a)-1) \\ (1-s_b)(2\text{sign}(i_b)-1) \\ (1-s_c)(2\text{sign}(i_c)-1) \end{bmatrix} = \\
&= \frac{u_{dc}}{2} \mathbf{C}_{\mathbf{n} \rightarrow \alpha\beta} \begin{bmatrix} (1-s_a)(2\text{sign}(i_a)-1) \\ (1-s_b)(2\text{sign}(i_b)-1) \\ (1-s_c)(2\text{sign}(i_c)-1) \end{bmatrix} = \frac{u_{dc}}{2} \mathbf{C}_{\mathbf{n} \rightarrow \alpha\beta} \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} = \frac{u_{dc}}{2} \mathbf{C}_{\mathbf{n} \rightarrow \alpha\beta} \mathbf{D}
\end{aligned} \tag{7.2.11}$$

gdzie: $\mathbf{u}_{S\alpha\beta}^I$ - postać macierzowa wektora przestrzennego napięć prostownika w dwufazowym, stacjonarnym układzie współrzędnych, występująca w przypadku stanu równowagi napięć obwodu prądu stałego.

W wyrażeniach określających składowe $\alpha\beta$ wektora przestrzennego napięć (7.2.11) można wyodrębnić macierz konwersji układu współrzędnych $\mathbf{C}_{\alpha\beta}$ (7.2.8) oraz wyrażenia na napięcia fazowe odniesione do punktu środkowego dzielnika pojemnościowego (7.2.3). W równaniu (7.2.11) wprowadzono wektor stanu łączników tranzystorowo diodowych (7.2.12). Składowe wektora stanu łączników tranzystorowo diodowych zdefiniowane są równaniem (7.2.13), a zbiór ich wartości przedstawia wyrażenie (7.2.14).

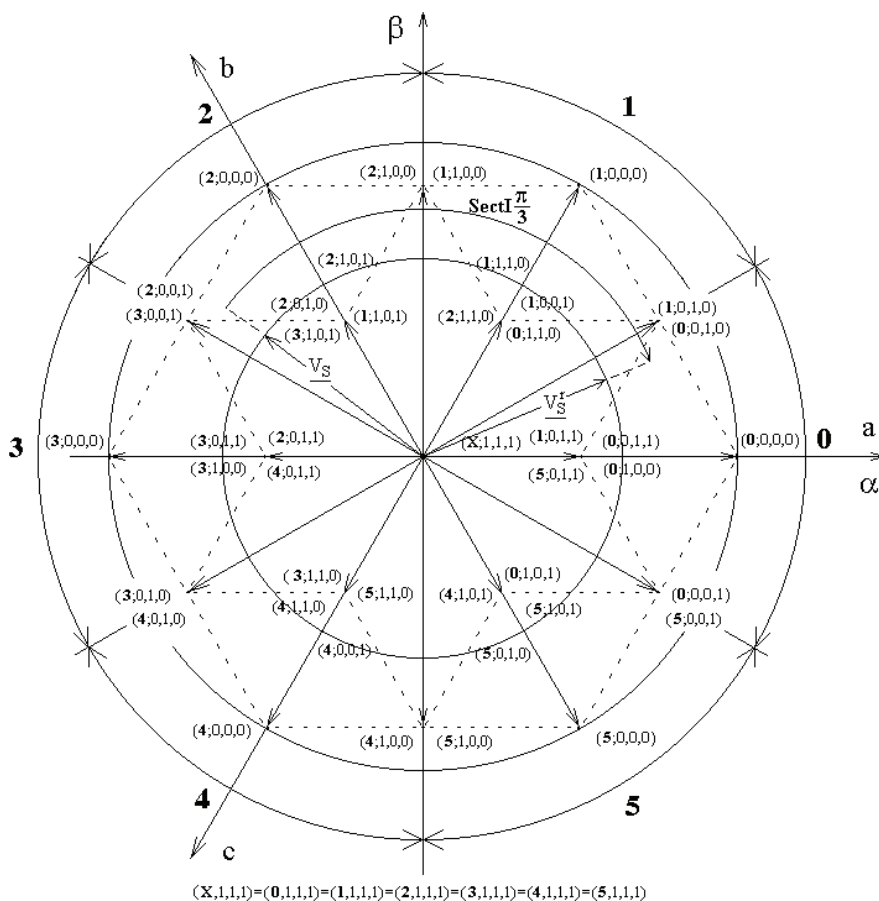
$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} \tag{7.2.12}$$

$$d_i = (1 - s_i)(2\text{sign}(i_i) - 1) \tag{7.2.13}$$

$$d_i \in \{-1, 0, 1\} \tag{7.2.14}$$

gdzie: $\mathbf{D}$ - macierz stanu łączników tranzystorowo-diodowych,
 d_i - składowa macierzy stanu łączników tranzystorowo-diodowych.

Przekształcenie napięć fazowych (7.2.6) do zastępczego stacjonarnego, dwufazowego układu współrzędnych (7.2.11) pozwala graficznie zilustrować położenie zbioru bazowych wektorów przestrzennych napięć. Zbiór bazowych wektorów przestrzennych napięć przedstawia graficznie rysunek 7.2.3.



Rys. 7.2.3. Bazowe wektory przestrzenne napięć prostownika Vienna ($Sect I, s_a, s_b, s_c$)

Można zdefiniować sześć odrębnych sektorów prądów, gdzie każdy sektor odpowiada odrębnemu zbiorowi znaków prądów fazowych (7.2.15).

$$SectI = \begin{cases} 0 & \text{for } sign(i_a)=1, sign(i_b)=0, sign(i_c)=0 \\ 1 & \text{for } sign(i_a)=1, sign(i_b)=1, sign(i_c)=0 \\ 2 & \text{for } sign(i_a)=0, sign(i_b)=1, sign(i_c)=0 \\ 3 & \text{for } sign(i_a)=0, sign(i_b)=1, sign(i_c)=1 \\ 4 & \text{for } sign(i_a)=0, sign(i_b)=0, sign(i_c)=1 \\ 5 & \text{for } sign(i_a)=1, sign(i_b)=0, sign(i_c)=1 \end{cases} \quad (7.2.15)$$

gdzie: $SectI$ - numer sektora prądów.

Tylko podzbiór ogólnego zbioru wektorów przestrzennych napięć jest aktywny w danej chwili czasu. Ten podzbiór odpowiada sektorowi prądów, w którym jest aktywny. Bazowe wektory przestrzenne napięć odpowiadające danemu sektorowi prądów tworzą sześciokąt foremny. Cecha ta jest użyteczna przy syntezie metody modulacji wektora przestrzennego napięć.

7.2.2.2. Obwody wyjściowe

Stan równowagi napięć wyjściowego dzielnika pojemnościowego zależy od wartości prądu (7.2.16) zasilającego punkt środkowy dzielnika.

$$i_n = s_a i_a + s_b i_b + s_c i_c \quad (7.2.16)$$

gdzie: i_n - wartość chwilowa prądu zasilającego punkt środkowy dzielnika napięcia obwodu prądu stałego.

Prądy zasilające dodatni i ujemny biegun obwodu prądu stałego opisują odpowiednio równania (7.2.17) i (7.2.18).

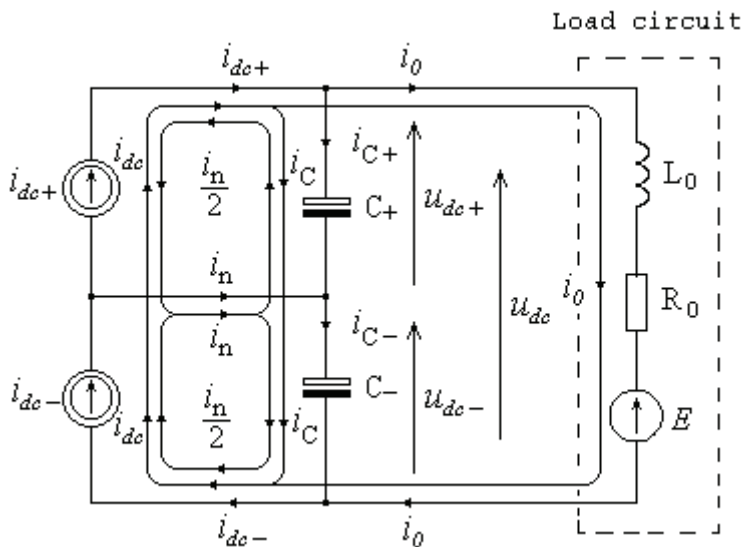
$$i_{dc+} = (1 - s_a)sign(i_a)i_a + (1 - s_b)sign(i_b)i_b + (1 - s_c)sign(i_c)i_c \quad (7.2.17)$$

$$i_{dc-} = -((1 - s_a)(1 - sign(i_a))i_a + (1 - s_b)(1 - sign(i_b))i_b + (1 - s_c)(1 - sign(i_c))i_c) \quad (7.2.18)$$

gdzie: i_{dc+} - wartość chwilowa prądu zasilającego dodatni biegun obwodu prądu stałego,

i_{dc-} - wartość chwilowa prądu zasilającego ujemny biegun obwodu prądu stałego.

Schemat zastępczy obwodów wyjściowych prostownika przedstawia rysunek 7.2.4.



Rys. 7.2.4. Schemat zastępczy obwodów wyjściowych prostownika Vienna I

Zmiany napięć kondensatorów C_+ , C_- , zależne od zasilających je prądów opisują równania od (7.2.19) do (7.2.26).

$$i_{C+} = i_{dc+} - i_0 \quad (7.2.19)$$

$$i_{C-} = i_{dc-} - i_0 \quad (7.2.20)$$

$$i_n = i_{dc-} - i_{dc+} \quad (7.2.21)$$

$$i_n = i_{C-} - i_{C+} \quad (7.2.22)$$

$$i_{C+} = C_+ \frac{du_{dc+}}{dt} \quad (7.2.23)$$

$$i_{C-} = C_- \frac{du_{dc-}}{dt} \quad (7.2.24)$$

$$\frac{du_{dc+}}{dt} = \frac{1}{C_+} (i_{dc+} - i_0) \quad (7.2.25)$$

$$\frac{du_{dc-}}{dt} = \frac{1}{C_-} (i_{dc-} - i_0) \quad (7.2.26)$$

gdzie: i_{C+} , i_{C-} - wartości chwilowe prądów kondensatorów dzielnika napięcia obwodu prądu stałego,

i_0 - wartość chwilowa prądu obciążenia obwodu prądu stałego,

i_n - wartość chwilowa prądu zasilającego punkt środkowy dzielnika napięcia obwodu prądu stałego.

Prądy kondensatorów można przedstawić w postaci dwóch składowych: i_C (7.2.27), która jest średnią arytmetyczną prądów kondensatorów i $i_n/2$ będącej połową różnicy prądów kondensatorów czyli połową prądu zasilającego punkt środkowy pojemnościowego dzielnika napięcia wyjściowego. Prądy kondensatorów można wtedy wyrazić za pomocą tych dwóch składowych (7.2.28), (7.2.29).

$$i_C = (i_{C+} + i_{C-})/2 \quad (7.2.27)$$

$$i_{C-} = i_C + i_n/2 \quad (7.2.28)$$

$$i_{C+} = i_C - i_n/2 \quad (7.2.29)$$

gdzie: i_C - średnia arytmetyczna wartości chwilowych prądów kondensatorów obwodu prądu stałego.

Napięcia kondensatorów wyjściowych można przedstawić w postaci sumy składowej stałej i składowej pulsacyjnej napięcia (7.2.30), (7.2.31).

$$\begin{aligned} u_{dc+} &= U_{dc}/2 + \Delta u_{dc+} = U_{dc}/2 + \frac{1}{C_+} \int_0^t i_{C+} dt = U_{dc}/2 + \frac{1}{C_+} \int_0^t (i_C - i_n/2) dt = \\ &= U_{dc}/2 + \frac{1}{C_+} \int_0^t i_C dt - \frac{1}{C_+} \int_0^t (i_n/2) dt \end{aligned} \quad (7.2.30)$$

$$\begin{aligned} u_{dc-} &= U_{dc}/2 + \Delta u_{dc-} = U_{dc}/2 + \frac{1}{C_-} \int_0^t i_{C-} dt = U_{dc}/2 + \frac{1}{C_-} \int_0^t (i_C + i_n/2) dt = \\ &= U_{dc}/2 + \frac{1}{C_-} \int_0^t i_C dt + \frac{1}{C_-} \int_0^t (i_n/2) dt \end{aligned} \quad (7.2.31)$$

gdzie: U_{dc} - wartość średnia napięcia obwodu prądu stałego.

Składowa pulsacyjna zależy od całki z prądów i_C i i_n , czyli od zmian ładunków kondensatorów (7.2.32), (7.2.33).

$$\Delta q_C = \int_0^t i_C dt \quad (7.2.32)$$

$$\Delta q_n = \int_0^t (i_n/2) dt \quad (7.2.33)$$

gdzie: Δq_C - zmiana wartości ładunku wywołana składową i_C prądu kondensatorów,

Δq_n - zmiana wartości ładunku wywołana składową $i_n / 2$ prądu kondensatorów.

Napięcie wyjściowe jest sumą napięć kondensatorów (7.2.34).

$$\begin{aligned} u_{dc} &= u_{dc+} + u_{dc-} = U_{dc} + \left(\frac{1}{C_+} + \frac{1}{C_-} \right) \Delta q_C + \left(\frac{1}{C_-} - \frac{1}{C_+} \right) \Delta q_n = \\ &= U_{dc} + \frac{C_+ + C_-}{C_+ C_-} \Delta q_C + \frac{C_+ - C_-}{C_+ C_-} \Delta q_n \end{aligned} \quad (7.2.34)$$

Jeżeli pojemności kondensatorów są równe (7.2.35), wówczas napięcie wyjściowe (7.2.36) nie zależy od zmiany ładunku Δq_n .

$$\text{Dla } C_+ = C_- = 2C \quad (7.2.35)$$

$$\Rightarrow u_{dc}|_{C_+=C_-=2C} = U_{dc} + \frac{1}{C} \Delta q_C = U_{dc} + \frac{1}{C} \int_0^t i_C dt \quad (7.2.36)$$

Składowa pulsacyjna zależy od pojemności C i prądu i_C . W podobny sposób jak prądy kondensatorów (7.2.28), (7.2.29) można przedstawić prądy zasilające bieguny obwodu prądu stałego i_{dc+} i i_{dc-} . Prąd i_{dc} jest zdefiniowany jako średnia arytmetyczna prądów i_{dc+} i i_{dc-} (7.2.37). Wtedy prądy sterowanych źródeł prądowych są opisane zależnościami (7.2.38), (7.2.39) i spełnione jest równanie (7.2.40).

$$i_{dc} = (i_{dc+} + i_{dc-}) / 2 \quad (7.2.37)$$

$$i_{dc-} = i_{dc} + i_n / 2 \quad (7.2.38)$$

$$i_{dc+} = i_{dc} - i_n / 2 \quad (7.2.39)$$

$$i_{dc} = i_C + i_0 \quad (7.2.40)$$

gdzie: i_{dc} - średnia arytmetyczna prądów zasilających bieguny obwodu prądu stałego.

Schemat zastępczy, użyteczny przy wyznaczaniu pulsacji napięcia wyjściowego w przypadku równych wartości pojemności (7.2.35) i prądów zdefiniowanych równaniami (7.2.27) i (7.2.37), ilustruje rysunek 7.2.5. W przypadku równych pojemności, zmiany całkowitego napięcia wyjściowego u_{dc} nie zależą od prądu i_n pomimo zmian napięć poszczególnych kondensatorów powodowanych tym prądem. Napięcie niezrównoważenia wyjściowego dzielnika napięcia jest różnicą napięć kondensatorów (7.2.41).

$$\delta u_{dc} = u_{dc+} - u_{dc-} = \frac{1}{C_+} \int_0^t i_C dt - \frac{1}{C_+} \int_0^t (i_n / 2) dt - \left(\frac{1}{C_-} \int_0^t i_C dt + \frac{1}{C_-} \int_0^t (i_n / 2) dt \right) \quad (7.2.41)$$

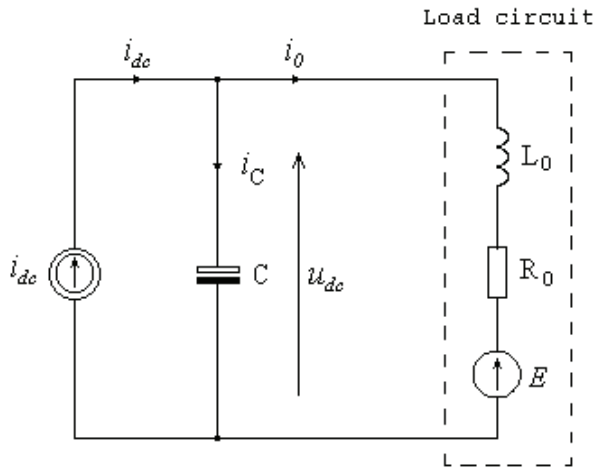
gdzie: δu_{dc} - różnica napięć kondensatorów obwodu prądu stałego.

W przypadku równych pojemności kondensatorów dzielnika (7.2.35), równania (7.2.41) można uprościć do postaci (7.2.42).

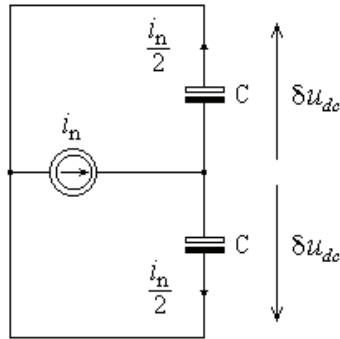
$$\delta u_{dc} \big|_{C_+=C_-=2C} = -\frac{1}{C} \int_0^t (i_n / 2) dt = -\frac{1}{2C} \int_0^t i_n dt \quad (7.2.42)$$

gdzie: $\delta u_{dc} \big|_{C_+=C_-=2C}$ - różnica napięć kondensatorów obwodu prądu stałego dla przypadku równych pojemności dzielnika napięcia obwodu prądu stałego.

Napięcie niezrównoważenia zależy od prądu i_n i jest odwrotnie proporcjonalne do pojemności C pomnożonej przez dwa. Schematy zastępcze, użyteczne przy określaniu pulsacji napięcia wyjściowego i wyjściowego napięcia niezrównoważenia przedstawiają, odpowiednio, rysunki 7.2.5 i 7.2.6.



Rys. 7.2.5. Schemat zastępczy do określania pulsacji napięcia wyjściowego



Rys. 7.2.6. Schemat zastępczy do określania napięcia niezrównoważenia dzielnika napięcia

7.2.2.3. Wpływ niezrównoważenia napięć kondensatorów wyjściowych na napięcia wejściowe

Prąd wpływający do punktu środkowego pojemnościowego dzielnika napięcia (7.2.22) powoduje nierównowagę napięć kondensatorów wyjściowych (7.2.26), (7.2.27). To niezrównoważenie powoduje odkształcenie napięcia wyjściowego, a więc zmianę w układzie bazowych wektorów przestrzennych napięcia, i w rezultacie odkształcenie prądu.

Napięcie niezrównoważenia kondensatorów wyjściowych jest zdefiniowane zależnością (7.2.43). Wtedy napięcia kondensatorów możemy przedstawić równaniami (7.2.44) i (7.2.45).

$$\delta u_{dc} = u_{dc+} - u_{dc-} \quad (7.2.43)$$

$$u_{dc+} = (u_{dc} + \delta u_{dc}) / 2 \quad (7.2.44)$$

$$u_{dc-} = (u_{dc} - \delta u_{dc}) / 2 \quad (7.2.45)$$

Podstawiając wyrażenia (7.2.43) i (7.2.44) do (7.2.1) a następnie obliczając napięcia fazowe prostownika oraz dokonując transformacji napięć fazowych do układu dwufazowego stacjonarnego możemy prześledzić propagację napięcia niezrównoważenia kondensatorów wyjściowych. Napięcia realizowane przez prostownik będą przedstawiane w postaci sumy składowej odpowiadającej idealnemu zrównoważeniu napięć kondensatorów wyjściowych oznaczanej indeksem górnym I oraz składowej proporcjonalnej do napięcia niezrównoważenia kondensatorów wyjściowych oznaczanej symbolem δ poprzedzającym symbol napięcia, którego dany błąd dotyczy. Określenie błąd

będzie stosowane nie w sensie metrologicznej niepewności pomiarowej lecz jako błąd sterowania czyli różnica wartości otrzymywanej i wartości oczekiwanej.

$$\begin{aligned}
 u_{Sin} &= \frac{1-s_i}{2} [\text{sign}(i_i)(u_{dc} + \delta u_{dc}) - (1 - \text{sign}(i_i))(u_{dc} - \delta u_{dc})] = \\
 &= (1-s_i)(2\text{sign}(i_i)-1)\frac{u_{dc}}{2} + \frac{1-s_i}{2}\delta u_{dc}
 \end{aligned} \tag{7.2.46}$$

dla $i \in \{a, b, c\}$

$$u_{Sin} = u_{Sin}^I + \delta u_{Sin} \tag{7.2.47}$$

$$\delta u_{Sin} = \frac{1-s_i}{2} \delta u_{dc} \tag{7.2.48}$$

gdzie: δu_{Sin} - wartość chwilowa błędu napięcia przekształtnika powodowanego niezrównoważeniem napięć kondensatorów obwodu prądu stałego.

Błędy napięć fazowych odniesionych do punktu neutralnego dzielnika pojemnościowego (7.2.48) zależą od wartości napięcia niezrównoważenia i stanu łącznika tranzystorowego danej fazy, natomiast nie zależą od sektora prądów. Równania od (7.2.49) do (7.2.51) przedstawiają wpływ błędu niezrównoważenia napięć wyjściowych na wartość składowej zerowej napięć wejściowych.

$$\begin{aligned}
 u_{Nn} &= u_{S0} = \frac{1}{3}(u_{San} + u_{Sbn} + u_{Scn}) = \\
 &= \frac{1}{3}(u_{San}^I + u_{Sbn}^I + u_{Scn}^I) + \frac{1}{3}(\delta u_{San} + \delta u_{Sbn} + \delta u_{Scn}) = \\
 &= \frac{1}{3}[(1-s_a)(2\text{sign}(i_a)-1) + (1-s_b)(2\text{sign}(i_b)-1) + \\
 &\quad + (1-s_c)(2\text{sign}(i_c)-1)]\frac{u_{dc}}{2} + \frac{1}{3}[3-(s_a + s_b + s_c)]\frac{\delta u_{dc}}{2}
 \end{aligned} \tag{7.2.49}$$

$$u_{Nn} = u_{S0} = u_{S0}^I + \delta u_{S0} \tag{7.2.50}$$

$$\delta u_{S0} = \frac{1}{3}[3-(s_a + s_b + s_c)]\frac{\delta u_{dc}}{2} \tag{7.2.51}$$

gdzie: δu_{S0} - wartość chwilowa błędu składowej zerowej napięcia przekształtnika powodowanego niezrównoważeniem napięć kondensatorów obwodu prądu stałego.

Napięcia wejściowe odniesione do potencjału punktu neutralnego sieci opisują równania (7.2.52) i (7.2.53).

$$u_{Si} = u_{Sin} - u_{S0} = u_{Sin}^I + \delta u_{Sin} - (u_{S0}^I + \delta u_{S0}) = u_{Sin}^I - u_{S0}^I + (\delta u_{Sin} - \delta u_{S0}) \quad (7.2.52)$$

$$u_{Si} = u_{Si}^I + \delta u_{Si} \quad (7.2.53)$$

Wartość błędu będącego skutkiem występowania niezrównoważenia napięć wyjściowych wyznaczamy na podstawie równania (7.2.54).

$$\begin{aligned} \delta u_{Si} &= \delta u_{Sin} - \delta u_{S0} = \frac{1-s_i}{2} \delta u_{dc} - \frac{1}{3} [3 - (s_a + s_b + s_c)] \frac{\delta u_{dc}}{2} = \\ &= \left[\frac{1}{3} (s_a + s_b + s_c) - s_i \right] \frac{\delta u_{dc}}{2} = (s_a + s_b + s_c - 3s_i) \frac{\delta u_{dc}}{6} \end{aligned} \quad (7.2.54)$$

Równania (7.2.55) i (7.2.56) przedstawiają odpowiednio napięcia fazowe odniesione do potencjału punktu neutralnego sieci oraz wartości błędów tych napięć występujące w przypadku niezrównoważonych napięć kondensatorów wyjściowych.

$$\begin{cases} u_{Sa} = u_{Sa}^I + \delta u_{Sa} \\ u_{Sb} = u_{Sb}^I + \delta u_{Sb} \\ u_{Sc} = u_{Sc}^I + \delta u_{Sc} \end{cases} \quad (7.2.55)$$

$$\begin{aligned} \delta u_{Sa} &= (s_b + s_c - 2s_a) \frac{\delta u_{dc}}{6} \\ \delta u_{Sb} &= (s_c + s_a - 2s_b) \frac{\delta u_{dc}}{6} \\ \delta u_{Sc} &= (s_a + s_b - 2s_c) \frac{\delta u_{dc}}{6} \end{aligned} \quad (7.2.56)$$

Można zauważyć, że błędy napięć mają wartości zerowe dla wektorów, których funkcje stanu łączników są samymi jedynkami (wszystkie tranzystory włączone – wektor zerowy) oraz dla wektorów, których funkcje stanu łączników są samymi zerami (wszystkie tranzystory wyłączane – wektory o największej wartości modułu). Przy zmianie układu współrzędnych z układu trójfazowego do układu dwufazowego nieruchomego $\alpha\beta$, błędy napięć podlegają takim samym transformacjom jak napięcia idealne (7.2.57), (7.2.58). W wyniku powstaje układ wektorów przestrzennych napięć idealnych (7.2.11) (rys. 7.2.3) i układ wektorów przestrzennych błędów napięć fazowych prostownika (7.2.59) (rys. 7.2.7).

$$\mathbf{u}_{S\alpha\beta} = \mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta} \mathbf{u}_{S\mathbf{n}} = \mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta} (\mathbf{u}_{S\mathbf{n}}^I + \delta \mathbf{u}_{S\mathbf{n}}) \quad (7.2.57)$$

$$\begin{cases} u_{S\alpha} = u_{S\alpha}^I + \delta u_{S\alpha} \\ u_{S\beta} = u_{S\beta}^I + \delta u_{S\beta} \end{cases} \quad (7.2.58)$$

$$\delta \mathbf{u}_{S\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \delta u_{S\alpha} \\ \delta u_{S\beta} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta} \begin{bmatrix} \delta u_{S_a} \\ \delta u_{S_b} \\ \delta u_{S_c} \end{bmatrix} = -\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \left(s_a - \frac{1}{2}s_b - \frac{1}{2}s_c \right) \frac{\delta u_{dc}}{2} \\ \left(\frac{\sqrt{3}}{2}s_b - \frac{\sqrt{3}}{2}s_c \right) \frac{\delta u_{dc}}{2} \end{bmatrix} = \quad (7.2.59)$$

$$= -\frac{\delta u_{dc}}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} = -\frac{\delta u_{dc}}{2} \mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta} \mathbf{S}$$

gdzie: $\mathbf{u}_{S\alpha\beta}$ - postać macierzowa wektora przestrzennego napięć prostownika w dwufazowym, stacjonarnym układzie współrzędnych.

Ostatecznie wektor przestrzenny napięć wejściowych można przedstawić w postaci (7.2.60).

$$\mathbf{u}_{S\alpha\beta} = \mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta} \mathbf{u}_{S\mathbf{n}} = \mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta} (\mathbf{u}_{S\mathbf{n}}^I + \delta \mathbf{u}_{S\mathbf{n}}) = \frac{1}{2} \mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta} (u_{dc} \mathbf{D} - \delta u_{dc} \mathbf{S}) \quad (7.2.60)$$

Przy czym:

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} \quad (7.2.61)$$

$$d_i = (1 - s_i)(2\text{sign}(i_i) - 1) \quad (7.2.62)$$

$$d_i \in \{-1, 0, 1\} \quad (7.2.63)$$

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} \quad (7.2.64)$$

gdzie: $\mathbf{S}$ - wektor stanu łączników tranzystorowych.

Równanie (7.2.60) przedstawia wektor przestrzenny napięć opisany w stacjonarnym, dwufazowym układzie współrzędnych $\alpha\beta$ [R13, R15]. Wektor stanu energoelektronicznych łączników tranzystorowo-diodowych **D** odpowiada za wytworzenie składowej wektora przestrzennego napięć odpowiadającej idealnemu zrównoważeniu napięć kondensatorów wyjściowych. Wektor stanu łączników tranzystorowych **S** odpowiada za wytworzenie składowej błędu wektora przestrzennego napięć.

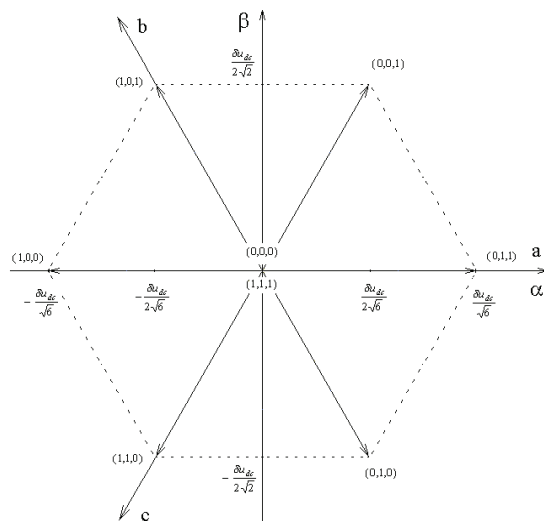
Odształcenie wektora przestrzennego napięć, powodowane napięciem niezrównoważenia, nie zależy od sektora prądów. Tabela 7.2.2 zawiera składowe α , β odształcenia wektora przestrzennego napięć.

Tabela 7.2.2.

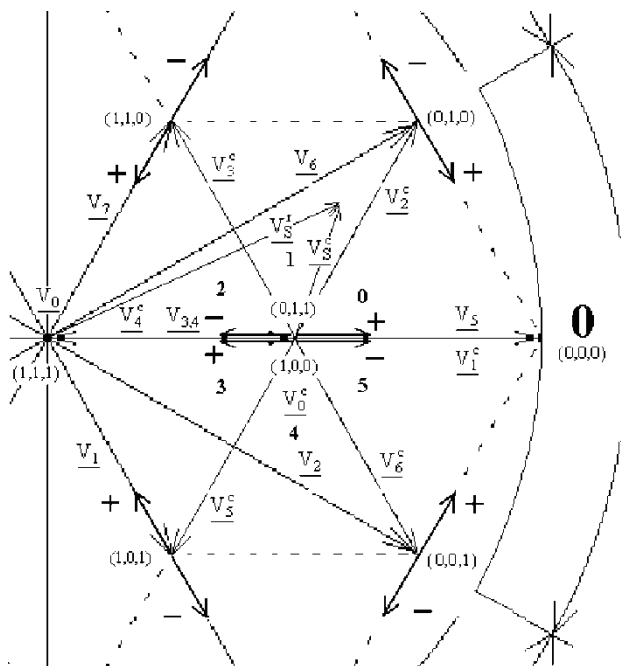
Odształcenie wektora przestrzennego napięć (składowe α , β) w zależności od funkcji stanu łączników tranzystorowych

$\mathbf{s} = [s_a, s_b, s_c]$ i_n	000 0	001 i_c	010 i_b	100 i_a	011 $-i_a$	101 $-i_b$	110 $-i_c$	111 0
$\delta u_{s\alpha}$	0	$\frac{\delta u_{dc}}{2\sqrt{6}}$	$\frac{\delta u_{dc}}{2\sqrt{6}}$	$-\frac{\delta u_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{\delta u_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\delta u_{dc}}{2\sqrt{6}}$	$-\frac{\delta u_{dc}}{2\sqrt{6}}$	0
$\delta u_{s\beta}$	0	$\frac{\delta u_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$-\frac{\delta u_{dc}}{2\sqrt{2}}$	0	0	$\frac{\delta u_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$-\frac{\delta u_{dc}}{2\sqrt{2}}$	0

Rysunek 7.2.7 przedstawia graficznie otrzymane wektory o które odształca się wektor przestrzenny napięć. Przedstawione na rysunku kierunki wektorów odpowiadają dodatniej wartości napięcia niezrównoważenia kondensatorów wyjściowych.



Rys. 7.2.7. Wektor nierównoważenia wektorów przestrzennych napęcia



Rys. 7.2.8. Deformacja sześciokąta bazowych wektorów przestrzennych napięć aktywnych w danym sektorze prądów

Odształcenie wektora przestrzennego napięć powoduje deformację sześciokąta bazowych wektorów przestrzennych (rys. 7.2.8). Dlatego jest istotne zapobieganie nierównoważeniu napięć kondensatorów wyjściowych. Nierównoważenie napięć

kondensatorów powoduje przesunięcie sześciu spośród ośmiu bazowych wektorów przestrzennych napięć odpowiadających danemu sektorowi prądów. Odształcenie zbioru bazowych wektorów przestrzennych napięć wywołuje odształcenia prądów fazowych. Efekt ten powinien być wzięty pod uwagę przy syntezie algorytmu sterowania. Istnieją dwa sposoby zabezpieczenia układu przed wpływem tej deformacji. Pierwszy polega na zapobieganiu wystąpienia stanu niezrównoważenia napięć kondensatorów wyjściowych. Drugi na uwzględnieniu deformacji przestrzeni wektorów bazowych wynikającej z napięcia niezrównoważenia w algorytmie modulacji.

Pierwsza możliwość jest realizowana poprzez wybór odpowiedniego centralnego wektora przestrzennego. Tylko wektory centralne sześciokąta posiadają dwie realizacje: pierwszą z jednym włączonym łącznikiem tranzystorowym i drugą, z włączonymi dwoma komplementarnym do poprzedniej realizacji tranzystorami. Pozostałe bazowe wektory przestrzenne napięć nie są nadmiarowe. Wektory centralne są nadmiarowe i różnią się od siebie znakiem odpowiadającego im prądu zasilającego punkt środkowy dzielnika pojemnościowego. Ta właściwość jest wykorzystywana do równoważenia napięć kondensatorów wyjściowych. Wektor centralny realizowany poprzez włączenie dwóch tranzystorów posiada realizacje również w sąsiednich sektorach prądów.

Druga ewentualność jest bardziej złożona. W tym przypadku chcemy uzyskać nieodkształcony przebieg prądu pomimo występowania napięcia niezrównoważenia. Wtedy odształcenie wektorów przestrzennych napięć musi być wzięte pod uwagę w algorytmie modulacji. Jest to zadanie dosyć złożone, w stosunku do prostoty, która jest główną zaletą zaproponowanej metody modulacji. Dlatego zdecydowano się zastosować pierwszą metodę.

7.2.3. Metoda modulacji wektora przestrzennego napięć

W przypadku modulacji wektora przestrzennego napięć, uśredniony wektor przestrzenny napięć jest czasową superpozycją podzbioru bazowych wektorów przestrzennych. Wierzchołek uśrednionego wektora musi leżeć wewnątrz wielokąta zdefiniowanego przez końce bazowych wektorów przestrzennych napięć należących do podzbioru użytego w danym kroku modulacji. Algorytm modulacji określa podzbiór bazowych wektorów przestrzennych napięć (podzbiór ten składa się zwykle z trzech wektorów składowych), które mają zostać użyte w danym kroku modulacji, a następnie wyznacza czas aktywności dla każdego składowego bazowego wektora przestrzennego.

Rysunek 7.2.9 przedstawia przekształcenia układu współrzędnych stosowane w zaproponowanej metodzie modulacji [R9, R12, R15, R16]. Obrót wektora przestrzennego napięć o kąt $(7.2.65)$, będący iloczynem numeru sektora prądów i kąta $\pi/3$, określającego szerokość sektora prądów, przekształca położenie bieżącego zbioru wektorów na położenie odpowiadające zerowemu sektorowi prądów.

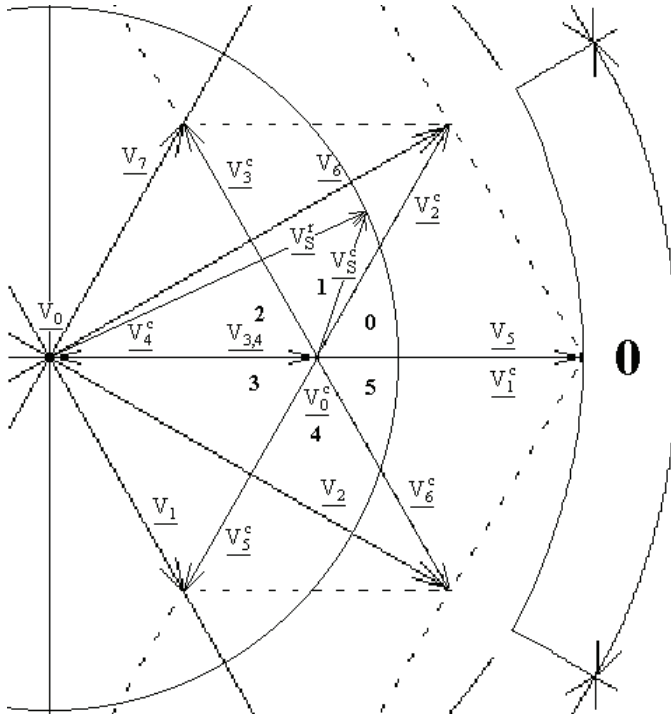
$$\underline{V}_s^r = \underline{V}_s e^{-j \text{SectI} \frac{\pi}{6}} \quad (7.2.65)$$

$$\underline{V}_s = \underline{V}_s^r e^{j \text{SectI} \frac{\pi}{6}} \quad (7.2.66)$$

$$\text{SectI} = 0, 1, \dots, 5.$$

gdzie: $\underline{V}_s$ - wartość zadana wektora przestrzennego napięć przekształtnika,

$\underline{V}_s^r$ - wartość zadana wektora przestrzennego napięć przekształtnika po rotacji do układu podstawowego, odpowiadającego zerowemu sektorowi prądów.



Rys. 7.2.9. Przekształcenia układu współrzędnych wektora przestrzennego napięć prostownika Vienna

Jeżeli przeanalizujemy pracę przekształtnika w pojedynczym sektorze prądów to stwierdzimy, że w tym zakresie każda z faz przekształtnika zachowuje się jak układ dwupoziomowy, podaje na wejście AC dwa poziomy napięcia. W przypadku faz o dodatnim prądzie fazowym są to napięcia o wartości 0 i $u_{dc}/2$ oraz 0 i $-u_{dc}/2$ dla faz, których prąd jest ujemny. Dlatego zbiór bazowych wektorów przestrzennych napięć prostownika Vienna, osiągalnych w danym sektorze prądów, tworzy sześciokąt i jest w tym względzie analogiczny do zbioru dwupoziomowego przekształtnika napięciowego. Przemieszczenie sześciokąta

wynika odmiennych poziomów napięć realizowanych w przypadku prądów o różnym znaku.

Proponowana metoda oparta jest na przekształceniach układów współrzędnych i wykorzystuje standardowy algorytm modulacji wektora przestrzennego napięć, powszechnie używany w przypadku przekształtnika napięciowego o dwupoziomowym napięciu, jako część algorytmu modulacji. Prosta analogia dotycząca położenia geometrycznego bazowych wektorów przestrzennych napięć prowadzi do zastosowania klasycznej metody modulacji wektora przestrzennego napięć, powszechnie używanej w przypadku dwupoziomowego, napięciowego przekształtnika PWM, jako modułu w algorytmie modulacji prostownika Vienna. Przesunięcie początku układu współrzędnych do środka sześciokąta (7.2.67) przekształca wektory przestrzenne w zbiór podobny geometrycznie do odpowiadającego przekształtnikowi napięciowemu o dwupoziomowym napięciu wejściowym. Właściwość ta jest podstawą proponowanej metody modulacji wektora przestrzennego napięć. To podobieństwo geometryczne będzie wykorzystane w bloku obliczania czasów trwania wektorów bazowych układu modulatora wektora przestrzennego napięć.

$$\underline{V_s^c} = \underline{V_s^r} - \underline{V_{3,4}} \quad (7.2.67)$$

$$\underline{V_s^r} = \underline{V_{3,4}} + \underline{V_s^c} \quad (7.2.68)$$

gdzie: $\underline{V_s^c}$ - wartość zadana wektora przestrzennego napięć przekształtnika po rotacji do układu podstawowego, odpowiadającego zerowemu sektorowi prądów i przesunięciu początku układu współrzędnych do środka sześciokąta bazowych wektorów przestrzennych napięć aktywnych w bieżącym sektorze prądów.

$\underline{V_{3,4}}$ - wektor translacji układu współrzędnych.

Tabela 7.2.1 podsumowuje realizację bazowych wektorów przestrzennych napięć w poszczególnych sektorach prądów.

Tabela 7.2.1.

Funkcje stanu łączników elektronicznych: $\mathbf{S}$ i prąd i_n

$IndV$ $SectI$	$\frac{V_1^c}{0}$	$\frac{V_2^c}{1}$	$\frac{V_3^c}{2}$	$\frac{V_4^c}{3}$	$\frac{V_5^c}{4}$	$\frac{V_6^c}{5}$	$\frac{V_{01}^c}{6}$	$\frac{V_{02}^c}{7}$
0	000 0	010 i_b	110 $-i_c$	111 0	101 $-i_b$	001 i_c	011 $-i_a$	100 i_a
1	000 0	100 i_a	101 $-i_b$	111 0	011 $-i_a$	010 i_b	110 $-i_c$	001 i_c
2	000 0	001 i_c	011 $-i_a$	111 0	110 $-i_c$	100 i_a	101 $-i_b$	010 i_b
3	000 0	010 i_b	110 $-i_c$	111 0	101 $-i_b$	001 i_c	011 $-i_a$	100 i_a
4	000 0	100 i_a	101 $-i_b$	111 0	011 $-i_a$	010 i_b	110 $-i_c$	001 i_c
5	000 0	001 i_c	011 $-i_a$	111 0	110 $-i_c$	100 i_a	101 $-i_b$	010 i_b

$$\mathbf{s} = [s_a, s_b, s_c] \quad i_n$$

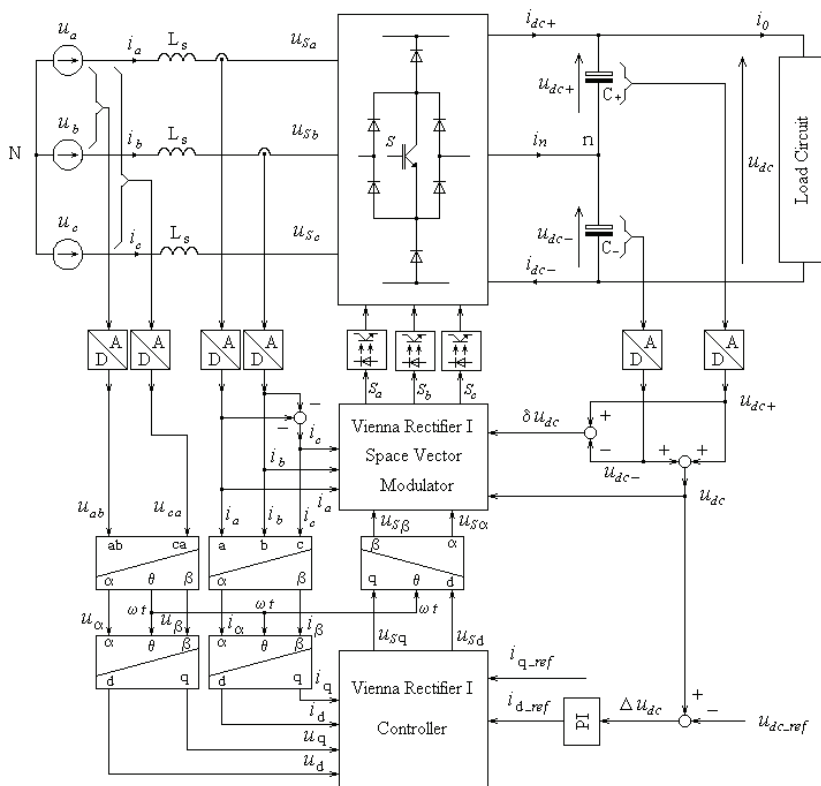
Tabela zawiera stany łączników tranzystorowych odpowiadające realizacji określonego bazowego wektora przestrzennego napięć w danym sektorze prądów i wartości prądu zasilającego punkt środkowy pojemnościowego dzielnika napięcia odpowiadający danej realizacji wektora przestrzennego.

7.2.4. Układ sterowania

Schemat blokowy prostownika Vienna przedstawia rysunek 7.2.10.

Część sterująca składa się ze zbioru podukładów:

- 1) interfejsu – przetworniki analogowo-cyfrowe przekształcające sygnały pomiarowe analogowe na cyfrowe i transoptory przekazujące cyfrowe sygnały sterujące generowane przez układ sterowania do bramek tranzystorów obwodu silnoprądowego przy zachowaniu ich wzajemnej izolacji galwanicznej,
- 2) systemu przekształceń układu współrzędnych – przekształca sygnały trójfazowych napięć i prądów do dwufazowego wirującego układu współrzędnych dq oraz wyjściowy sygnał odniesienia wektora przestrzennego napięć do dwufazowego stacjonarnego układu współrzędnych $\alpha\beta$,
- 3) regulatora napięcia stałego – składa się z regulatora napięcia wyjściowego oraz układu odejmującego do wyznaczania napięcia niezrównoważenia oraz sumatora do wyznaczania napięcia wyjściowego na podstawie napięć kondensatorów dzielnika,

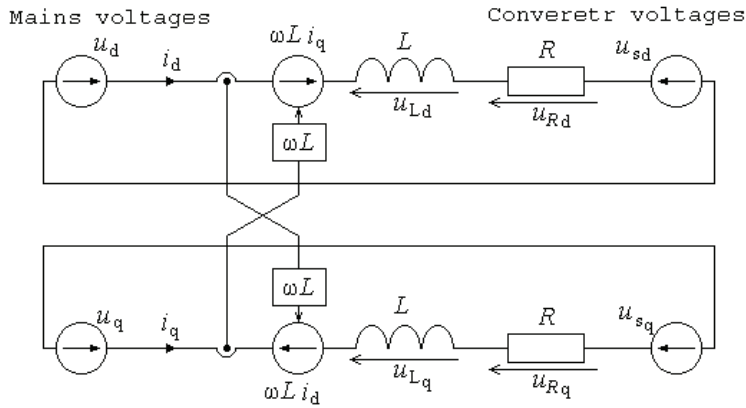


Rys. 7.2.10. Schemat blokowy układu sterowania prostownika Vienna

- 4) układu sterowania – wyznacza wartości zadane napięć wejściowych prostownika reprezentowane wektorem przestrzennym w wirującym układzie dwufazowym dq,
- 5) modulatora przestrzennego napięć – wytwarza na swoim wyjściu sekwencje czasowe sygnałów sterujących łączniki tranzystorowe prostownika.

Podukład interfejsu dokonuje pomiaru dwóch napięć międzyfazowych i dwóch prądów fazowych po stronie AC oraz napięć kondensatorów po stronie DC i wyniki pomiarów przetwarza na postać cyfrową. Następnie, podukład przekształceń układu współrzędnych przekształca sygnały napięć międzyfazowych i prądów fazowych na wartości odpowiednie dla dwufazowego, wirującego układu współrzędnych dq. Podukład regulatora napięcia stałego wytwarza sygnał napięcia niezrównoważenia i sygnał napięcia wyjściowego. Sygnał napięcia niezrównoważenia wykorzystywany jest przez układ modulatora wektora przestrzennego napięć. Sygnał napięcia wyjściowego jest sygnałem sprzężenia zwrotnego pętli regulacji tego napięcia. Prostownik stabilizuje napięcie wyjściowe obwodu prądu stałego. Regulator proporcjonalno-całkujący PI wyznacza wartość składowej czynnej sygnału odniesienia wektora przestrzennego prądów i_d .

Wartość składowej biernej sygnału odniesienia wektora przestrzennego prądów i_q jest przyjmowana w sposób arbitralny i zwykle ma wartość zero. Podukład sterownika wytwarza na swoim wyjściu sygnał odniesienia wektora przestrzennego napięć zgodnie z algorytmem sterowania, który zostanie przedstawiony poniżej. Następnie wektor przestrzenny napięć wejściowych jest przekształcony do dwufazowego, stacjonarnego układu współrzędnych α, β . Modulator wektora przestrzennego napięć wytwarza na wyjściu sekwencję czasową sygnałów stanu łączników tranzystorowych. Algorytm modulatora jest względnie złożony. Dlatego będzie szczegółowo wyjaśniony w dalszej części pracy. Rysunek 7.2.11 przedstawia schemat zastępczy prostownika w dwufazowym, wirującym układzie współrzędnych dq.



Rys. 7.2.11. Schemat zastępczy obwodów wejściowych prostownika Vienna w dwufazowym wirującym układzie współrzędnych dq

Ten schemat zastępczy jest podstawą dla syntezy sterownika. Algorytm sterowania wynika bezpośrednio ze schematu z rysunku 7.2.11. Podukład sterownika realizuje algorytm opisany równaniami od (7.2.69) do (7.2.72).

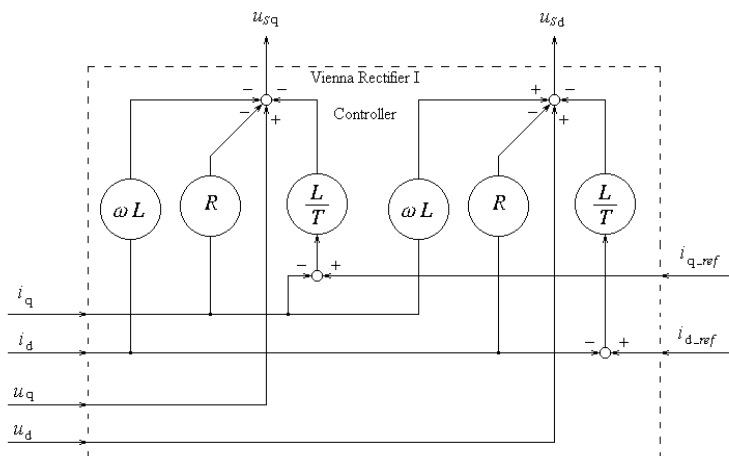
$$\Delta i_d = i_{d\_ref} - i_d \quad (7.2.69)$$

$$\Delta i_q = i_{q\_ref} - i_q \quad (7.2.70)$$

$$u_{sd} = u_d + \omega L i_q - R i_d - L \frac{\Delta i_d}{T} \quad (7.2.71)$$

$$u_{sq} = u_q - \omega L i_d - R i_q - L \frac{\Delta i_q}{T} \quad (7.2.72)$$

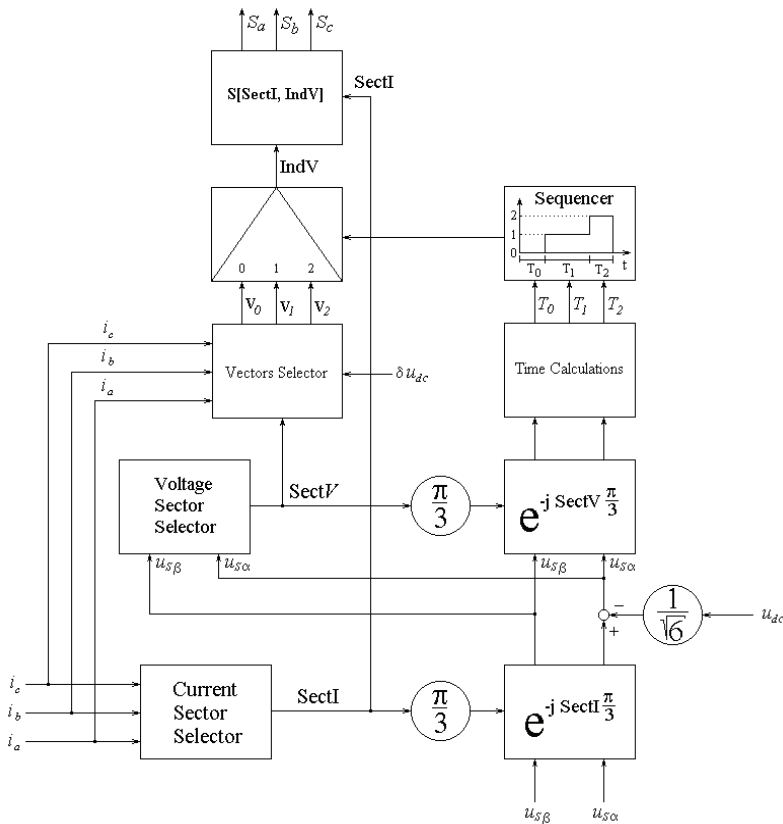
W przypadku wektora prądów idealnie realizującego wektor odniesienia, różnice aproksymujące pochodne w wyrażeniach (7.2.71) i (7.2.72) mają zerowe wartości. Jeżeli pojawia się błąd regulacji prądu, wtedy różnice aproksymujące pochodne mogą być traktowane jako składowa wektora napięć odpowiadająca za korekcję prądu. Prostownik próbuje wytworzyć taką wartość wektora korekcji, aby dodana do wartości wektora obliczonego dla bieżącego wektora prądów sprowadzała błąd regulacji prądu do wartości zerowej w jednym kroku sterowania. Algorytm podukładu sterownika przedstawia schemat blokowy na rysunku 7.2.12.



Rys. 7.2.12. Schemat blokowy podukładu sterownika prostownika Vienna

Rysunek 7.2.13 przedstawia schemat blokowy podukładu modulatora wektora przestrzennego napięć. Wartość średnia wektora przestrzennego napięć wyznaczana za okres modulacji jest wytwarzana jako czasowa superpozycja podzbioru bazowych wektorów przestrzennych napięć biorących udział w danym kroku modulacji. Podukład wyznaczający sektor prądów oblicza numer sektora prądów na podstawie znaków prądów fazowych. Numer sektora prądów jest następnie używany do wyboru bieżącego wektora stanu łączników tranzystorowych i do zmiany kąta położenia wektora przestrzennego napięć odniesienia. Podukład wyznaczania sektora napięć określa numer trójkąta bazowych wektorów przestrzennych napięć, w sześciokącie bazowych wektorów przestrzennych odpowiadających bieżącemu sektorowi prądów. Numer sektora napięć jest następnie używany do wyboru wektora przestrzennego i do przekształceń układu współrzędnych wektora przestrzennego sygnałów odniesienia napięć wejściowych. Podukład wyboru wektorów określa podzbiór bazowych wektorów przestrzennych napięć. Podukład ten jest używany w algorytmie superpozycji czasowej. Bazowe wektory przestrzenne wykorzystywane w danym kroku modulacji są wybierane poprzez ich indeksy. Indeksy wektorów

przestrzennych są wyznaczone według wymagań dotyczących działania układu silnopięradowego.



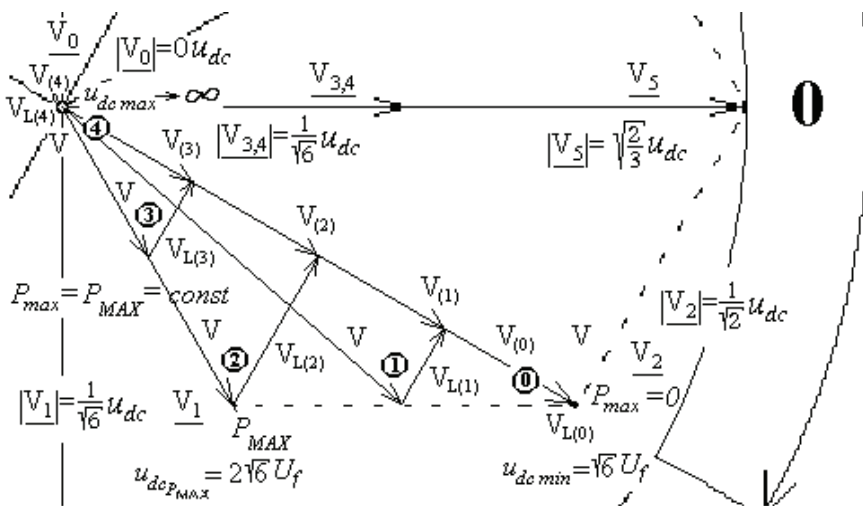
Rys. 7.2.13. Schemat blokowy modulatora wektora przestrzennego napięć prostownika Vienna

Wektory przestrzenne napięć oznaczone jako V_1 i V_2 są wyznaczone na podstawie numeru sektora napięcia, natomiast wektor oznaczony jako V_0 jest wyznaczany na podstawie numeru sektora napięć i znaku napięcia niezrównoważenia kondensatorów wyjściowych. Należy zaznaczyć, że w otoczeniu granicy sektorów prądów, spośród dwóch realizacji wektora V_0 , stosowana jest ta z dwoma włączonymi tranzystorami, gdyż daje ten sam wektor przestrzenny napięć również w sąsiednich sektorach prądów. Dzięki temu zapobiega się niekontrolowanej zmianie wartości wektora przestrzennego napięć przy przejściu prądu fazowego przez wartość zero, problemom wynikającym z przejścia prądu fazowego przez wartość zero i co za tym idzie deformacji prądów fazowych.

Podukład obliczający czasy wyznacza czasy aktywności poszczególnych bazowych wektorów przestrzennych napięć używanych w danym kroku modulacji. Czasy aktywności są obliczane w przekształconym układzie współrzędnych. Podukład sekwensera steruje przebiegiem sekwencji czasowej sygnałów włączających łączniki tranzystorowe. Ostatecznie, wartość wektora stanu łączników energoelektronicznych jest pobierana z tablicy przeglądowej. Wybór bieżącego wektora stanu jest dokonywany na podstawie indeksu bazowego wektora przestrzennego napięć i numeru sektora prądów.

7.2.5. Zakres sterowania prostownika

Zakres sterowania prostownika Vienna jest ograniczony wyznaczonym położeniem wektora przestrzennego prądów w obszarze sektora prądów. Najsilniejsze ograniczenie wartości wektora przestrzennego prądów występuje gdy wektor przestrzenny prądów przekracza granicę sektora prądów. Rysunek 7.2.14 ilustruje ograniczenie wartości maksymalnej mocy prostownika w funkcji wartości napięcia obwodu prądu stałego odniesionego do wartości skutecznej napięcia fazowego sieci zasilającej.



Rys. 7.2.14. Zakres sterowania prostownika

Na rysunku 7.2.14 został przedstawiony zbiór kilku reprezentatywnych przypadków obrazujących pracę prostownika w warunkach granicznych, które oznaczono numerami od 0 do 4. W przypadku zasilania wejścia prostownika z sieci zasilającej, posiadającej znormalizowane napięcie, wektor przestrzenny napięć sieci zasilającej ma tę samą wartość we wszystkich przypadkach. Natomiast bazowe wektory przestrzenne zmieniają swą wartość wraz ze zmianą napięcia obwodu prądu stałego. Równania od (7.2.73) do (7.2.81) opisują względne

wartości maksymalnej mocy czynnej, maksymalnej wartości skutecznej prądu fazowego i maksymalnego prądu obciążenia obwodu prądu stałego.

$$\text{Dla } \sqrt{6}U_f \leq u_{dc} \leq 2\sqrt{6}U_f \quad (7.2.73)$$

$$\Rightarrow$$

$$I_{\max} = \frac{\frac{u_{dc}}{\sqrt{2}} - \sqrt{3}U_f}{3\omega L} \quad (7.2.74)$$

$$P_{\max} = \frac{U_f \left(\frac{u_{dc}}{\sqrt{2}} - \sqrt{3}U_f \right)}{\omega L} \quad (7.2.75)$$

$$I_{0\max} = \left(\frac{1}{\sqrt{2}} - \sqrt{3} \frac{U_f}{u_{dc}} \right) \frac{U_f}{\omega L} \quad (7.2.76)$$

$$u_{dc P_{MAX}} = 2\sqrt{6}U_f \quad (7.2.77)$$

$$\text{Dla } 2\sqrt{6}U_f \leq u_{dc} \quad (7.2.78)$$

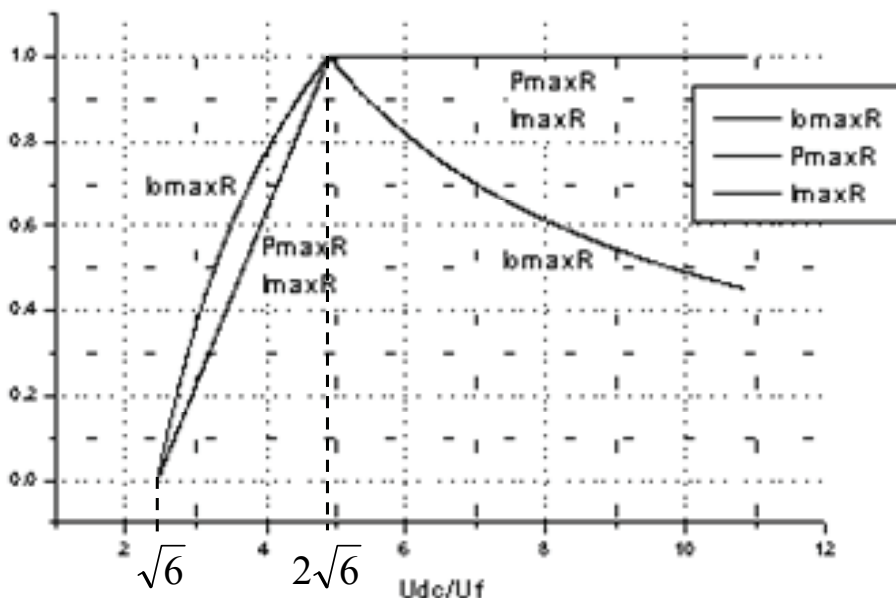
$$\Rightarrow$$

$$I_{MAX} = \frac{U_f}{\sqrt{3}\omega L} \quad (7.2.79)$$

$$P_{MAX} = \sqrt{3} \frac{U_f^2}{\omega L} \quad (7.2.80)$$

$$I_{0\max} = \sqrt{3} \frac{U_f^2}{\omega L u_{dc}} \quad (7.2.81)$$

Rysunek 7.2.15 przedstawia wykresy względnej wartości maksymalnej mocy czynnej oraz maksymalnej wartości skutecznej prądu fazowego i maksymalnej wartości średniej prądu obwodu prądu stałego w funkcji napięcia obwodu prądu stałego odniesionego do wartości skutecznej napięcia sieci zasilającej.



Rys. 7.2.15. Wykresy względnej wartości maksymalnej mocy czynnej, maksymalnej wartości skutecznej prądu fazowego i maksymalnej wartości średniej prądu obwodu prądu stałego w funkcji napięcia obwodu prądu stałego odniesionego do wartości skutecznej napięcia sieci zasilającej

7.2.6. Badania symulacyjne

Działanie prostownika Vienna zostało zasymulowane przy pomocy symulatora obwodowego układów energoelektronicznych TCad 7.0. Część sterującą opisano przy użyciu narzędzia User Block. Funkcje układu sterowania, zrealizowane przy użyciu User Block, zostały napisane w języku C++. Te same funkcje sterujące zostały wykorzystane w algorytmie sterownika działającym w układzie czasu rzeczywistego, zrealizowanym z użyciem procesora sygnałowego. Tylko funkcje sterowania interfejsu sprzętowego opracowane zostały indywidualnie. Działanie niektórych mechanizmów sprzętowych, takich jak na przykład system przerwań, w przypadku symulatora wymaga zrealizacji programowej.

Symulacje wykonano dla następujących wartości parametrów układu:

wartość skuteczna napięcia sieci zasilającej $U_n = 400V$, ($U_{fn} = 230V$),

częstotliwość napięcia sieci zasilającej $f = 50Hz$,

indukcyjność dławików separacyjnych $L_s = 85mH$,

rezystancja zastępcza dławików separacyjnych $R_s = 0,5\Omega$,
pojemność wyjściowa obwodu prądu stałego $C = 1100\mu F$,
częstotliwość modulacji $f_{PWM} = 10kHz$,
wartość maksymalna mocy czynnej prostownika $P_{MAX} = 3450W$.

Zaprezentowano dwa zbiory symulacji. Pierwszy zbiór symulacji otrzymano dla przypadku mocy znamionowej $P = 3kW$. Drugi zbiór symulacji odnosi się do przypadku niskiej mocy $P = 300W$. W obydwu przypadkach rezystancja obciążenia została dobrana taka aby wartość średnia napięcia obwodu prądu stałego wynosiła $U_{dc} = 2\sqrt{6}U_{fn} = 1126V$ (7.2.77). W tym przypadku maksymalna moc czynna prostownika wynosi $P_{MAX} = 3450W$ (7.2.80).

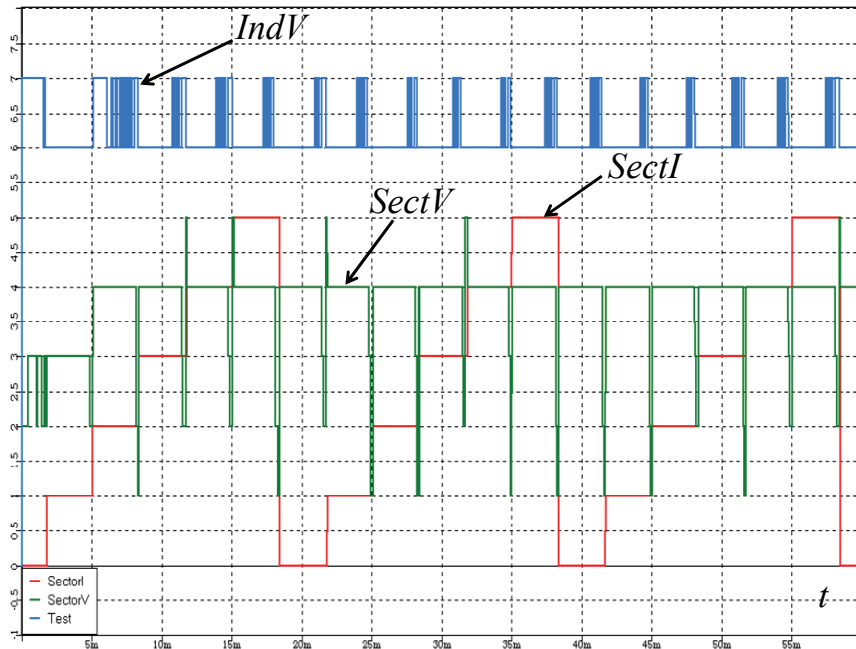
Rysunek 7.2.16 przedstawia sygnały numeru sektora prądów, numeru sektora napięć oraz indeksu wektora środkowego.

Przebiegi sygnałów w przypadku mocy znamionowej są regularne. Wszystkie sektory prądów mają tę samą szerokość. Przebiegi otrzymane w przypadku mocy na poziomie 10% mocy znamionowej są nieregularne. Szerokości sektorów prądów są różne. Mechanizm kształtowania prądu ilustruje rysunek 7.2.17.

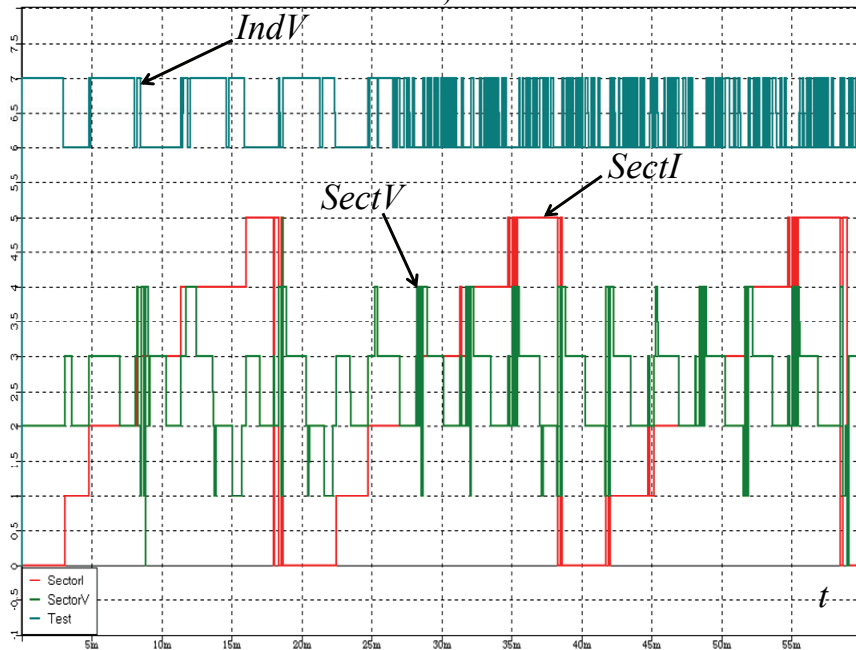
Rysunek 7.2.18 przedstawia przebiegi czasowe prądu zasilającego punkt środkowy pojemnościowego dzielnika napięcia.

W obydwu przypadkach uzyskuje się stan zrównoważenia napięć kondensatorów wyjściowych (rys. 7.2.19).

Napięcie niezrównoważenia występujące w stanie pracy ustalonej prostownika jest okresowo zmienne. W przypadku 10% mocy znamionowej proces równoważenia napięć trwa dłużej ale napięcie niezrównoważenia występujące w stanie pracy ustalonej jest znacznie niższe niż w przypadku mocy znamionowej.

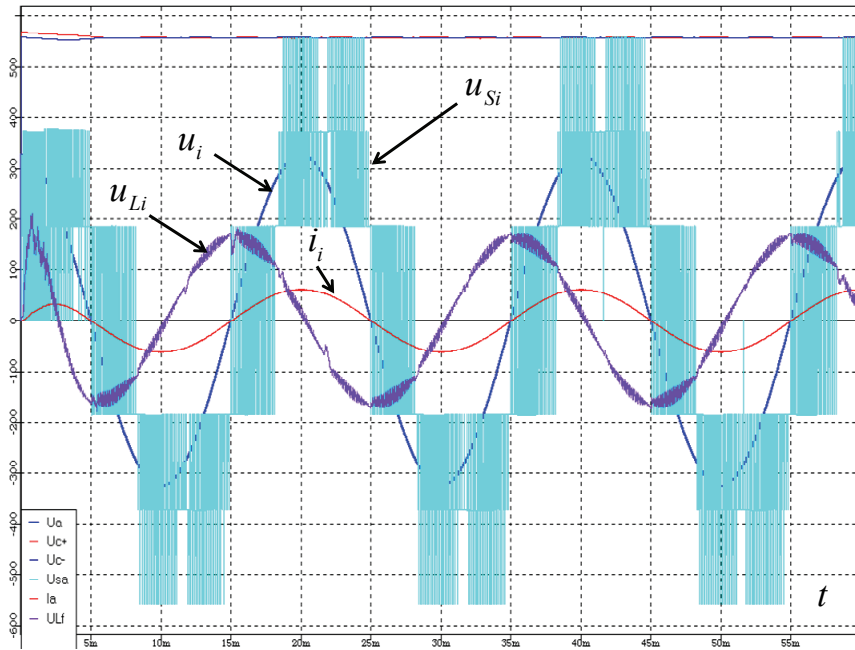


a)

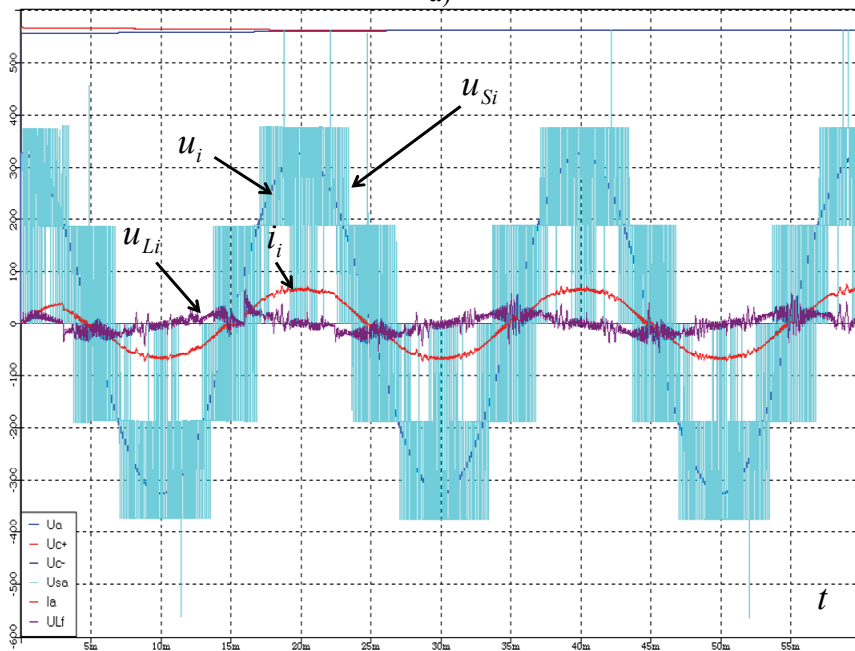


b)

Rys. 7.2.16. Sygnały sektora prądów i sektora napięcia, indeks centralnego wektora przestrzennego napięcie $IndV$: a) moc $P = 3kW$, b) moc $P = 300W$

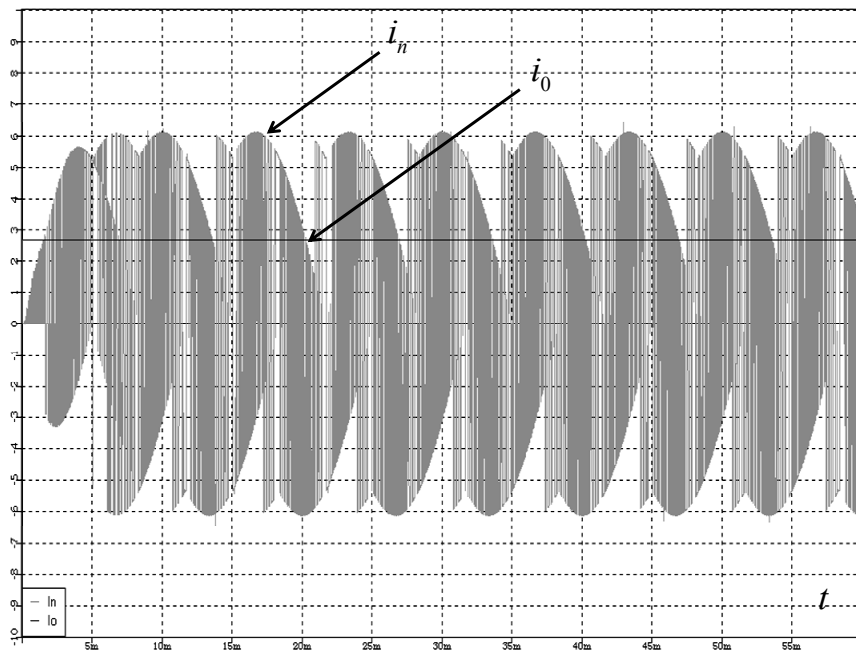


a)

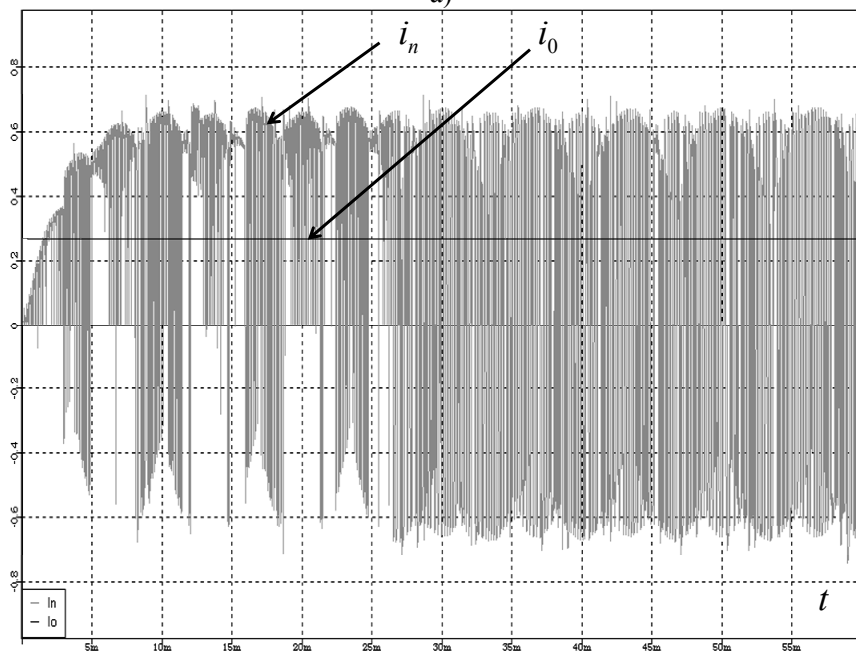


b)

Rys. 7.2.17. Napięcie fazowe sieci, napięcie fazowe, wejściowe prostownika, napięcie dławika (filtrowane) i prąd fazowy: a) moc $P = 3kW$, b) moc $P = 300W$

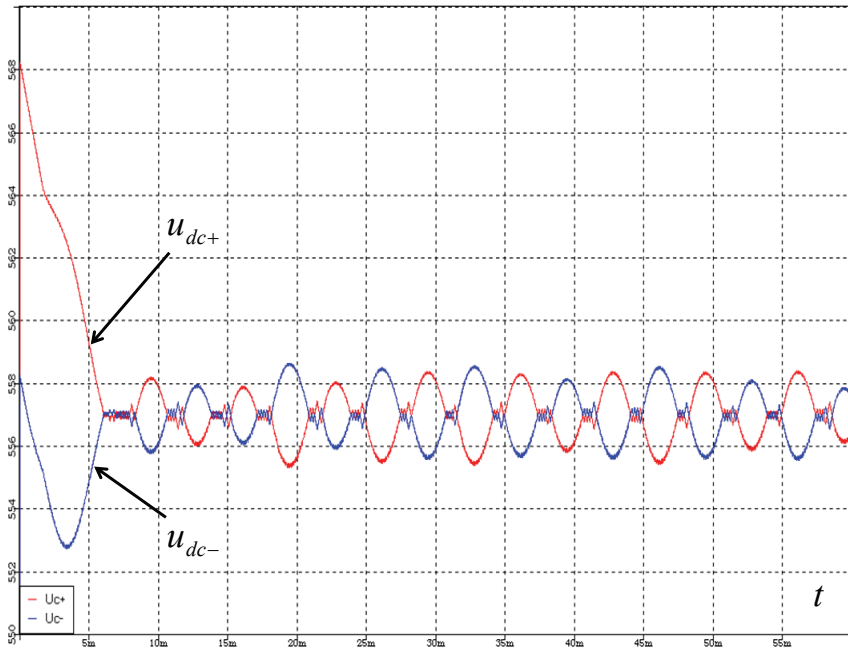


a)

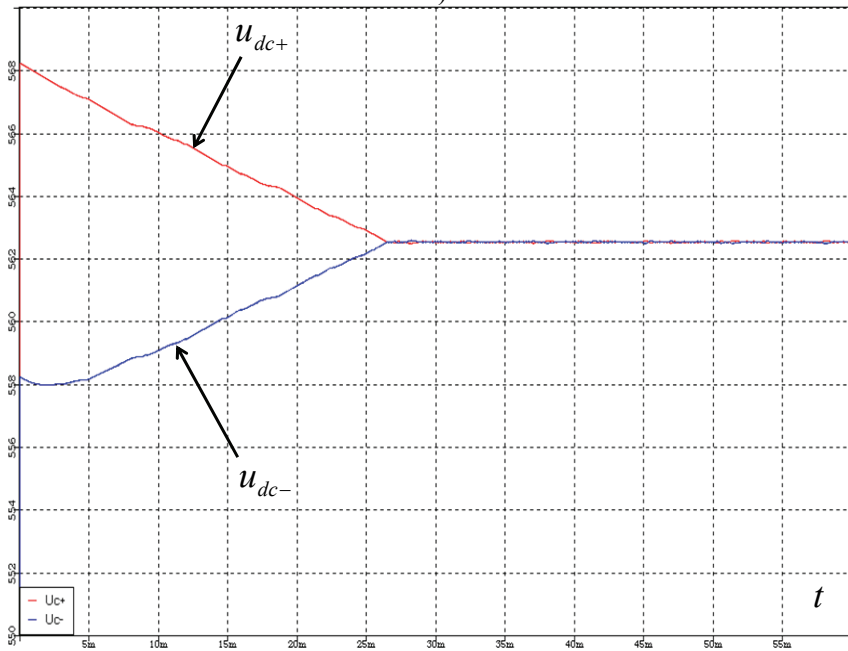


b)

Rys. 7.2.18. Prąd punktu środkowego i prąd wyjściowy: a) moc $P = 3kW$, b) moc $P = 300W$

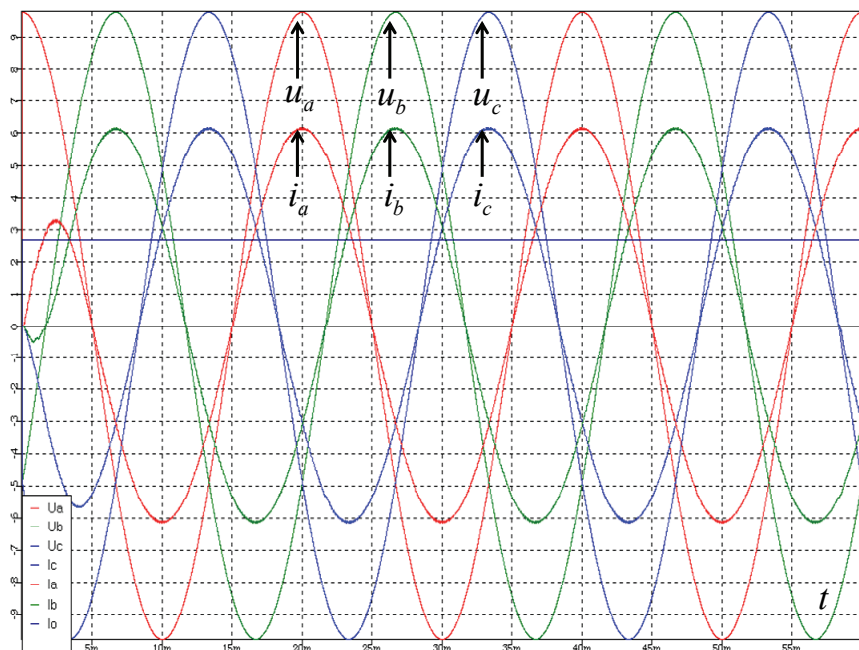


a)

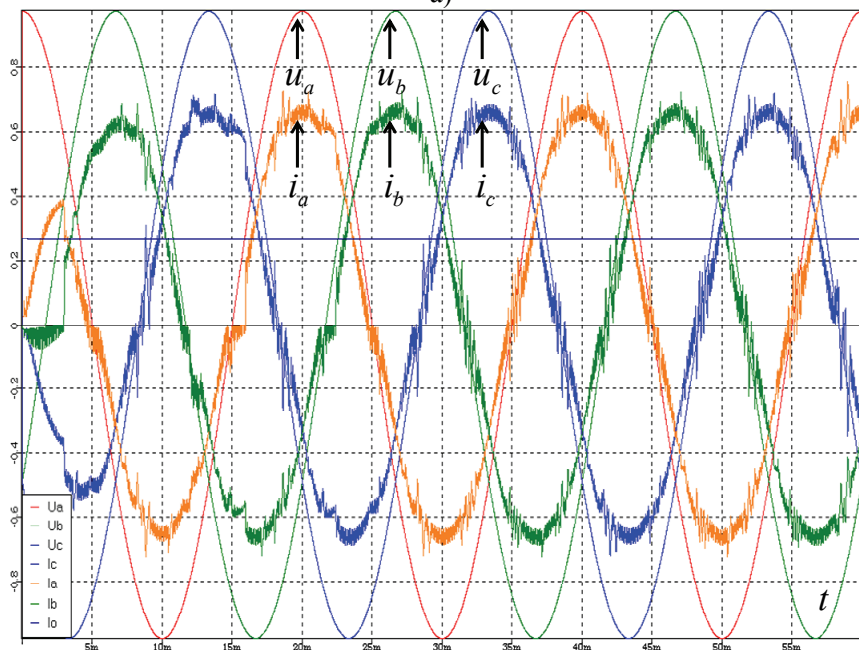


b)

Rys. 7.2.19. Napięcia kondensatorów wyjściowego dzielnika napięcia: a) moc $P = 3kW$,
b) moc $P = 300W$

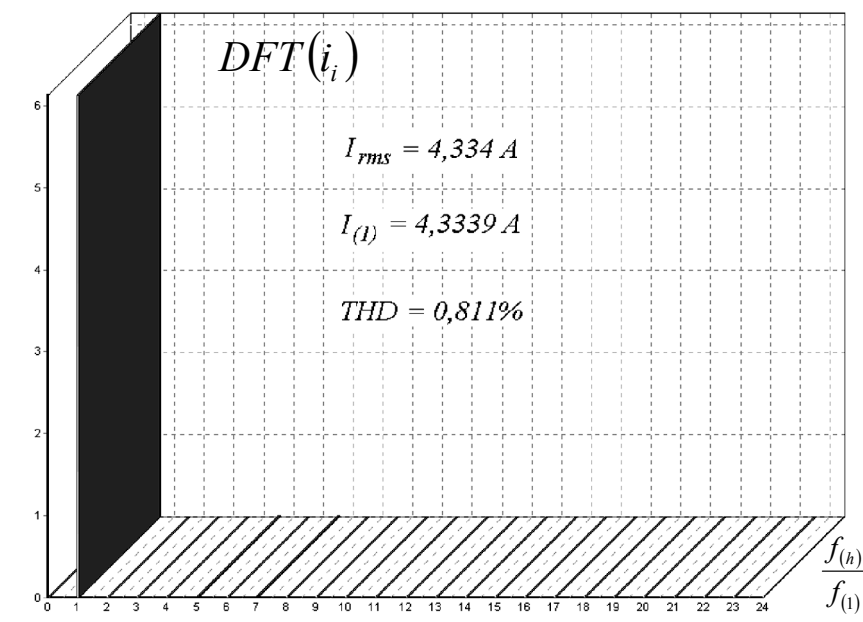


a)

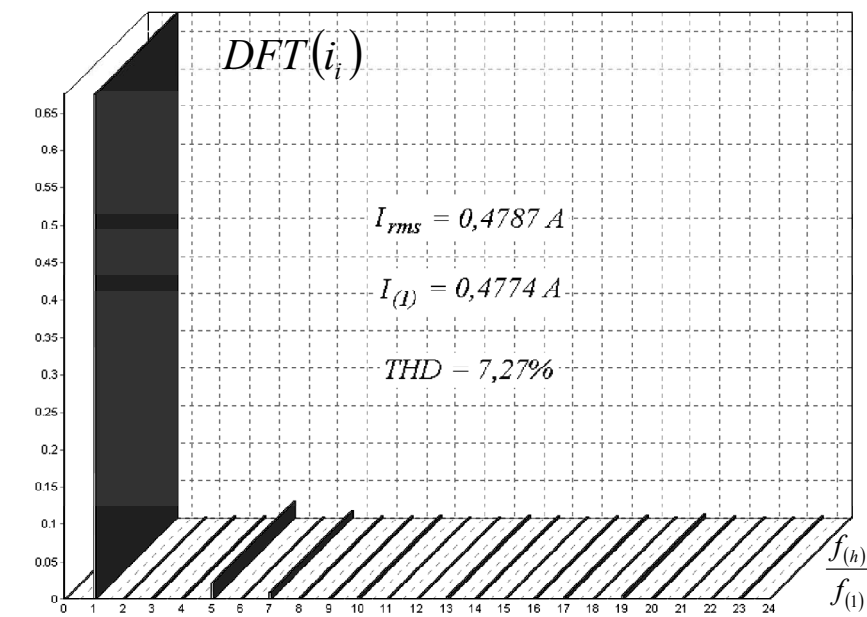


b)

Rys. 7.2.20. Prądy i napięcia fazowe: a) moc $P = 3kW$, b) moc $P = 300W$



a)



b)

Rys. 7.2.21. Widma prądów fazowych: a) moc $P = 3kW$, b) moc $P = 300W$

Przebiegi prądów fazowych ilustruje rysunek 7.2.20. W przypadku mocy znamionowej prądy fazowe są praktycznie nieodkształcone, występują w fazie z napięciami fazowymi i są wolne od zniekształceń modulacyjnych. W przypadku mocy na poziomie 10% mocy znamionowej prądy fazowe są odkształcone od kształtu sinusoidalnego, występują w fazie z napięciami fazowym i nie są wolne od zniekształceń modulacyjnych. Nie są idealne nawet dla dużej indukcyjności dławików wejściowych wynoszącej 85 mH. Rysunek 7.2.21 przedstawia widma prądów otrzymanych w wyniku symulacji.

Widmo prądu otrzymanego dla przypadku mocy znamionowej charakteryzuje się pomijalnie małymi wartościami wyższych harmonicznych. Otrzymany współczynnik THD=0,811% jest znacznie niższy niż 5% wymagane przez normy określające dopuszczalny poziom harmonicznych prądu pobieranego przez urządzenia odbiorcze z sieci zasilającej. Widmo prądu otrzymane dla mocy na poziomie 10% mocy znamionowej posiada znaczące wartości piątej i siódmej harmonicznej. Otrzymany współczynnik THD=7,27% jest wyższy niż 5% wymagane przez normy.

7.2.7. Wyniki badań eksperymentalnych

Badania eksperymentalne zostały przeprowadzone dla następujących warunków:

indukcyjność dławików separacyjnych $L_S = 80\text{mH}$,

rezystancja zastępcza dławików separacyjnych $R_S \approx 0\Omega$,

pojemności kondensatorów wyjściowych obwodu prądu stałego $C_+ = C_- = 3300\mu\text{F}$,

rezystancja obciążenia obwodu prądu stałego $R_0 \approx 450\Omega$,

indukcyjność obwodu prądu stałego $L_0 \approx 0\text{H}$,

wartość średnia napięcia obwodu obciążenia $E = 0\text{V}$,

wartość skuteczna napięcia fazowego sieci zasilającej $U_f = 78\text{V}$,

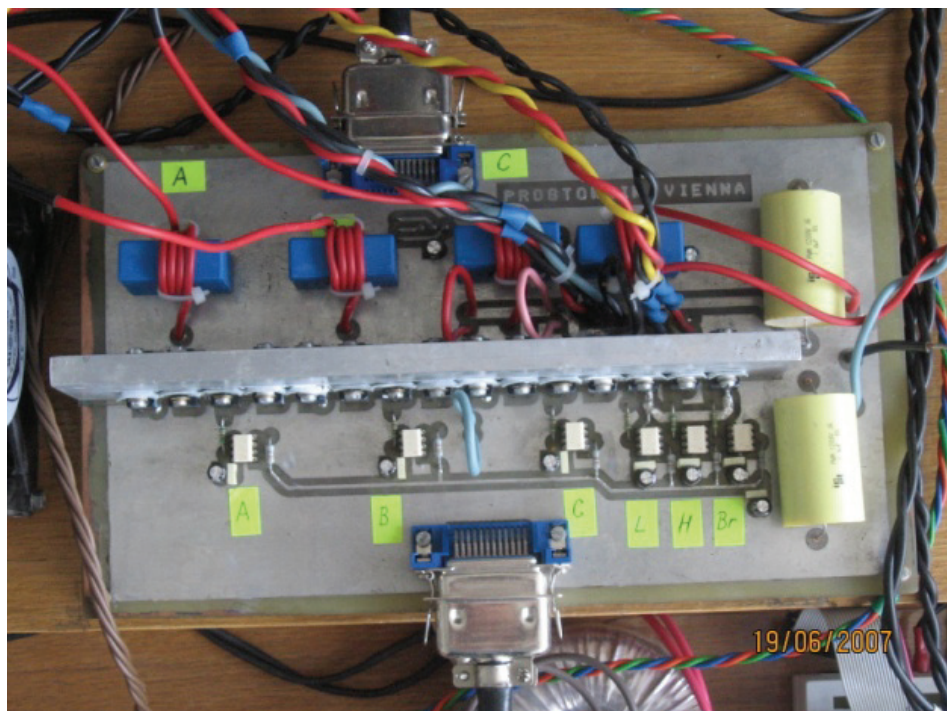
wartość średnia napięcia obwodu prądu stałego $U_{dc} = 450\text{V}$.

Rysunek 7.2.22 przedstawia widok stanowiska laboratoryjnego a na rysunku 7.2.33 pokazano wygląd części silnoprądowej prostownika.

Wyniki przeprowadzonych badań eksperymentalnych [R16, R17] przedstawiają oscylogramy zamieszczone na rysunkach od 7.2.24 do 7.2.39.



Rys. 7.2.22. Stanowisko laboratoryjne - prostownik Vienna



Rys. 7.2.23. Część silnopiędowa prostownika Vienna

Do opisu przebiegów będących wynikami badań eksperymentalnych zastosowano następujące oznaczenia:

i_a, i_b, i_c, i_i - wartości chwilowe prądów fazowych prostownika,

u_a, u_b, u_c, u_i - wartości chwilowe napięć fazowych sieci zasilającej,

$u_{Sa}, u_{Sb}, u_{Sc}, u_{Si}$ - wartości chwilowe napięć fazowych przekształtnika,

$u_{San}, u_{Sbn}, u_{Scn}, u_{Sin}$ - wartości chwilowe napięć fazowych przekształtnika względem punktu środkowego dzielnika napięcia obwodu prądu stałego,

u_{La}, u_{Lb}, u_{Lc} - wartości chwilowe napięć dławików indukcyjnych prostownika,

$SectI$ - numer sektora prądów,

$SectV$ - numer sektora napięć,

i_{Dc+} - wartość chwilowa prądu zasilającego dodatni biegun obwodu prądu stałego,

i_{Dc-} - wartość chwilowa prądu zasilającego ujemny biegun obwodu prądu stałego,

i_{Tc} - wartość chwilowa prądu tranzystora układu łącznika tranzystorowo-diodowego fazy C ,

i_n - wartość chwilowa prądu zasilającego punkt środkowy dzielnika napięcia obwodu prądu stałego,

$\underline{V}_{S\alpha\beta}$ - wartość zadana wektora przestrzennego napięć prostownika w stacjonarnym, dwufazowym układzie współrzędnych,

V_{Sa}, V_{Sb} - składowe wartości zadanej wektora przestrzennego napięć prostownika w stacjonarnym, dwufazowym układzie współrzędnych,

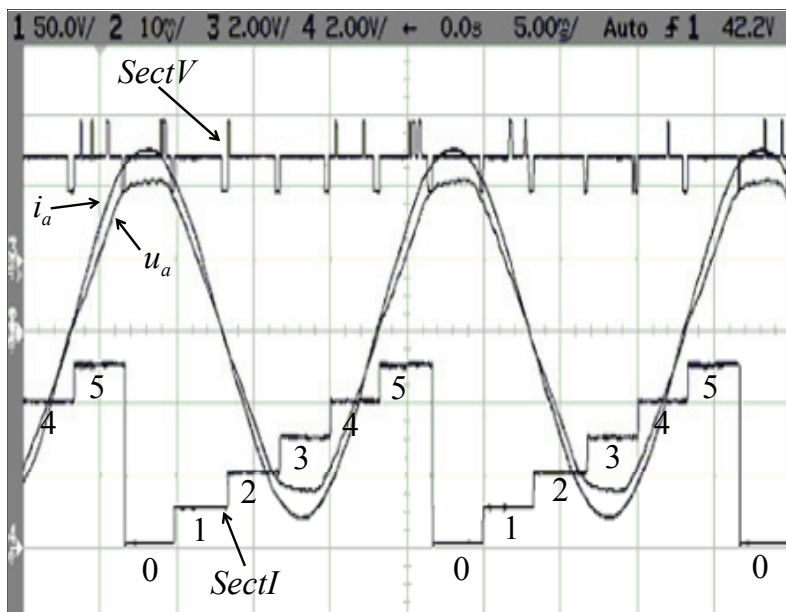
u_{dc+}, u_{dc-} - wartości chwilowe napięć kondensatorów wyjściowych obwodu prądu stałego,

$\underline{I}_{\alpha\beta}$ - wektor przestrzenny prądów fazowych,

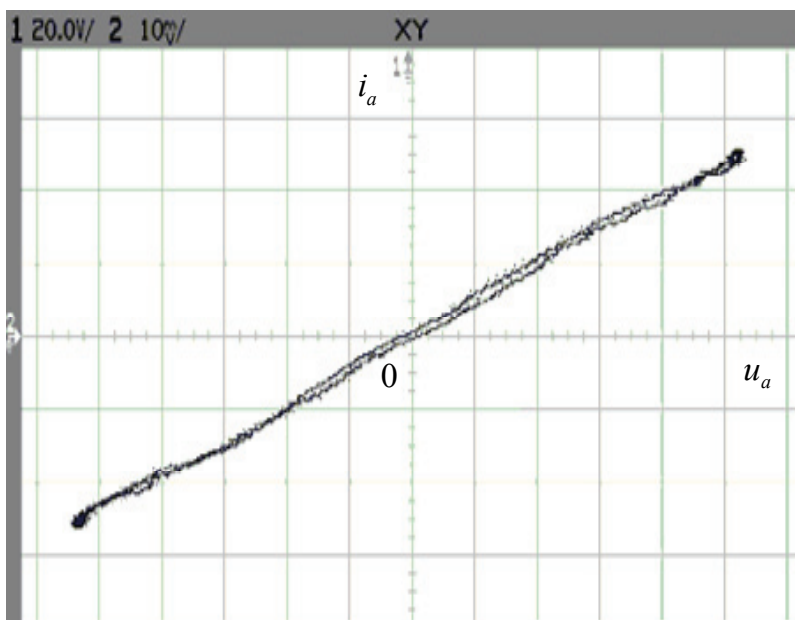
i_{α}, i_{β} - składowe wektora przestrzennego prądów prostownika w stacjonarnym, dwufazowym układzie współrzędnych.

Rysunek 7.2.24 przedstawia przebieg prądu fazowego na tle napięcia fazowego zasilającego prostownik oraz sygnału sektora prądów i sektora napięć. Na rysunku 7.2.25 została zamieszczona zarejestrowana charakterystyka prądowo-napięciowa prostownika. Przebieg napięcia wejściowego posiada zdeformowane wierzchołki. Jest to typowa deformacja powodowana przez zainstalowane w sieci prostowniki z filtrem pojemnościowym. Przebieg prądu wejściowego jest praktycznie sinusoidalny i nie posiada zniekształceń w obszarze wierzchołków przebiegu. Opisane działanie badanego prostownika potwierdza eksperymentalnie

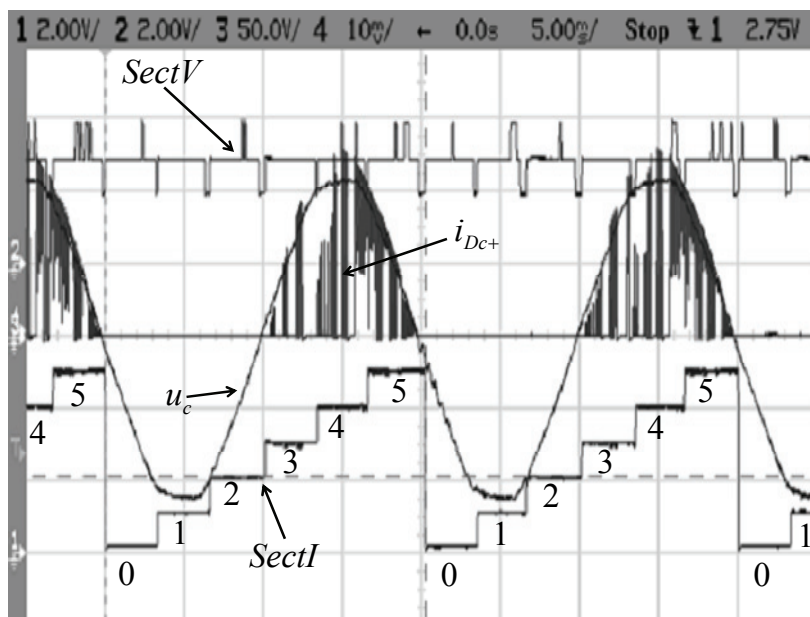
zarejestrowana charakterystyka prądowo-napięciowa przedstawiona na rysunku 7.2.25. Rysunki od 7.2.26 do 7.2.29 ilustrują działanie układu elektronicznego przełącznika tranzystorowo-diodowego.



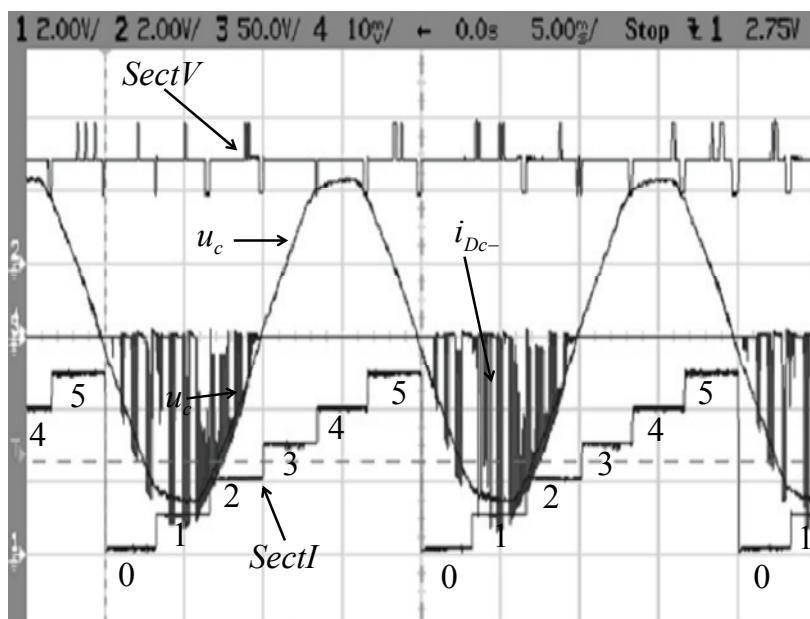
Rys. 7.2.24. $SectV$, u_a (50V/div), i_a (1A/div), $SectI$



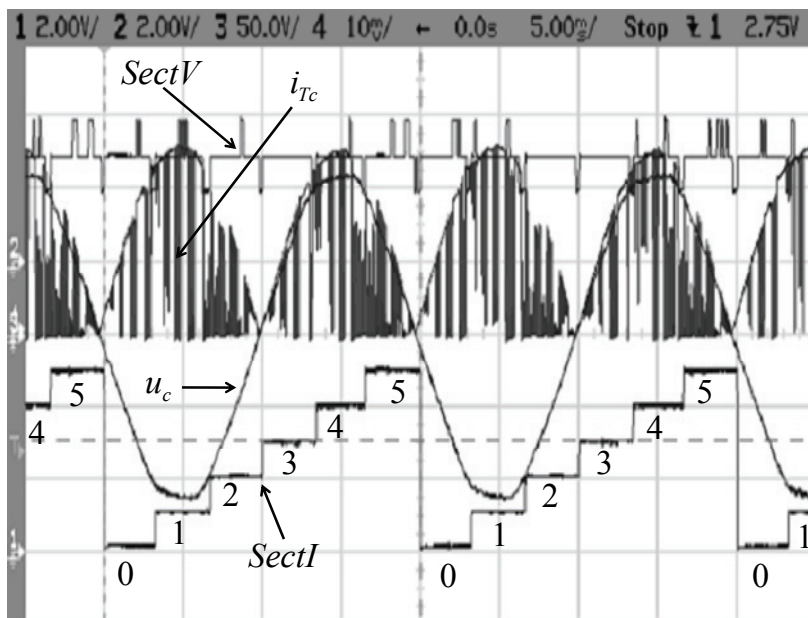
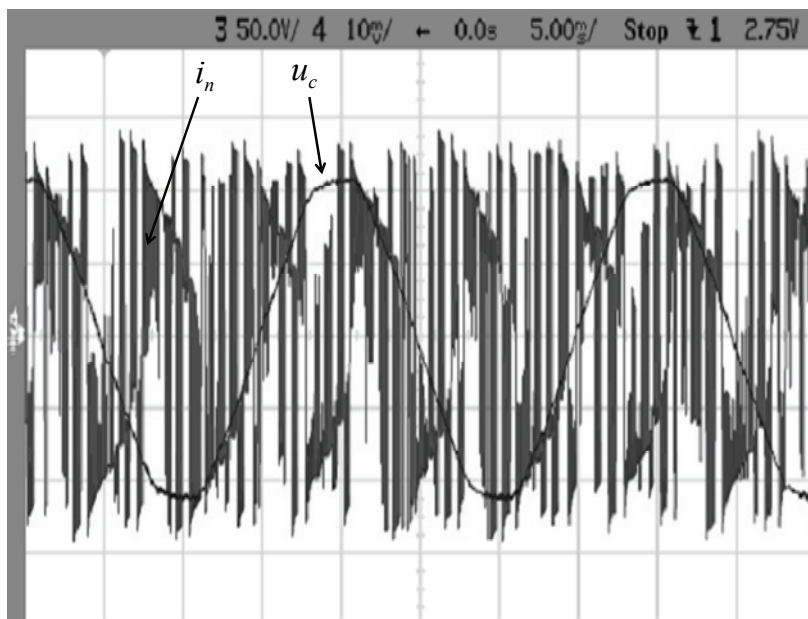
Rys. 7.2.25. Charakterystyka prądowo-napięciowa u_a (X-20V/div), i_a (Y-1A/div)



Rys. 7.2.26. $SectV$, u_c (50V/div), i_{Dc+} (1A/div), $SectI$



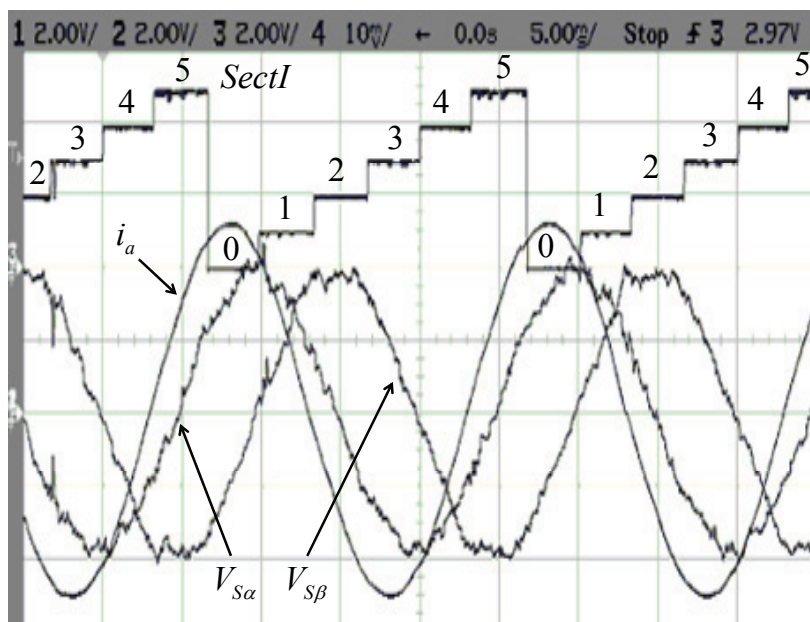
Rys. 7.2.27. $SectV$, u_c (50V/div), i_{Dc-} (1A/div), $SectI$

Rys. 7.2.28. $SectV$, u_c (50V/div), i_{Tc} (1A/div), $SectI$ Rys. 7.2.29. u_c (50V/div), i_n (1A/div)

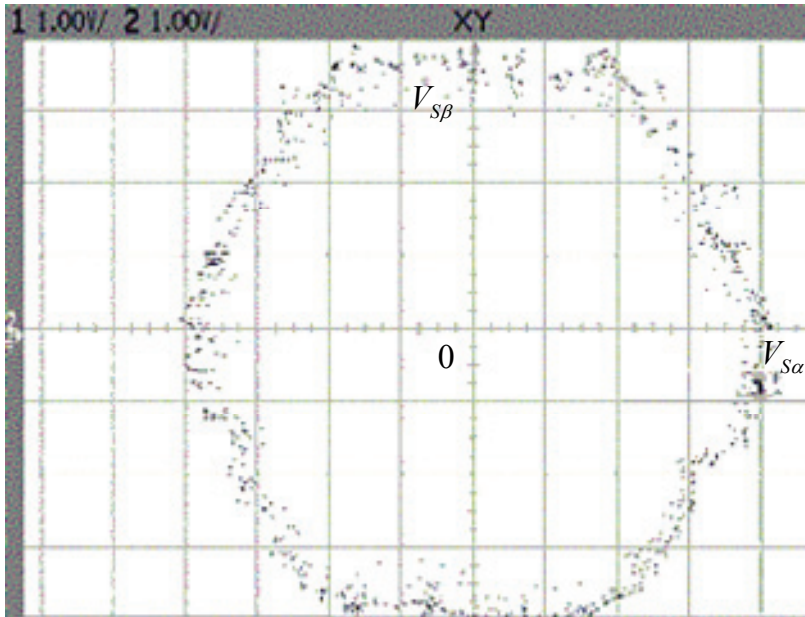
Wejściowy prąd fazowy przełączany jest w układzie przełącznika tranzystorowo-diodowego i płynie przez diodę $Di+$ (rys. 7.2.26) w przypadku dodatniego prądu fazowego i wyłączonego tranzystora, diodę $Di-$ (rys. 7.2.27)

w przypadku ujemnego prądu fazowego i wyłączonego tranzystora oraz przez tranzystor T_i (rys. 7.2.28), gdy jest on włączony, niezależnie od znaku prądu fazowego. Suma prądów tranzystorów z poszczególnych faz tworzy prąd i_n dopływający do punktu środkowego wyjściowego dzielnika pojemnościowego (rys. 7.2.29).

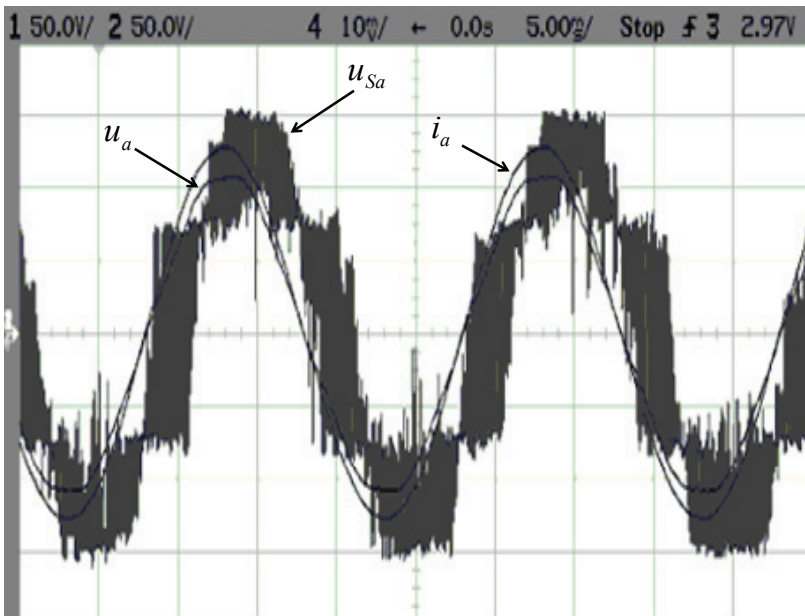
Kształtowanie prądów wejściowych prostownika odbywa się poprzez sterowanie napięciem na wejściu prostownika. Napięcie sterowane jest w taki sposób, aby spowodować odpowiednie zamierzone przemieszczenie wektora przestrzennego prądów [R16]. Wektor przestrzenny napięć wyznaczany jest przez układ kontrolera (rys. 7.2.12) w układzie współrzędnych dq . Po transformacji do układu współrzędnych $\alpha\beta$ stanowi sygnał wejściowy układu modulatora wektora przestrzennego napięć (rys. 7.2.13). Przebiegi sygnałów zadających wartość wektora przestrzennego napięć przedstawia rysunek 7.2.30. Na rysunku 7.2.31 zamieszczono hodograf zadanego wektora przestrzennego napięć. Przebieg napięcia fazowego prostownika, mierzonego względem punktu neutralnego sieci zasilającej, otrzymanego w wyniku modulacji przedstawia rysunek 7.2.32. Na rysunku 7.2.33 zamieszczono przebieg napięcia dławika wejściowego, które w sposób bezpośredni kształtuje prąd wejściowy.



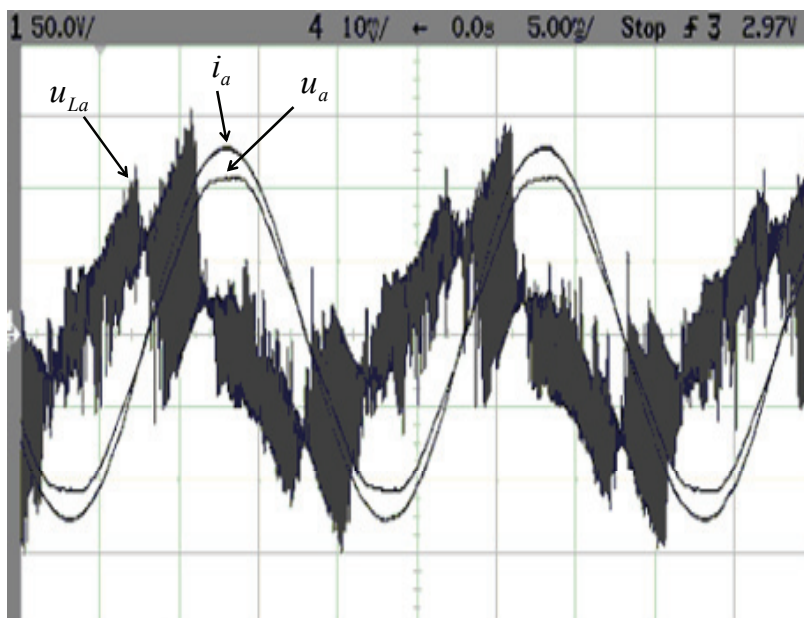
Rys. 7.2.30. $V_{S\alpha}$, $V_{S\beta}$, $SectI$, i_a (1A/div)



Rys. 7.2.31. Hodograf wektora przestrzennego napięć $\underline{V}_{S\alpha\beta}$

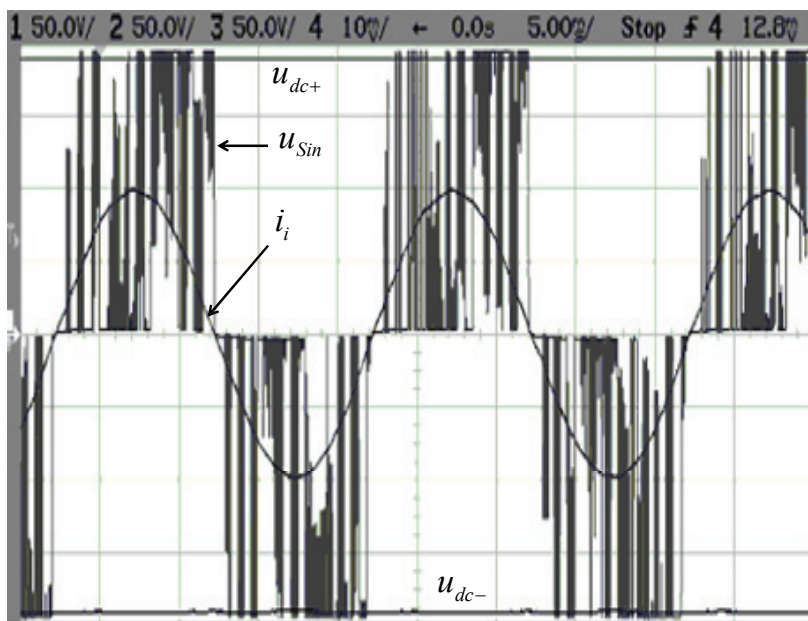


Rys. 7.2.32. u_a , u_{Sa} (50V/div), i_a (1A/div)

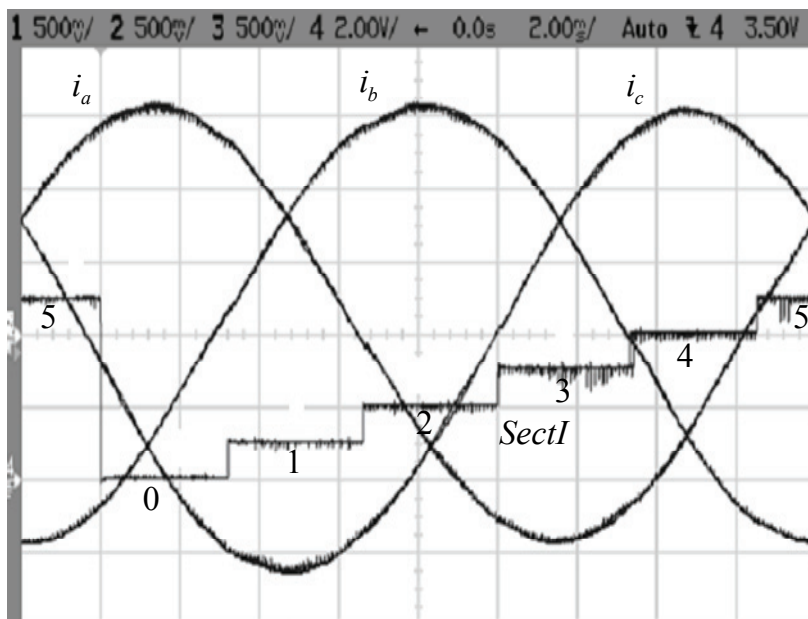
Rys. 7.2.33. u_a , u_{La} (50V/div), i_a (1A/div)

W algorytmie sterowania został rozwiązany problem symetrii napięć wyjściowych prostownika [R3]. Przebiegi napięć kondensatorów wyjściowych u_{dc+} , u_{dc-} są symetryczne (rys. 7.2.34). Dzięki temu w układzie nie występują deformacje bazowych wektorów przestrzennych, których mechanizm powstawania opisano w pracach [R16, R4]. Rysunki od 7.2.35 do 7.2.37 przedstawiają różne reprezentacje prądu wejściowego występujące w algorytmie sterowania. Prądy fazowe prostownika są praktycznie sinusoidalne i symetryczne (rys. 7.2.35).

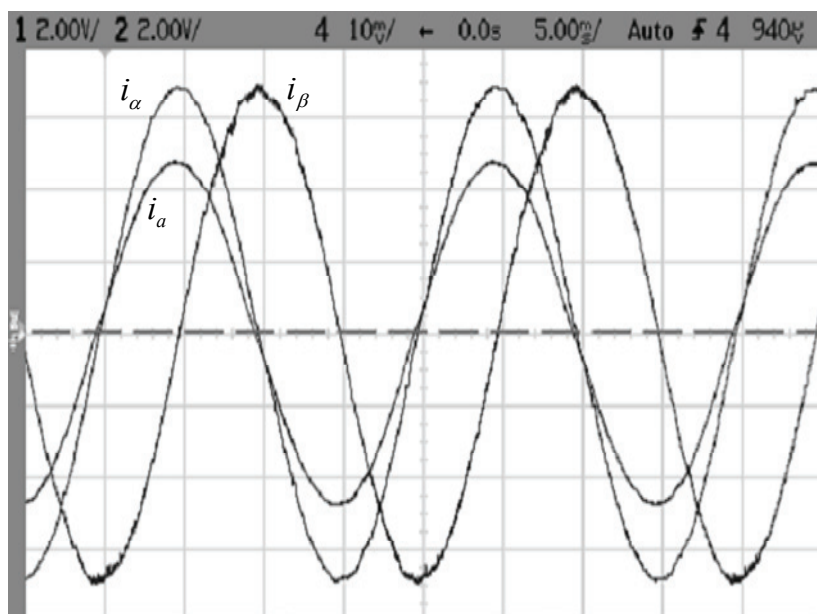
Rysunek 7.2.36 prezentuje przebiegi składowych $\alpha\beta$ wektora przestrzennego prądów. Hodograf wektora przestrzennego prądów ma kształt nieznacznie zakłóconego okręgu (rys. 7.2.37). Rysunek 7.2.38 przedstawia widmo amplitudowe napięcia wejściowego zasilającego prostownik a rysunek 7.2.39 widmo wejściowego prądu fazowego prostownika. Na podstawie analizy przebiegów prądów fazowych przedstawionych na rysunku 7.2.37 oraz widm napięcia wejściowego (rys. 7.2.38) i prądu wejściowego (rys. 7.2.39) można stwierdzić, że prąd wejściowy ma mniejszą zawartość wyższych harmonicznych niż napięcie zasilające prostownik. Jest to również widoczne w przebiegach napięcia i prądu wejściowego na rysunku 7.2.24.



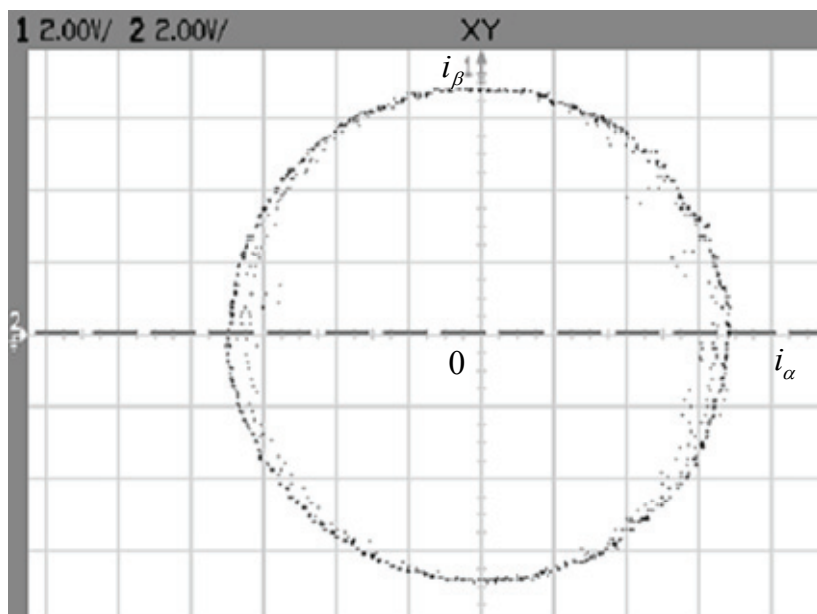
Rys. 7.2.34. i_a (1A/div), u_{dc+} , $-u_{dc-}$, u_{Sin} (50V/div)



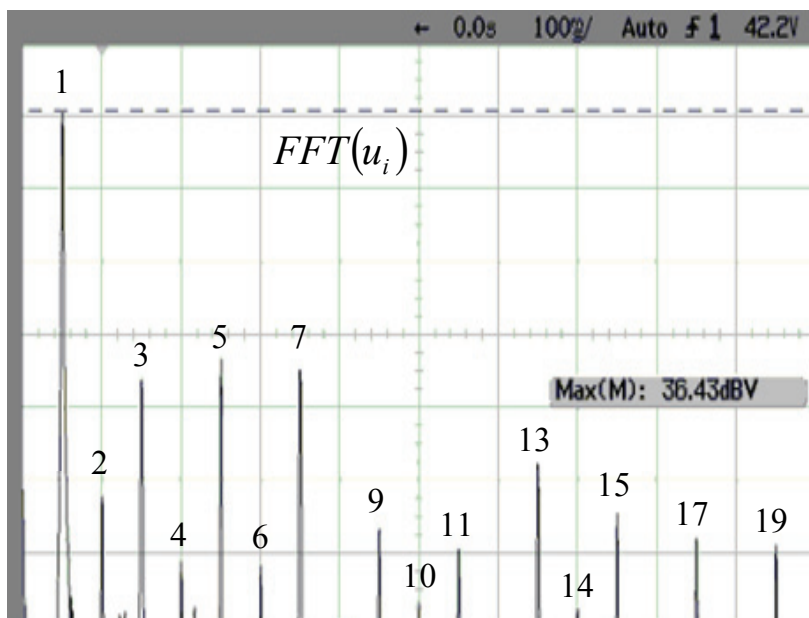
Rys. 7.2.35. i_a , i_b , i_c (1.(3) A/V 0.(6) A/div), $SectI$



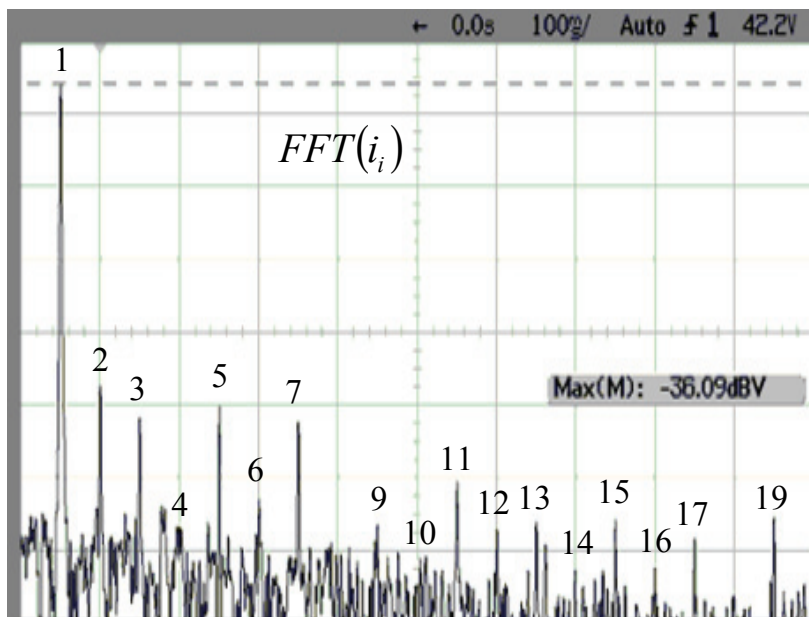
Rys. 7.2.36. i_a (1A/div), i_α , i_β



Rys. 7.2.37. Hodograf wektora przestrzennego prądów $\underline{I}_{\alpha\beta}$



Rys. 7.2.38. Widmo napięcia fazowego u_a (10dBV/div, offset: 6.0 dBV)



Rys. 7.2.39. Widmo prądu i_a (10dBV/div, 1A/10mV, offset: -68.0 dBV)

7.2.8. Podsumowanie

Przedstawiono model matematyczny prostownika Vienna. Opisano potencjalne problemy dotyczące sterowania prostownika wynikające z jego struktury. Zaproponowano metodę sterowania oraz oryginalną metodę modulacji wektora przestrzennego napięcia, które w znacznym stopniu rozwiązują przedstawione problemy. W szczególności, metoda modulacji realizuje równoważenie napięć kondensatorów wyjściowego, pojemnościowego dzielnika napięcia poprzez odpowiedni wybór nadmiarowych bazowych wektorów przestrzennych napięć. Wyjaśniono problem przejścia prądu fazowego przez zero związany z odmienną realizacją wektora przestrzennego napięć odpowiadającego wektorowi stanu łączników w nowym sektorze prądów. Problem rozwiązano poprzez ograniczenie użycia tego wektora stanu łączników w otoczeniu przejścia prądu fazowego przez wartość zero. Zaproponowane rozwiązania sprawdzono wstępnie metodą symulacji. Dokonano eksperymentalnej weryfikacji teorii działania i opracowanej przez autora metody sterowania prostownika Vienna. Na podstawie porównania teorii działania, podstaw teoretycznych metody sterowania i modulacji wektora przestrzennego napięć prostownika Vienna z wynikami symulacji i badań eksperymentalnych można stwierdzić ich dużą zgodność. Otrzymany układ prostownika charakteryzuje się niewielkim negatywnym oddziaływaniem na sieć zasilającą. Ponieważ prostownik Vienna jest przekształtnikiem o trójpoziomowym przebiegu napięcia, więc po rozwiązaniu przedstawionych problemów, pozwala uzyskiwać lepszą jakość prądu fazowego niż przekształtnik dwupoziomowy, jednakże jego zastosowanie jest ograniczone do systemów nie wymagających zwrotu energii do sieci zasilającej. Typowym zakresem aplikacji prostownika są układy bezprzerwowego zasilania systemów elektronicznych o mocy kilku kilowatów takich jak na przykład centrale telekomunikacyjne [K22, K23].

7.3. MODULACJA NAPIĘCIA N - POZIOMOWEGO PRZEKSZTAŁNIKA NAPIĘCIOWEGO Z DIODAMI POZIOMUJĄCYMI

7.3.1. Wprowadzenie

Pierwszą strukturę przekształtnika wielopoziomowego – trójpoziomowego (ang. NPC – Neutral Point Clamped converter) zaproponowano na początku lat osiemdziesiątych ubiegłego wieku w pracy [N1]. Od tej pory stale są rozwijane struktury przekształtników wielopoziomowych i metody sterowania [R21].

Podjęmowane są próby stworzenia jednolitej, ogólnej teorii modulacji dla wszystkich wielopoziomowych przekształtników napięciowych o równomiernym rozkładzie poziomów napięć [F2, F3, F4, G1, G2, P8, P9, P10, P11]. O ile, dla realizacji poszczególnych poziomów napięć za pomocą aktywnych źródeł napięciowych, takie podejście wydaje się być uprawnione, to w przypadku zastosowania kondensatorów problem staje się indywidualny dla każdej rodziny przekształtników. Wynika to z innych mechanizmów syntezy napięcia strony AC przekształtnika i co za tym idzie z odmiennych mechanizmów równoważenia napięć kondensatorów. W części proponowanych metod modulacji jako założenie wstępne przyjmuje się zrównoważenie napięć obwodów DC [P11]. W tak postawionym zagadnieniu metoda modulacji jest niezależna od struktury przekształtnika.

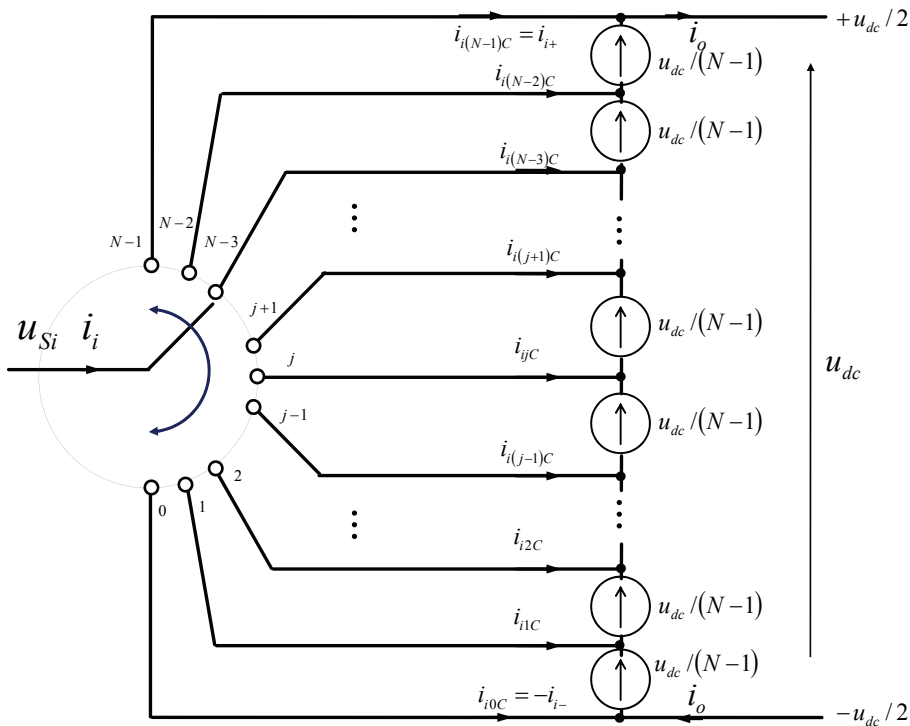
Niniejsza praca koncentruje się na zagadnieniu modulacji napięć wielopoziomowych przekształtników napięciowych z diodami poziomującymi. W przypadku rodziny wielopoziomowych przekształtników z diodami poziomującymi, równoważenie napięć dzielnika napięcia DC jest problem krytycznym dla poprawnego działania układu. Problem ten jest podejmowany w publikacjach w różnym zakresie. Prace [P5, P1] opisują algorytm modulacji dla dwóch współpracujących przekształtników z diodami poziomującymi o takiej samej liczbie poziomów napięć, posiadających wspólny pojemnościowy dzielnik napięcia DC. Zaproponowany algorytm dąży do równowagi napięć dzielnika pojemnościowego poprzez odpowiedni pobór mocy biernej, co wydaje się być metodą dyskusyjną.

Szczególne znaczenia nabierają metody modulacji przeznaczone dla trójpoziomowego przekształtnika napięciowego [B10, N1]. Trójpoziomowy przekształtnik napięciowy staje się standardem przemysłowym dla zakresu średnich i dużych mocy i średnich napięć. O jego stosowalności decydują takie czynniki jak: względnie niewielka liczba łączników elektronicznych i niezbyt duży poziom komplikacji układu silnopięciowego i układów sterowania, a także możliwość naturalnego balansu napięć obwodów poziomujących.

Od początku lat 90 rozwijane są struktury przekształtników napięciowych o wielopoziomowym napięciu wejściowym [M4] jako rozwiązania obiecujące szczególnie dla układów o relatywnie wysokim napięciu DC [R21, P2, H2, I4]. Pozwalają one uzyskiwać wysoką jakość prądu pobieranego przez przekształtnik,

wyrażającą się niską wartością współczynnika $THDi$, przy relatywnie niskiej częstotliwości przełączeń oraz wysokiej wartości napięcia obwodu prądu stałego u_{dc} . Napięcia to jest blokowane przez szeregowo połączone łączniki elektroniczne, w taki sposób, że pojedynczy łącznik blokuje napięcie o wartości równej $u_{dc}/(N-1)$. Zwiększenie liczby poziomów powoduje ograniczenie strat mocy w procesie przełączania łączników elektronicznych ze względu na mniejsze różnice napięć oraz zmniejszenie częstotliwości przełączeń. Przekształtniki wielopoziomowe stwarzają potencjalną możliwość ograniczenia wartości zmian składowej zerowej napięć, która jest źródłem prądów zaburzeń wspólnych, poprzez wykorzystanie nadmiarowych wektorów bazowych, w sensie realizacji tych samych wartości składowych $\alpha\beta$, a różniących się wartościami składowej zerowej [K14].

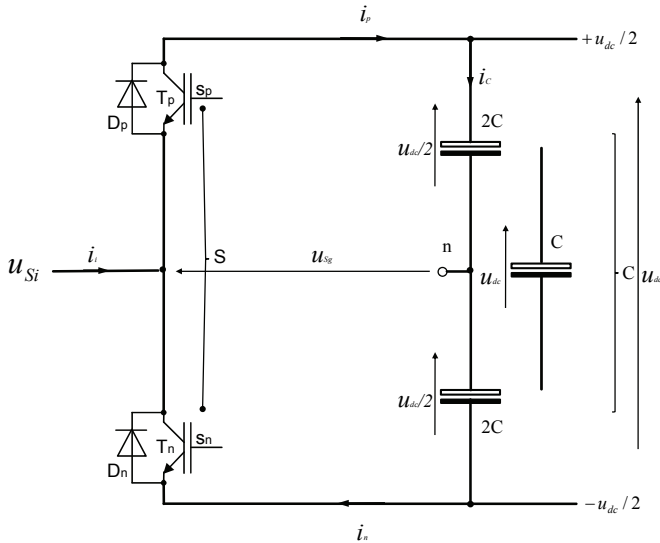
Rysunek 7.3.1 ilustruje zasadę działania wielopoziomowego przekształtnika napięciowego z dzielnikiem napięcia DC.



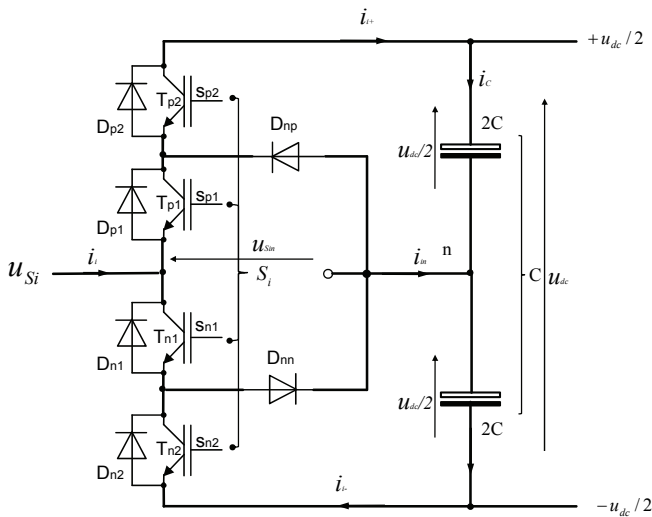
Rys. 7.3.1 Zasada działania wielopoziomowego przekształtnika napięciowego z dzielnikiem napięcia DC

Układ składa się z szeregowo połączonych źródeł napięcia stałego tworzących dzielnik napięcia strony DC oraz przełącznika wielopoziomyego podającego

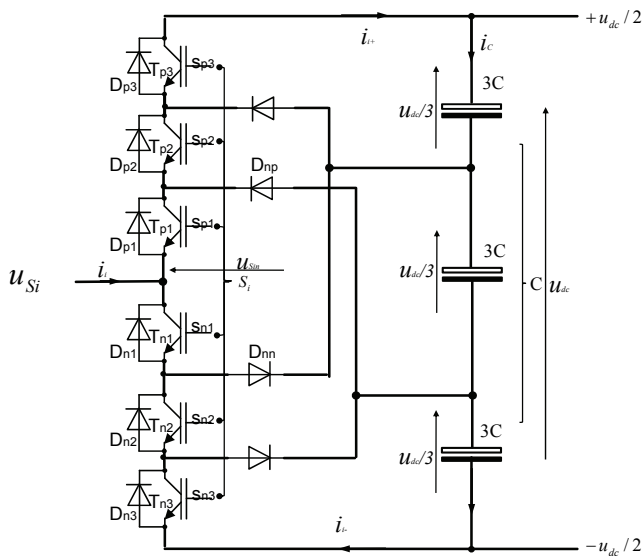
napięcia punktów potencjałowych dzielnika napięcia na zaciski strony AC przekształtnika. W rozwiązaniach praktycznych źródła napięciowe dzielnika realizuje się jako źródła aktywne lub kondensatory. Pojemnościowe realizacje źródeł napięciowych, w stanie ustalonym, nie są w stanie przyjmować lub oddawać mocy czynnej dlatego równoważenie napięć pojemnościowego dzielnika napięcia jest istotnym problemem algorytmu modulacji. Rysunki od 7.3.2 do 7.3.5 przedstawiają schematy dwu, trzy, cztero i pięciopoziomowego przekształtnika napięciowego z diodami poziomującymi.



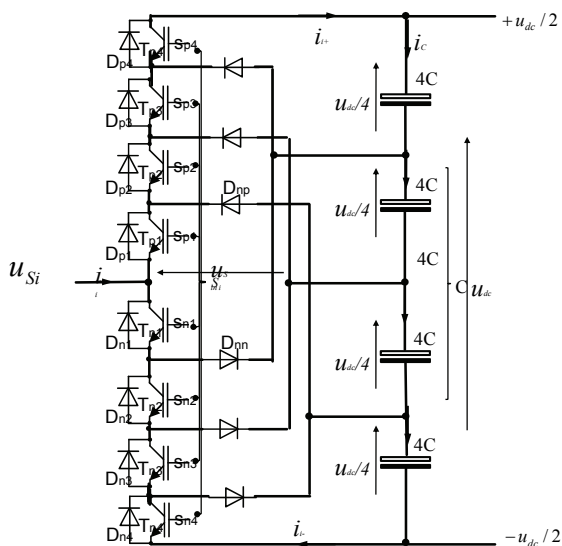
Rys. 7.3.2 Przekształtnik napięciowy o dwupoziomowym napięciu



Rys. 7.3.3 Przekształtnik napięciowy o trójpoziomowym napięciu



Rys. 7.3.4 Przekształtnik napięciowy o czteropoziomowym napięciu



Rys. 7.3.3 Przekształtnik napięciowy o trójpoziomowym napięciu

Analiza struktur przekształtników przedstawionych na powyższych rysunkach prowadzi do konkluzji, że istnieje ogólna zasada działania, wspólna dla wszystkich struktur. Wszystkie struktury posiadają dzielnik napięciowy złożony z kondensatorów, który dzieli napięcie wyjściowe na $N-1$ równych części. Matryca łączników tranzystorowo-diodowych tworzy ścieżki przewodzące prąd od wejść AC do poszczególnych punktów pojemnościowego dzielnika napięcia

przekształtnika. Można wyróżnić dwie ścieżki przewodzące do każdego punktu dzielnika napięcia: dla prądu dodatniego i dla prądu ujemnego. Zadaniem diod dołączonych do punktów dzielnika napięcia jest dołączanie ścieżki przewodzącej do potencjału danego punktu lub odłączanie tego punktu od ścieżki przewodzącej, gdy jest ona dłuższa i prowadzi do dalszych punktów potencjałowych. Zapobiega to występowaniu zwarć w obrębie pojemnościowego dzielnika napięcia. Powyższe spostrzeżenia prowadzą do spójnego modelu wszystkich struktur rodziny przekształtników napięciowych z diodami poziomującymi.

7.3.2. Uogólniony model N - poziomowego przekształtnika napięciowego z diodami poziomującymi

Na podstawie analizy schematów struktur przekształtników można stwierdzić, że funkcja aktywacji ścieżki przewodzącej jest istotnym elementem uogólnionego opisu tych schematów. Definicję funkcji aktywacji ścieżki przewodzącej opisuje równanie (7.3.1).

$$f_P(k) = (1 - s_{k+1}^P) \prod_{j=0}^k s_j^P \quad \text{dla} \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad P \in \{n, p\} \quad (7.3.1)$$

$$f_P(k) \in \{0, 1\} \quad s_N^P = 0 \quad s_0^P = 1 \quad (7.3.2)$$

gdzie: $f_P(k)$ - funkcja aktywacji ścieżki przewodzącej,

k - liczba tranzystorów ścieżki przewodzącej,

s_j^P - stan łącznika tranzystorowego o numerze j w ścieżce przewodzącej o polaryzacji P ,

N - liczba poziomów napięć przekształtnika,

P - indeks polaryzacji – posiada wartość n dla łączników elektronicznych należących do grupy Negative, a wartość p dla łączników elektronicznych należących do grupy Positive,

grupa Positive – łączniki tranzystorowo-diodowe włączone pomiędzy dodatnim biegunem napięcia obwodu prądu stałego a zaciskiem napięcia AC przekształtnika,

grupa Negative – łączniki tranzystorowo-diodowe włączone pomiędzy ujemnym biegunem napięcia obwodu prądu stałego a zaciskiem napięcia AC przekształtnika.

Łączniki o numerach 0 (łącznik stale włączony) i N (łącznik stale wyłączony) o wartościach funkcji stanu łącznika opisanych równaniem (7.3.2) nie istnieją realnie lecz zostały wprowadzone dla jednolitości opisu matematycznego. Schemat N - poziomowego przekształtnika napięciowego z diodami poziomującymi przedstawia rysunek 7.3.6.

Napięcie gałęzi przekształtnika opisuje równanie (7.3.3).

$$\begin{aligned}
 u_{Si} = & \frac{1 - \text{sign}(i_i)}{2} \text{sign}(i_i) \left[\frac{u_{dc}}{2} - \sum_{j=1}^{N-1} \left\{ f_p(j) \left(\sum_{k=1}^j u_{Ck} \right) \right\} \right] + \\
 & + \frac{1 + \text{sign}(i_i)}{2} \text{sign}(i_i) \left[\frac{u_{dc}}{2} - \sum_{j=1}^{N-1} \left\{ f_n(j) \left(\sum_{k=N-j}^{N-1} u_{Ck} \right) \right\} \right] + \\
 & + (1 - |\text{sign}(i_i)|) \frac{u_{dc}}{2} (f_p(N-1) - f_n(N-1))
 \end{aligned} \quad (7.3.3)$$

gdzie: $i \in \{a, b, c\}$ - indeksy oznaczające fazy, gdy są użyte w wyrażeniach arytmetycznych, przyjmują wartości:

$$a = 0 \quad b = -1 \quad c = 1 \quad (7.3.4),$$

i_i - wartość chwilowa prądu fazy i ,

u_{Si} - wartość chwilowa napięcia fazy i przekształtnika odniesionego do punktu środkowego napięcia obwodu prądu stałego,

u_{Ck} - wartość chwilowa napięcia kondensatora k dzielnika napięcia stałego.

W przypadku idealnego zrównoważenia napięć pojemnościowego dzielnika napięcia wyjściowego równanie (7.3.3) można zastąpić wyrażeniem (7.3.5).

$$\begin{aligned}
 u_{Si} = & \frac{1 - \text{sign}(i_i)}{2} \text{sign}(i_i) \frac{u_{dc}}{2} \sum_{j=0}^{N-1} \left\{ f_p(j) \left(1 - j \frac{2}{N-1} \right) \right\} + \\
 & + \frac{1 + \text{sign}(i_i)}{2} \text{sign}(i_i) \frac{u_{dc}}{2} \sum_{j=0}^{N-1} \left\{ f_n(j) \left(1 - j \frac{2}{N-1} \right) \right\} + \\
 & + (1 - |\text{sign}(i_i)|) \frac{u_{dc}}{2} (f_p(N-1) - f_n(N-1))
 \end{aligned} \quad (7.3.5)$$

Prąd zasilający punkt potencjałowy numer j pojemnościowego dzielnika napięciowego, pochodzący od fazy numer i wyraża równanie (7.3.6). Pojemnościowy dzielnik napięcia jest obwodem wspólnym dla wszystkich faz przekształtnika. Całkowity prąd zasilający punkt potencjałowy numer j tego dzielnika jest opisany równaniem (7.3.7).

$$i_{dc-} = -i_{0C} \quad (7.3.9)$$

$$\sum_{j=0}^{N-1} i_{jC} = 0 \quad (7.3.10)$$

gdzie: i_{ijC} - wartość chwilowa prądu zasilającego punkt potencjałowy j pochodząca od prądu fazy i ,

i_{jC} - wartość chwilowa prądu zasilającego punkt potencjałowy j ,

i_{dc+} - wartość chwilowa prądu zasilającego dodatni biegun napięcia obwodu prądu stałego,

i_{dc-} - wartość chwilowa prądu zasilającego ujemny biegun napięcia obwodu prądu stałego.

Napięcie punktu potencjałowego numer j pojemnościowego dzielnika napięcia mierzone względem punktu środkowego napięcia wyjściowego opisuje równanie (7.3.11). W przypadku idealnego zrównoważenia napięć dzielnika równanie (7.3.11) można zastąpić wyrażeniem (7.3.12).

$$u_j = \sum_{k=1}^j u_{Ck} - \frac{u_{dc}}{2} \quad (7.3.11)$$

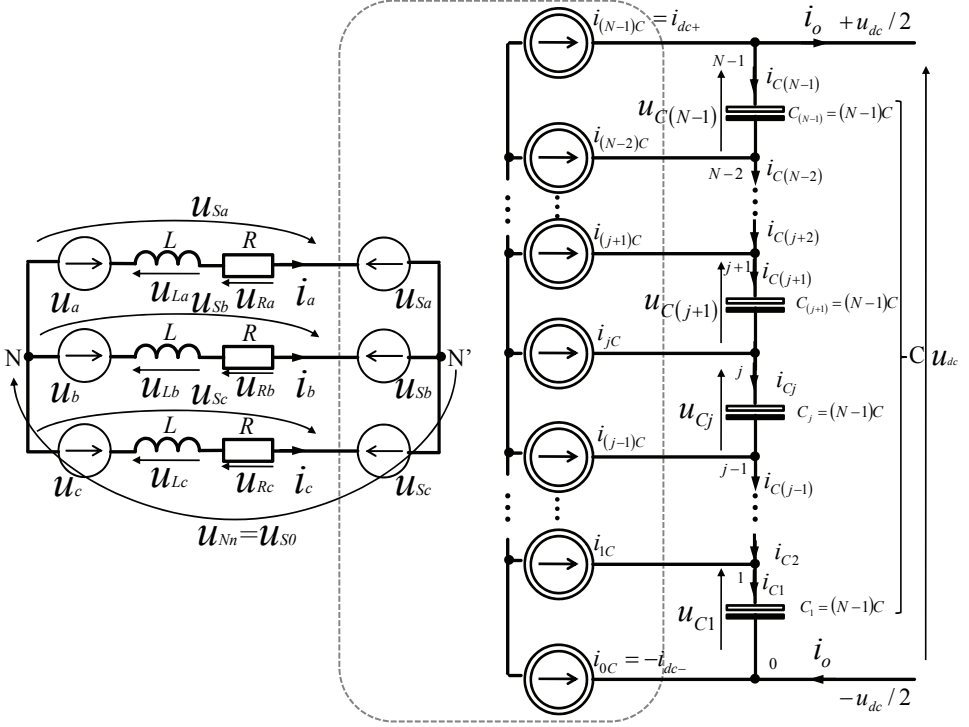
$$u_j = j \frac{u_{dc}}{N-1} - \frac{u_{dc}}{2} \quad (7.3.12)$$

obydwa dla $0 \leq j \leq N-1$.

gdzie: u_j - wartość chwilowa napięcia punktu potencjałowego j pojemnościowego dzielnika napięcia mierzone względem punktu środkowego napięcia obwodu prądu stałego,

u_{Ck} - wartość chwilowa napięcia kondensatora k dzielnika napięcia stałego.

Schemat zastępczy N - poziomowego przekształtnika napięciowego z diodami poziomującymi wynikający z powyższych równań ilustruje rysunek 7.3.7.



Rys. 7.3.7 Schemat zastępczy N - poziomowego przekształtnika napięciowego z diodami poziomującymi

Równe pojemności połączone szeregowo tworzą pojemnościowy dzielnik napięcia wyjściowego. W danej chwili czasu, maksymalnie trzy prądy zasilające pojemnościowy dzielnik napięcia mają wartość różną od zera. Jeden spośród prądów zasilających dzielnik jest zależny od pozostałych. Prądy ładujące kondensatory są opisane równaniami rekurencyjnymi (7.3.13), (7.3.14), (7.3.15) i (7.3.16).

$$i_{C(N-1)} = i_{(N-1)C} - i_o = i_{dc+} - i_o \quad \text{dla} \quad j = N - 1 \quad (7.3.13)$$

$$i_{C1} = -i_{0C} - i_o = i_{dc-} - i_o \quad \text{dla} \quad j = 1 \quad (7.3.14)$$

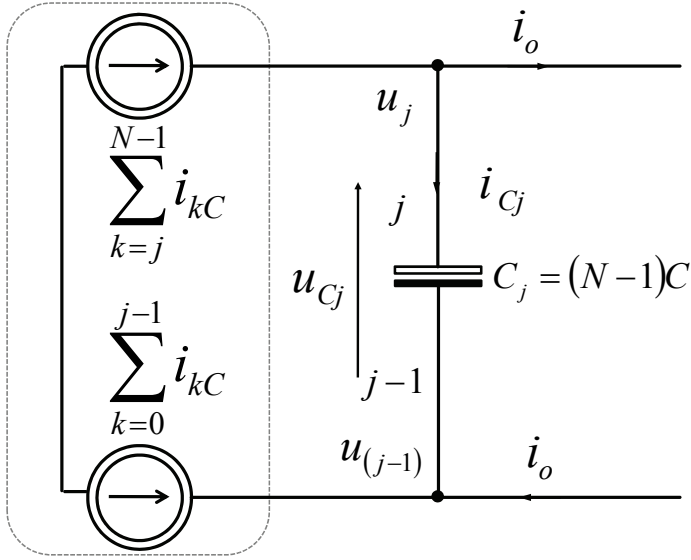
$$i_{Cj} = i_{C(j+1)} + i_{jC} \quad \text{dla} \quad 1 \leq j \leq N - 2 \quad (7.3.15)$$

$$i_{Cj} = i_{C(j-1)} - i_{(j-1)C} \quad \text{dla} \quad 2 \leq j \leq N - 1 \quad (7.3.16)$$

gdzie: i_0 - wartość chwilowa prądu obciążenia obwodu prądu stałego,

i_{Cj} - wartość chwilowa prądu kondensatora j .

Do dodatniej okładki danego kondensatora dopływają prądy wszystkich źródeł prądowych zasilających punkty potencjałowe położone powyżej kondensatora pomniejszone o prąd obwodu obciążenia, a od ujemnej okładki wypływają prądy pozostałych źródeł, zasilających punkty potencjałowe położone poniżej kondensatora, pomniejszone o prąd obciążenia. Rysunek 7.3.8 przedstawia schemat zastępczy do określania napięć kondensatorów wyjściowego dzielnika pojemnościowego, wynikający z powyższych ustaleń.



Rys. 7.3.8 Schemat zastępczy do określania napięć kondensatorów wyjściowego dzielnika pojemnościowego

Zbiór wyrażeń rekurencyjnych (7.3.13), (7.3.14), (7.3.15) i (7.3.16) można przekształcić do postaci wyrażeń iteracyjnych (7.3.17) i (7.3.18).

$$i_{Cj} = \sum_{k=j}^{N-1} i_{kC} - i_o \quad \text{dla} \quad 1 \leq j \leq N-1 \quad (7.3.17)$$

$$i_{Cj} = -\sum_{k=0}^{j-1} i_{kC} - i_o \quad \text{dla} \quad 1 \leq j \leq N-1 \quad (7.3.18)$$

Przy czym zachodzi właściwość (7.3.19).

$$\sum_{k=0}^{j-1} i_{kC} + \sum_{k=j}^{N-1} i_{kC} = \sum_{k=0}^{N-1} i_{kC} = 0 \quad (7.3.19)$$

Napięcie kondensatora numer j wyjściowego dzielnika napięcia jest opisane zależnością (7.3.20).

$$\begin{aligned} u_{Cj} &= \frac{U_{dc}}{N-1} + \frac{1}{C_j} \int_{t_0}^{t_0+T} i_{Cj} dt = \frac{U_{dc}}{N-1} + \frac{1}{C_j} \int_{t_0}^{t_0+T} \left\{ \sum_{k=j}^{N-1} i_{kC} - i_o \right\} dt = \\ &= \frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{1}{C_j} \int_{t_0}^{t_0+T} \left\{ \sum_{k=0}^{j-1} i_{kC} + i_o \right\} dt \end{aligned} \quad (7.3.20)$$

gdzie: u_{Cj} - wartość chwilowa napięcia kondensatora j ,

U_{dc} - wartość średnia napięcia obwodu prądu stałego,

C_j - pojemność kondensatora j .

Wartość średnią prądu kondensatora numer j opisuje równanie (7.3.21).

$$\begin{aligned} I_{Cj} &= \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} i_{Cj} dt = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} \left\{ \sum_{k=j}^{N-1} i_{kC} - i_o \right\} dt = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} \left\{ \sum_{k=j}^{N-1} i_{kC} \right\} dt - I_o = \sum_{k=j}^{N-1} I_{kC} - I_o \\ &= -\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} \left\{ \sum_{k=0}^{j-1} i_{kC} + i_o \right\} dt = -\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} \left\{ \sum_{k=0}^{j-1} i_{kC} \right\} dt - I_o = -\sum_{k=0}^{j-1} I_{kC} - I_o \end{aligned} \quad (7.3.21)$$

gdzie: I_{Cj} - wartość średnia prądu kondensatora j ,

I_{kC} - wartość średnia prądu zasilającego punkt potencjałowy k dzielnika napięcia obwodu prądu stałego,

I_o - wartość średnia prądu obciążenia obwodu prądu stałego.

Wartości średnie prądów kondensatorów powinny być zerowe, aby zapewnić równowagę napięć wyjściowego dzielnika pojemnościowego. Napięcie wyjściowe obwodu prądu stałego jest sumą napięć kondensatorów dzielnika i jest wyznaczane na podstawie równań (7.3.22), (7.3.23).

$$u_{dc} = \sum_{j=1}^{N-1} u_{Cj} = U_{dc} + \sum_{j=1}^{N-1} \left\{ \frac{1}{C_j} \int_{t_0}^{t_0+T} i_{Cj} dt \right\} = U_{dc} + \sum_{j=1}^{N-1} \left\{ \frac{1}{C_j} I_{Cj} T \right\} \quad (7.3.22)$$

$$u_{dc} = U_{dc} + \sum_{j=1}^{N-1} \left\{ \frac{1}{C_j} \int_{t_0}^{t_0+T} \left\{ \sum_{k=j}^{N-1} i_{kC} - i_o \right\} dt \right\} = U_{dc} - \sum_{j=1}^{N-1} \left\{ \frac{1}{C_j} \int_{t_0}^{t_0+T} \left\{ \sum_{k=0}^{j-1} i_{kC} + i_o \right\} dt \right\} \quad (7.3.23)$$

gdzie: u_{dc} - wartość chwilowa napięcia obwodu prądu stałego.

Równania (7.3.22), (7.3.23) są podstawą do obliczania pulsacji napięcia wyjściowego.

7.3.3. Zasada sterowania

Stany stabilne napięcia AC są realizowane przez włączenie $N-1$ kolejnych tranzystorów gałęzi tranzystorowej. W ten sposób powstają dwie ścieżki przewodzące do tego samego punktu potencjałowego pojemnościowego dzielnika napięcia: jedna dla dodatniego i druga dla ujemnego prądu.

Aby zrealizować na wejściu AC poziom napięcia u_j tranzystory należy włączyć

w następujący sposób: $s_k^p = 0$ dla $N \geq k \geq j+1$ i $s_k^p = 1$ dla $j \geq k \geq 0$

i $s_k^n = 1$ dla $0 \leq k \leq N-1-j$ i $s_k^n = 0$ dla $N-j \leq k \leq N$.

Napięcie fazowe odniesione do punktu środkowego napięcia obwodu prądu stałego jest zdefiniowane równaniem (7.3.24).

$$u_{sin} = \left(\frac{l_i}{N-1} - \frac{1}{2} \right) u_{dc} = \left(2 \frac{l_i}{N-1} - 1 \right) \frac{u_{dc}}{2} = m_i \frac{u_{dc}}{2} \quad (7.3.24)$$

przy czym:

$$m_i = \left(2 \frac{l_i}{N-1} - 1 \right) \quad (7.3.25)$$

- jest współczynnikiem głębokości modulacji,

l_i - jest numerem poziomu napięcia realizowanego przez fazę i przekształtnika,
gdzie:

$$l_i \in \mathbf{N} \quad 0 \leq l_i \leq N-1 \quad (7.3.26)$$

$$-1 \leq m_i \leq 1 \quad (7.3.27)$$

Napięcie strony AC jest proporcjonalne do numeru poziomu napięcia l_i . Numer poziomu napięcia l_i określa punkt pojemnościowego dzielnika napięcia, który

jest zasilany prądem fazowym z jednej strony i poziom napięcia AC z drugiej strony. Współczynnik modulacji (7.3.25) określa jaką część całkowitego zakresu napięcia DC stanowi napięcie realizowane na wejściu matrycy tranzystorowo-diodowej. Poziom napięcia l_i jest równy numerowi pierwszego tranzystora z grupy dodatniej, który jest włączony. Z tego powodu prawdziwa jest implikacja (7.3.28).

$$l_i \Leftrightarrow f_n(N-1-i)=1 \quad \wedge \quad f_p(i)=1 \quad (7.3.28)$$

$$i_{ilC} = i_i \quad (7.3.29)$$

W przypadku gładkiej funkcji napięcia AC, występują przełączenia tylko pomiędzy dwoma sąsiednimi poziomami napięcia. Należy jednak zaznaczyć, że gładkość funkcji napięcia nie jest bezwzględnie konieczna. Możliwa jest modulacja z nieciągłą funkcją napięcia fazowego, gdy zmiana poziomu napięcia w danej fazie nie odbywa się między poziomami sąsiednimi. Nieciągłości wynikają wtedy z różnych wartości składowej zerowej napięcia. Przejście pomiędzy dwoma poziomami napięcia realizowanymi na wejściu gałęzi tranzystorowej odbywa się w ten sposób, że najpierw wyłączana jest taka liczba tranzystorów jaka wynika z różnicy poziomów napięcia na jednym końcu łańcucha tranzystorów, a następnie, po czasie martwym, taka sama liczba włączana na drugim końcu łańcucha.

7.3.4. Bazowe wektory przestrzenne napięć

Wszystkie możliwe, stabilne, bazowe wektory przestrzenne napięć definiuje wyrażenie (7.3.30).

$$\begin{aligned} V_{\alpha\beta} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \sum_{i \in \{a,b,c\}} u_{\sin} e^{-j\left(i\frac{2\pi}{3}\right)} = \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} u_{dc} \left[\left(\frac{l_a}{N-1} - \frac{1}{2} \right) + \left(\frac{l_b}{N-1} - \frac{1}{2} \right) e^{j\frac{2\pi}{3}} + \left(\frac{l_c}{N-1} - \frac{1}{2} \right) e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right] \quad (7.3.30) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \underline{V}_{S\alpha\beta} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{u_{dc}}{N-1} \left[l_a + l_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + l_c e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right] = \\
 &= \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{u_{dc}}{N-1} \left[\left(l_a - \frac{1}{2}l_b - \frac{1}{2}l_c \right) + j \left(0l_a + \frac{\sqrt{3}}{2}l_b - \frac{\sqrt{3}}{2}l_c \right) \right] = \\
 &= \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{u_{dc}}{N-1} \left[\left(\Delta l_{ac} - \frac{1}{2}\Delta l_{bc} \right) + j \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\Delta l_{bc} \right) \right]
 \end{aligned} \quad (7.3.31)$$

gdzie: $\underline{V}_{S\alpha\beta}$ - wektor przestrzenny napięć przekształtnika w zastępczym dwufazowym, stacjonarnym układzie współrzędnych,

$$\Delta l_{ac} = l_a - l_c \quad \Delta l_{bc} = l_b - l_c \quad (7.3.32)$$

oznaczają różnice poziomów napięcia i są liczbami całkowitymi z przedziału wartości opisanego wyrażeniami (7.3.33).

$$\begin{aligned}
 &\Delta l_{ac}, \Delta l_{bc} \in \mathbb{C} \\
 &-(N-1) \leq \Delta l_{ac} \leq N-1 \quad -(N-1) \leq \Delta l_{bc} \leq N-1
 \end{aligned} \quad (7.3.33)$$

Bazowe wektory przestrzenne napięć (7.3.31) wytwarzane na wejściu przekształtnika zależą od dwóch liczb całkowitych Δl_{ac} i Δl_{bc} określonych różnicami poziomów napięć w poszczególnych fazach przekształtnika (7.3.32). Wektor przestrzenny napięć zależy tylko od napięć międzyfazowych. Na podstawie równania (7.3.31), widać że istnieje pewien stopień swobody realizacji bazowych wektorów przestrzennych. Poziom swobody zależy od wartości przyrostów poziomów napięcia i jest większy dla ich mniejszych wartości. Każdy bazowy wektor przestrzenny napięć posiada pewną liczbę realizacji $L(\underline{V}_{S\alpha\beta})$, która może być obliczona według wyrażenia (7.3.34).

$$\begin{aligned}
 \text{Jeżeli } \Delta l_{ac} \Delta l_{bc} < 0 \text{ to } L(\underline{V}_{S\alpha\beta}) &= N - |\Delta l_{ac} - \Delta l_{bc}| \\
 \text{w przeciwnym wypadku } L(\underline{V}_{S\alpha\beta}) &= N - \max(|\Delta l_{ac}|, |\Delta l_{bc}|)
 \end{aligned} \quad (7.3.34).$$

gdzie: $L(\underline{V}_{S\alpha\beta})$ - liczba realizacji wektora przestrzennego napięć $\underline{V}_{S\alpha\beta}$.

Składowa zerowa napięcia wejściowego przekształtnika jest opisana równaniem (7.3.35).

$$\begin{aligned}
 V_{s0} = u_{s0} &= \frac{1}{3} \sum_{i \in \{a,b,c\}} u_{Sin} = \frac{1}{3} u_{dc} \left[\left(\frac{l_a}{N-1} - \frac{1}{2} \right) + \left(\frac{l_b}{N-1} - \frac{1}{2} \right) + \left(\frac{l_c}{N-1} - \frac{1}{2} \right) \right] = \\
 &= \frac{1}{3} \frac{u_{dc}}{N-1} [l_a + l_b + l_c] - \frac{u_{dc}}{2}
 \end{aligned} \tag{7.3.35}$$

$$V_{s0} = u_{s0} = \frac{1}{3} \frac{u_{dc}}{N-1} [l_a + l_b + l_c] - \frac{u_{dc}}{2} = \frac{1}{3} \frac{u_{dc}}{N-1} [\Delta l_{ac} + \Delta l_{bc} + 3l_c] - \frac{u_{dc}}{2} \tag{7.3.36}$$

przy czym:

$$l_a, l_b, l_c \in \mathbf{N} \quad 0 \leq l_a, l_b, l_c \leq N-1 \tag{7.3.37}$$

oraz zachodzi

$$-\frac{u_{dc}}{2} \leq V_{s0} \leq \frac{u_{dc}}{2} \tag{7.3.38}$$

gdzie: V_{s0} , u_{s0} - składowa zerowa wektora przestrzennego napięć przekształtnika tożsamsa ze składową zerową napięć przekształtnika.

W przypadku założenia wartości składowej zerowej (7.3.36), poziomy napięć fazowych l_a, l_b, l_c definiujące wektor przestrzenny napięć są jednoznacznie określone. Kombinacje z równymi wartościami poziomów napięcia $l_a = l_b = l_c$ we wszystkich fazach prowadzą do zerowych wektorów przestrzennych. Przekształtnik posiada N różnych zerowych wektorów przestrzennych napięć. Realizacje wektora zerowego różnią się od siebie wartością składowej zerowej, która może przyjmować wartości od $-u_{dc}/2$ do $u_{dc}/2$ z krokiem wynoszącym $u_{dc}/(N-1)$. Wprowadzając oznaczenie średniego poziomu napięcia (7.3.40) oraz współczynnik modulacji składowej zerowej (7.3.41) wartość składowej zerowej możemy przedstawić w postaci (7.3.39).

$$V_{s0} = u_{s0} = \frac{1}{3} \frac{u_{dc}}{N-1} [l_a + l_b + l_c] - \frac{u_{dc}}{2} = \left(2 \frac{l_0}{N-1} - 1 \right) \frac{u_{dc}}{2} = m_0 \frac{u_{dc}}{2} \tag{7.3.39}$$

przy czym:

$$l_0 = \frac{1}{3} \sum_{i \in \{a,b,c\}} l_i \tag{7.3.40}$$

$$m_0 = 2 \frac{l_0}{N-1} - 1 \tag{7.3.41}$$

gdzie:

$$0 \leq l_0 \leq N-1 \quad (7.3.42)$$

$$-1 \leq m_0 \leq 1 \quad (7.3.43)$$

l_0 - poziom napięcia składowej zerowej napięć,

m_0 - współczynnik głębokości modulacji składowej zerowej napięć.

Bazowe wektory przestrzenne nie zależą od znaku prądu. Co najwyżej trzy prądy zasilające pojemnościowy dzielnik napięcia mają niezerową wartość (7.3.45).

$$i_{il,C} = i_i \quad (7.3.44)$$

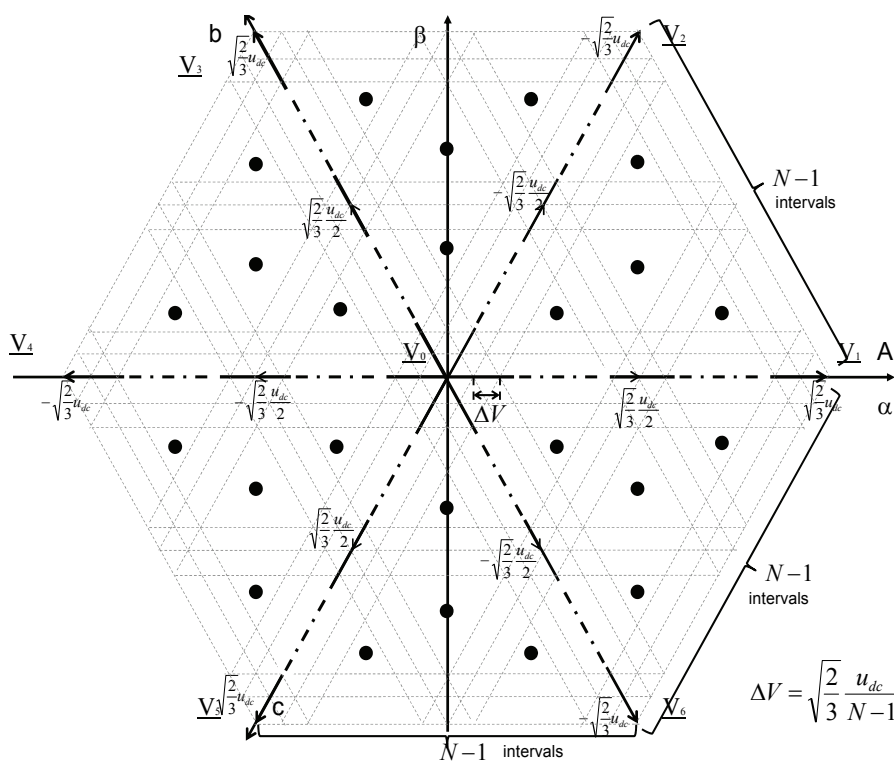
$$i_{l,C} = \sum_{m \in \{a,b,c\}} i_{ml,C} \quad (7.3.45)$$

gdzie: $i_{il,C}$ - wartość chwilowa prądu pochodzącego od fazy i zasilającego punkt potencjałowy numer l_i pojemnościowego dzielnika napięcia obwodu prądu stałego,

$i_{l,C}$ - wartość chwilowa prądu zasilającego punkt potencjałowy numer l_i pojemnościowego dzielnika napięcia obwodu prądu stałego,

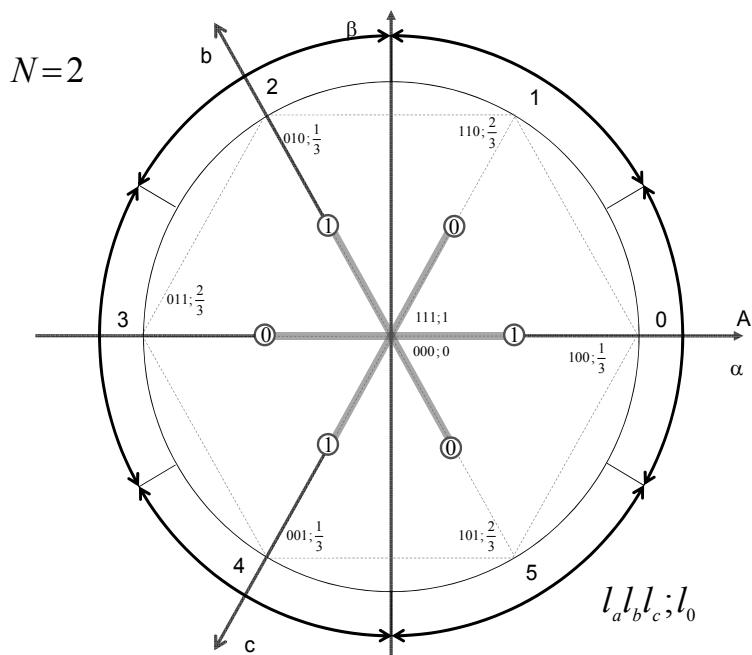
$i_{ml,C}$ - wartość chwilowa prądu pochodzącego od fazy i zasilającego punkt potencjałowy numer l_i pojemnościowego dzielnika napięcia obwodu prądu stałego.

Prądy zasilające pojemnościowy dzielnik napięcia są istotne dla równoważenia napięć dzielnika. Z tej przyczyny są one istotną właściwością realizacji bazowych wektorów przestrzennych napięć. Pełny zbiór bazowych wektorów przestrzennych przedstawia rysunek 7.3.9.

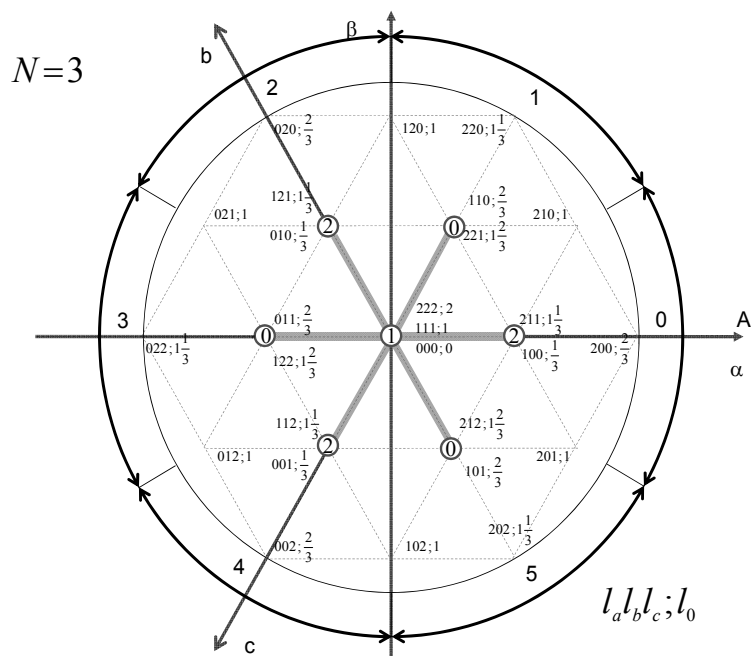


Rys. 7.3.9 Zbiór bazowych wektorów przestrzennych napięć

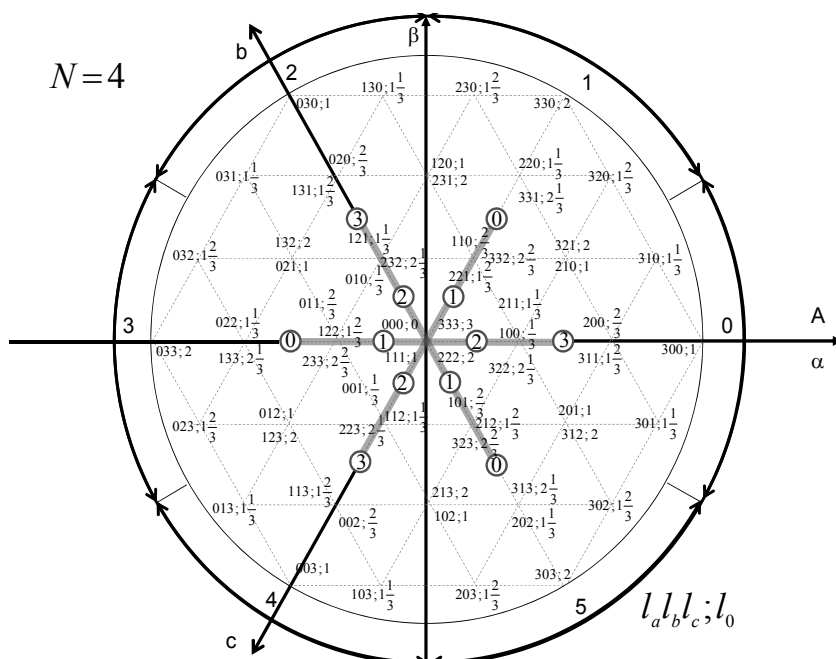
Na rysunku 7.3.9 bazowe wektory przestrzenne występują na przecięciu linii przerywanych. Kropki oznaczają iteracyjne rozwinięcia obszaru bazowych wektorów przestrzennych napięć. Rysunki 7.3.10, 7.3.11, 7.3.12 i 7.3.13 ilustrują poziomy napięć poszczególnych faz przekształtnika i odpowiadające im wektory przestrzenne napięć wraz ze zbiorami poziomów napięć dla których dany wektor jest realizowany odpowiednio dla przekształtnika dwupoziomowego (rys. 7.3.10), trójpoziomowego (rys. 7.3.11), czteropoziomowego (rys. 7.3.12) i pięciopoziomowego (rys. 7.3.13). Wyznaczając bazowe wektory przestrzenne napięć z rysunków od 7.3.10 do 7.3.13 przyjęto współczynnik normujący o wartości jeden. Pozwala to w sposób geometryczny wyznaczać bazowe wektory przestrzenne napięć na podstawie poziomów napięć poszczególnych faz.



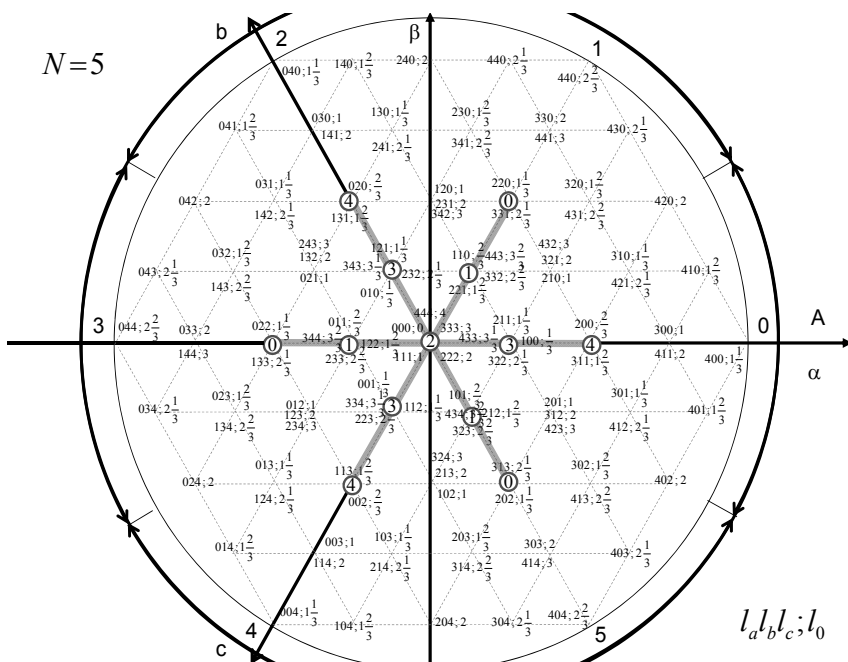
Rys. 7.3.10 Poziomy napięć i bazowe wektory przestrzenne napięć przekształtnika dwupoziomowego



Rys. 7.3.11 Poziomy napięć i bazowe wektory przestrzenne napięć przekształtnika trójpoziomowego



Rys. 7.3.12 Poziomy napięć i bazowe wektory przestrzenne napięć przekształtnika czteropoziomowego



Rys. 7.3.13 Poziomy napięć i bazowe wektory przestrzenne napięć przekształtnika pięciopoziomowego

Jest rzeczą charakterystyczną, że wektory położone na zewnętrznym sześciokącie posiadają pojedyncze realizacje, wraz ze zbliżaniem się do początku układu współrzędnych liczba realizacji wzrasta, by dla wektora zerowego osiągnąć wartość N . Dodanie dodatkowego poziomu napięcia przekształtnika napięciowego prowadzi do utworzenia kolejnej warstwy modulacyjnej w przestrzeni wektora przestrzennego napięć. Przekształtnik N -poziomowy realizuje wszystkie wektory przestrzenne układu o liczbie poziomów równej $N-1$ lecz daje możliwość zwiększenia poziomu napięcia każdej z faz o jeden, a więc dodania kolejnego poziomu zerowego.

Przestrzeń wektora przestrzennego napięć przekształtników o większej liczbie poziomów może być podzielona na obszary odpowiadające układom o mniejszej liczbie poziomów. Warunkiem realizowalności układu napięć przekształtnika o mniejszej liczbie poziomów napięć N_L przez przekształtnik o większej ilości poziomów napięć N_H jest spełnienie relacji (7.3.46).

$$\frac{N_H - 1}{N_L - 1} = n_{H \rightarrow L} \in \mathbf{N} \quad (7.3.46)$$

gdzie: N_H - liczba poziomów napięć przekształtnika zastępującego,

N_L - liczba poziomów napięć przekształtnika zastępowalnego,

$n_{H \rightarrow L}$ - liczba tranzystorów przekształtnika o większej liczbie poziomów napięcia, które zastępują jeden tranzystor przekształtnika o mniejszej liczbie poziomów napięcia.

Wynika stąd, że warunkiem realizowalności przekształtnika o mniejszej liczbie poziomów przez przekształtnik o większej liczbie poziomów jest podzielność, w dziedzinie liczb całkowitych, liczb tranzystorów tworzących gałęzie przekształtników. Liczba $n_{H \rightarrow L}$ jest liczbą tranzystorów przekształtnika o większej ilości poziomów napięcia, które zastępują jeden tranzystor przekształtnika o mniejszej ilości poziomów napięcia. Wynika stąd w szczególności, że: każdy z przekształtników z diodami poziomującymi może pracować jako przekształtnik dwupoziomowy. Ponadto, przekształtnik pięciopoziomowy może pracować jako trójpociomowy, przekształtnik sześciopoziomowy może zastępować jedynie przekształtnik dwupoziomowy, przekształtnik siedmiopoziomowy może zastąpić przekształtniki czteropoziomowy i trójpociomowy. Występuje tu regularność wynikająca z reguł podzielności liczb naturalnych, która została zilustrowana w postaci trójkąta zastępczości przekształtników – tabela 7.3.1.

Tabela 7.3.1. Trójkąt zastępczości przekształtników

N _H	Struktury przekształtników zastępowalnych N _L																								
	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	
2	2																								
3	2	3																							
4	2		4																						
5	2	3		5																					
6	2				6																				
7	2	3	4			7																			
8	2						8																		
9	2	3		5				9																	
10	2		4						10																
11	2	3			6					11															
12	2										12														
13	2	3	4	5		7						13													
14	2												14												
15	2	3					8							15											
16	2		4		6										16										
17	2	3		5				9								17									
18	2																18								
19	2	3	4			7			10									19							
20	2																		20						
21	2	3		5	6					11										21					
22	2		4				8														22				
23	2	3									12											23			
24	2																						24		
25	2	3	4	5		7		9				13												25	

7.3.5. Zasilanie pojemnościowego dzielnika napięcia

Jeżeli różnice poziomów napięć Δ_{ac} , Δ_{bc} są określone tak, że realizują żądany bazowy wektor przestrzenny napięć (7.3.31), wtedy może być wyznaczony zbiór poziomów napięć $L = \{l_a, l_b, l_c\}$. Jeżeli poziom napięcia jednej z faz zostanie przyjęty, poziomy napięć pozostałych faz są jednoznacznie określone przez różnice poziomów napięcia. Posortujmy zbiór poziomów napięcia poszczególnych faz $\{l_a, l_b, l_c\}$ i wprowadźmy oznaczenia: l_L najwyższy poziom, l_M średni poziom i l_S najniższy poziom napięcia w zbiorze poziomów napięć (7.3.47). Co najwyżej trzy prądy zasilające pojemnościowy dzielnik napięcia, a oznaczone indeksami $\{l_S, l_M, l_L\}$, mają wartość niezerową. Suma tych prądów ma wartość zero (7.3.48).

$$l_S \leq l_M \leq l_L \quad (7.3.47)$$

$$i_{l_L C} + i_{l_M C} + i_{l_S C} = 0 \quad (7.3.48)$$

Dla kondensatorów C_j gdzie:

- $j > l_L$ prądy są równe $i_{Cj} = -i_o$ (7.3.49)

- $l_L \geq j > l_M$ prądy są równe $i_{Cj} = i_{l_L C} - i_o$ (7.3.50)

- $l_M \geq j > l_S$ prądy są równe $i_{Cj} = i_{l_L C} + i_{l_M C} - i_o$ (7.3.51)

- $l_S \geq j$ prądy są równe $i_{Cj} = i_{l_L C} + i_{l_M C} + i_{l_S C} - i_o = -i_o$ (7.3.52)

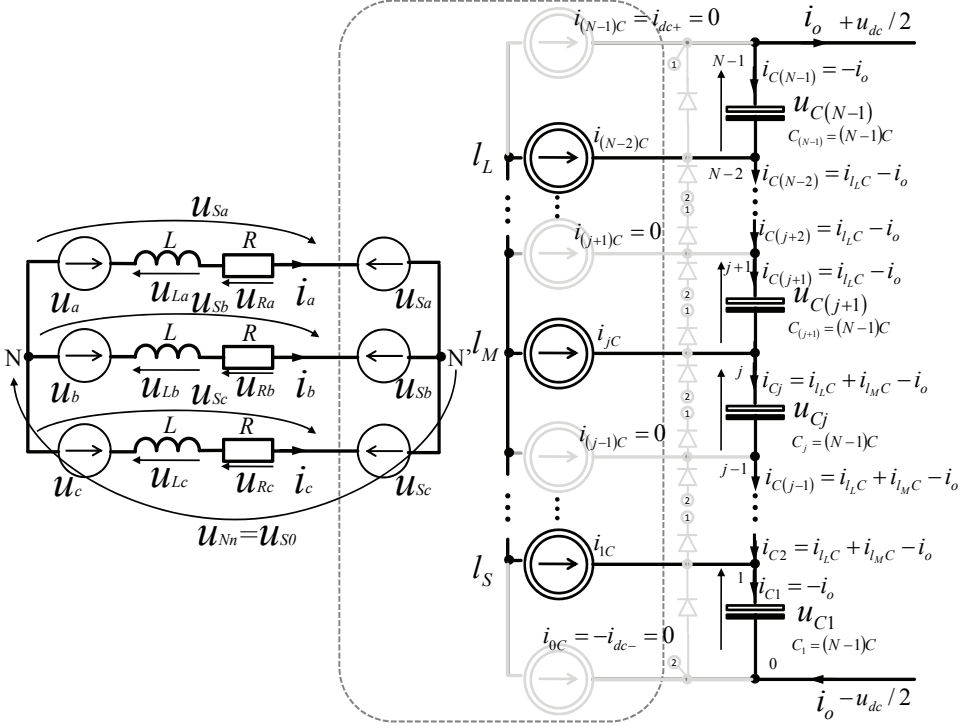
gdzie: l_S - najniższy poziom napięcia,

l_M - średni poziom napięcia,

l_L - najwyższy poziom napięcia.

Przy czym: i_{Cj} - oznacza prąd kondensatora o numerze j , a i_{jC} - oznacza prąd zasilający punkt potencjałowy dzielnika napięcia DC o numerze j .

Rysunek 7.3.14 ilustruje przykładowy przypadek zasilania wyjściowego dzielnika pojemnościowego.



Rys. 7.3.14 Zasilanie wyjściowego dzielnika pojemnościowego

Jeżeli prąd $i_{Cj} > 0$ wtedy kondensator jest ładowany i jego napięcie wzrasta, gdy $i_{Cj} < 0$ wtedy jest rozładowywany i jego napięcie maleje. W przypadku $i_{Cj} = 0$ kondensator zachowuje swój ładunek i jego napięcie pozostaje niezmienione. Można wyróżnić trzy grupy kondensatorów, których prądy różnią się wzajemnie. W obrębie grupy wszystkie kondensatory zasilane są tym samym prądem. Przesuwając różnice poziomów napięcia wzdłuż punktów pojemnościowego dzielnika napięcia otrzymujemy równoważne bazowe wektory przestrzenne napięć (7.3.31). Warto podkreślić, że jest możliwe przesuwanie poziomów napięć bez zmiany różnic poziomów tak długo, dopóki wartości poziomów napięć l_L i l_S nie przekraczają granic określonych przez zewnętrzne bieguny obwodu prądu stałego (7.3.37) i nie powoduje to zmiany wartości składowych α, β wektora przestrzennego napięć. Równoważne pod względem składowych α, β realizacje bazowych wektorów przestrzennych napięć różnią się od siebie wartością składowej zerowej napięcia. Zmienia się również sposób zasilania pojemnościowego dzielnika napięcia, ponieważ przyjęte poziomy napięć decydują o granicach grup kondensatorów ładowanych tym samym prądem (7.3.49), (7.3.50), (7.3.51), (7.3.52). Ta właściwość stanowi podstawę do

równowazenia napięć wyjściowego dzielnika pojemnościowego. Ponieważ prąd i_o płynie przez wszystkie kondensatory więc proporcjonalnie przeładowuje je nie zakłócając proporcji podziału napięcia.

7.3.6. Równowazenie napięć wyjściowego dzielnika pojemnościowego

Równowazenie napięć wyjściowego dzielnika pojemnościowego stanowi istotny, a właściwie krytyczny, problem modulacji napięć wejściowych przekształtników wielopoziomowych z diodami poziomującymi.

Warunki naturalnego równowazenia napięć wyjściowego dzielnika pojemnościowego

Warunkiem poprawnej pracy przekształtnika napięciowego jest równowaga napięć wyjściowego dzielnika pojemnościowego. Jest to możliwe w przypadku gdy istnieje taki okres czasu T , że wartości średnie prądów kondensatorów obliczone za ten okres są zerowe. W takim przypadku równanie (7.3.53) musi być prawdziwe.

$$\forall_{1 \leq j \leq N-1} \sum_{k=j}^{N-1} I_{kC} = - \sum_{k=0}^{j-1} I_{kC} = I_o \quad (7.3.53)$$

$$\text{Jeżeli } I_{C(j+1)} = 0 \text{ i } I_{jC} = 0 \text{ wtedy } I_{Cj} = 0 \quad (7.3.54)$$

gdzie: I_{kC} - wartość średnia prądu zasilającego k punkt potencjałowy dzielnika napięcia prądu stałego,

I_o - wartość średnia prądu obciążenia obwodu prądu stałego,

I_{Cj} - wartość średnia prądu kondensatora nr j .

W stanach pracy ustalonej jest ważne aby wartości średnie prądów kondensatorów były zerowe. Jeżeli prąd górnego kondensatora $i_{C(j+1)}$ ma wartość średnią równą zero, a prąd i_{jC} zasilający punkt j pojemnościowego dzielnika napięcia ma również wartość średnią równą zero wtedy wartość średnia prądu dolnego kondensatora i_{Cj} jest także zerowa (7.3.54). Wyrażenie logiczne (7.3.54) zastosowane do wszystkich kondensatorów pojemnościowego dzielnika napięcia jest warunkiem naturalnego, bez użycia dodatkowych, dedykowanych temu zadaniu obwodów równowazenia napięć kondensatorów. Z powyższego wynika, że wartości średnie wszystkich prądów zasilających pojemnościowy dzielnik napięcia,

z wyjątkiem prądów $i_{(N-1)C}$ i i_{0C} które zasilają bieguny napięć obwodu prądu stałego, powinny mieć wartość zero. Warunki naturalnego równoważenia opisują równania od (7.3.55) do (7.3.64).

$$I_{C(N-1)} = I_{(N-1)C} - I_o = I_{dc+} - I_o = 0 \quad (7.3.55)$$

$$I_{(N-1)C} = I_{dc+} = I_o \quad (7.3.56)$$

$$I_{Cj} = I_{C(j+1)} + I_{jC} = 0 \quad (7.3.57)$$

$$I_{jC} = 0 \quad (7.3.58)$$

$$\text{dla } 1 \leq j \leq N-2 \quad (7.3.59)$$

$$I_{C1} = -I_{0C} - I_o = I_{dc-} - I_o = 0 \quad (7.3.60)$$

$$I_{0C} = -I_{dc-} = -I_o \quad (7.3.61)$$

$$\sum_{j=0}^{N-1} I_{jC} = 0 \quad (7.3.62)$$

$$\sum_{j=1}^{N-2} I_{jC} = 0 \quad (7.3.63)$$

$$I_{(N-1)C} + I_{0C} = 0 \quad (7.3.64)$$

gdzie: I_{dc+} - wartość średnia prądu zasilającego dodatni biegun napięcia obwodu prądu stałego,

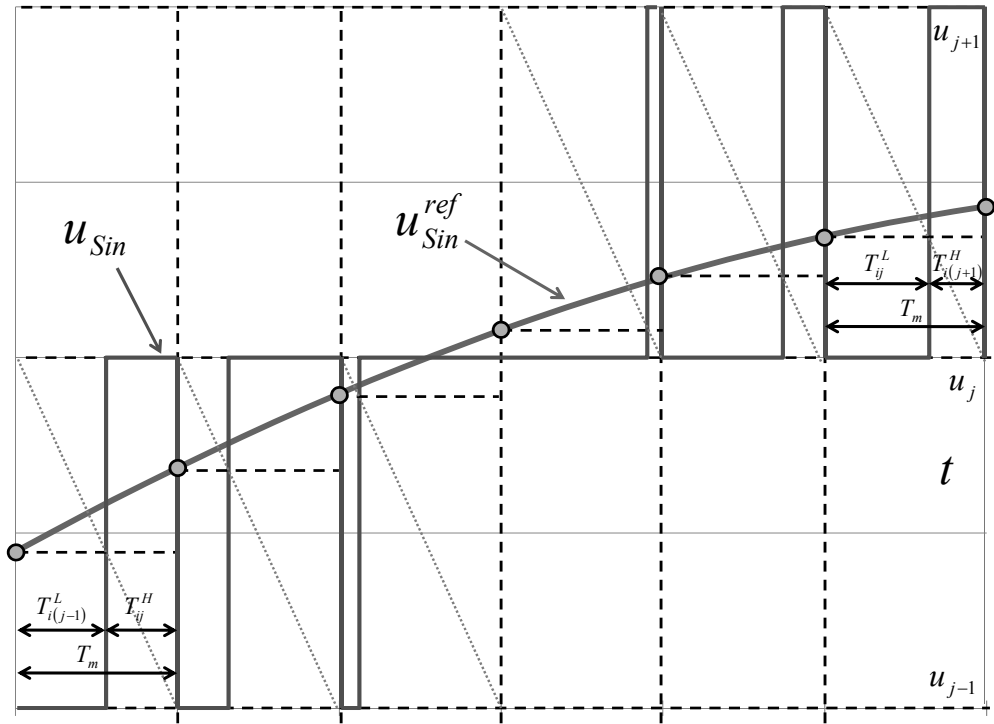
I_{dc-} - wartość średnia prądu zasilającego ujemny biegun napięcia obwodu prądu stałego.

Powyższe równania ilustrują słaby punkt rodziny przekształtników o wielopoziomowym napięciu z diodami poziomującymi. Mechanizm zasilania pojemnościowego dzielnika napięcia stanowi o słabości struktury przekształtnika, tylko dwa prądy powinny mieć niezerowe wartości średnie (7.3.56), (7.3.61). Oznacza to, że jedynie te dwa prądy powinny dostarczać moc czynną do obwodu wyjściowego przekształtnika, pozostałe prądy uczestniczą w kształtowaniu prądu wejściowego przekształtnika ale nie powinny dostarczać mocy czynnej. Jeżeli przekształtnik wytwarza napięcia wejściowe o niskiej amplitudzie, wtedy skrajne poziomy napięcia nie są używane więc prądy zasilające punkty potencjałowe nieużywanych poziomów napięć są zerowe. W tym przypadku średnia wartość prądów kondensatorów, odpowiadających nieużywanym poziomom napięcia, jest

równa średniej wartości prądu obciążenia I_o . Opisane właściwości powodują trudności w utrzymaniu stanu równowagi napięć pojemnościowego dzielnika napięcia. W stanach przejściowych pracy przekształtnika, wartości średnie napięć wszystkich kondensatorów dzielnika powinny być równe. W tym przypadku napięcia wszystkich kondensatorów zmieniają się proporcjonalnie.

7.3.7. Metoda modulacji szerokości impulsów

W metodzie modulacji szerokości impulsów przebieg napięcia wejściowego przekształtnika ma charakter impulsów o różnych wartościach szczytowych i czasach trwania. W danym okresie modulacji napięcie przyjmuje wartości dwóch sąsiednich poziomów napięcia dzielnika pojemnościowego. Wartość średnia tego napięcia za okres modulacji jest proporcjonalna do sygnału modulującego. Rysunek 7.3.15 przedstawia zasadę modulacji szerokości impulsów w odniesieniu do przekształtnika wielopoziomowego.



Rys. 7.3.15 Zasada modulacji szerokości impulsów

Przy założeniu, że napięcia dzielnika pojemnościowego są idealnie zrównoważone, czasy trwania dwóch aktywnych w danym okresie modulacji poziomów napięcia można obliczyć z równań (7.3.68) i (7.3.69).

$$u_{h-1} \leq u_{Sin}^{ref}(k) \leq u_h \quad (7.3.67)$$

$$T_{ih}^H = \frac{u_{Sin}^{ref}(k) - u_{h-1}}{\frac{u_{dc}}{N-1}} T_m = \frac{u_{Sin}^{ref}(k) - \left(\frac{h-1}{N-1} - \frac{1}{2}\right) u_{dc}}{\frac{u_{dc}}{N-1}} T_m = \quad (7.3.68)$$

$$= \left(\frac{N-1}{u_{dc}} u_{Sin}^{ref}(k) - \frac{2h-N-1}{2} \right) T_m$$

$$T_{i(h-1)}^L = T_m - T_{ih}^H = \left(-\frac{N-1}{u_{dc}} u_{Sin}^{ref}(k) + \frac{2h-N+1}{2} \right) T_m \quad (7.3.69)$$

$$T_{ih}^L = T_m - T_{i(h+1)}^H = \left(-\frac{N-1}{u_{dc}} u_{Sin}^{ref}(k) + \frac{2h-N+3}{2} \right) T_m \quad (7.3.70)$$

$$1 \leq h \leq N-1 \quad (7.3.71)$$

gdzie: $u_{Sin}^{ref}(k)$ - wartość zadana napięcia fazy i przekształtnika dla k okresu modulacji,

u_{h-1} , u_h - wartości napięć kolejnych poziomów napięciowych przekształtnika,

h - poziom napięcia przekształtnika,

T_m - okres modulacji,

T_{ih}^H - czas trwania poziomu napięcia h jako poziomu wysokiego w okresie modulacji,

T_{ih}^L - czas trwania poziomu napięcia h jako poziomu niskiego w okresie modulacji,

$T_{i(h-1)}^L$ - czas trwania poziomu napięcia $h-1$ jako poziomu niskiego w okresie modulacji.

W szczególności, czasy $T_{i(N-1)}^H$ i T_{i0}^L odpowiadają stanom gdy jeden z biegunów obwodu prądu stałego jest zasilany przez prąd fazowy.

7.3.7.1. Modulacja sinusoidalna

Modulacja sinusoidalna jest odmianą modulacji szerokości impulsów z ciągłą funkcją modulującą napięcie o przebiegu sinusoidalnym. W przypadku modulacji sinusoidalnej sygnały modulujące napięcia fazowe przekształtnika mają postać (7.3.72).

$$u_{Sin}^{ref}(t) = U_{Sm} \cos\left(\omega t + i \frac{2}{3} \pi\right) \quad (7.3.72)$$

$$u_{Sin}^{ref}(k) = U_{Sm} \cos\left(\omega k T_m + i \frac{2}{3} \pi\right) \quad (7.3.73)$$

gdzie: $u_{Sin}^{ref}(t)$ - przebieg wartości zadanej napięcia przekształtnika,

U_{Sm} - amplituda wartości zadanej napięcia przekształtnika,

ω - częstotliwość kątowna napięć sieci zasilającej,

$u_{Sin}^{ref}(k)$ - wartość zadana napięcia przekształtnika dla k okresu modulacji,

k - dyskretna chwila czasu.

Po przybliżeniu napięć modulujących (7.3.72) przebiegami schodkowymi sygnały napięć modulujących przyjmują postać (7.3.73). Prądy fazowe można z dobrym przybliżeniem opisać równaniem (7.3.74).

$$i_i(t) \approx I_m \cos\left(\omega t - \varphi_s + i \frac{2}{3} \pi\right) \quad (7.3.74)$$

$$i_i(k) \approx I_m \cos\left(\omega k T_m - \varphi_s + i \frac{2}{3} \pi\right) \quad (7.3.75)$$

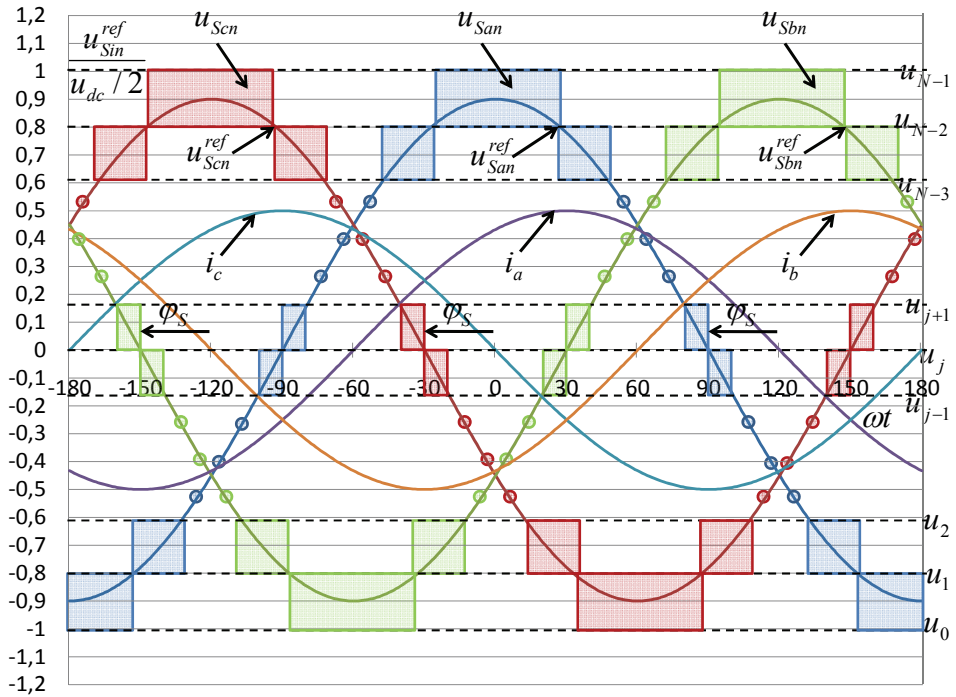
gdzie: $i_i(t)$ - przebieg harmonicznej podstawowej prądu fazy i przekształtnika,

I_m - amplituda harmonicznej podstawowej prądu przekształtnika,

$i_i(k)$ - wartość harmonicznej podstawowej prądu fazy i przekształtnika dla k okresu modulacji,

φ_s - kąt przesunięcia fazowego pomiędzy prądem harmonicznej podstawowej i napięciem przekształtnika.

Przybliżenie polegające na ograniczeniu opisu prądów fazowych do harmonicznych podstawowych jest uzasadnione ze względu na właściwości metody PWM oraz filtrujące działanie indukcyjności fazowych. Podobnie jak w przypadku napięć modulujących, zastępujemy przebiegi prądów fazowych (7.3.74) przebiegami schodkowymi (7.3.75). Zasadę modulacji sinusoidalnej napięcia N - poziomowego przekształtnika napięciowego przedstawia rysunek 7.3.16.



Rys. 7.3.16 Modulacja sinusoidalna $u_{Sin}^{ref}(t) = \frac{u_{dc}}{2} m \cos\left(\omega t + i \frac{2\pi}{3}\right)$; $m = 0.9$

W przypadku sinusoidalnej modulacji szerokości impulsów mamy do czynienia z gładką funkcją modulującą napięcie fazowe (7.3.72). Przebieg napięcia fazowego przechodzi kolejno poprzez przedziały ograniczone przez kolejne wartości poziomów napięcia. Kąt, przy którym przebieg modulujący przecina wartość poziomu napięcia, opisuje równanie (7.3.76). W przypadku gdy przebieg modulujący nie osiąga wartości poziomu napięcia należy warunkowo przypisać kąt $\alpha_h = i \frac{2\pi}{3}$ lub $\alpha_h = \pi + i \frac{2\pi}{3}$ w zależności od amplitudy przebiegu modulującego i znaku napięcia odpowiadającego danemu poziomowi napięcia.

Jeżeli $U_{Sm} \geq |u_h|$ to $\alpha_h = \arccos\left(\frac{u_h}{U_{Sm}}\right) + i \frac{2\pi}{3}$ w przeciwnym razie:

$$\text{jeżeli } u_h > 0 \text{ to } \alpha_h = i \frac{2\pi}{3} \text{ w przeciwnym razie } \alpha_h = \pi + i \frac{2\pi}{3} \quad (7.3.76).$$

gdzie: α_h - kąt elektryczny, przy którym następuje zmiana poziomu modulacji w przypadku modulacji sinusoidalnej.

Dyskretnie chwile czasu odpowiadające kątom (7.3.76) opisuje równanie (7.3.77).

$$n_h = \left\lfloor \frac{\alpha_h}{\omega T_m} \right\rfloor \quad (7.3.77)$$

gdzie: n_h - dyskretna chwila czasu odpowiadająca występowaniu kąta α_h .

Udział prądu fazowego w formowaniu prądu zasilającego poziom h pojemnościowego dzielnika napięcia zależy od czasu przyłączenia wejścia przekształtnika do danego punktu dzielnika. Czas ten wynika z napięcia modulującego (7.3.72), (7.3.73). Wartość średnią prądu zasilającego punkt dzielnika pojemnościowego odpowiadający poziomowi napięcia h pochodzącego od fazy i opisuje równanie (7.3.78). Znak przybliżonej równości użyty w wyrażeniu (7.3.78) wynika z przybliżonej wartości prądu fazowego określonej jego pierwszą harmoniczną (7.3.74) oraz przyjęcia aproksymacji schodkowej przebiegów (7.3.75).

$$\begin{aligned} I_{ihC} &\approx \frac{\omega}{2\pi} \left\{ \sum_{k=-n_{h-1}}^{-(n_h-1)} i_i(k) T_{ih}^H(k) + \sum_{k=-n_h}^{-(n_{h+1}-1)} i_i(k) T_{ih}^L(k) + \right. \\ &\quad \left. + \sum_{k=n_{h+1}}^{n_h-1} i_i(k) T_{ih}^L(k) + \sum_{k=n_h}^{n_{h-1}-1} i_i(k) T_{ih}^H(k) \right\} = \\ &= \frac{\omega}{2\pi} \left\{ \sum_{k=-n_{h-1}}^{-(n_h-1)} i_i(k) T_{ih}^H(k) + \sum_{k=-n_h}^{-(n_{h+1}-1)} i_i(k) [T_m - T_{i(h+1)}^H(k)] + \right. \\ &\quad \left. + \sum_{k=n_{h+1}}^{n_h-1} i_i(k) [T_m - T_{i(h+1)}^H(k)] + \sum_{k=n_h}^{n_{h-1}-1} i_i(k) T_{ih}^H(k) \right\} = \\ &= \frac{\omega}{2\pi} \left\{ \sum_{k=-n_{h-1}}^{-(n_h-1)} i_i(k) \left(\frac{N-1}{u_{dc}} u_{Sin}^{ref}(k) - \frac{2h-N-1}{2} \right) T_m + \right. \\ &\quad + \sum_{k=-n_h}^{-(n_{h+1}-1)} i_i(k) \left(-\frac{N-1}{u_{dc}} u_{Sin}^{ref}(k) + \frac{2h-N+3}{2} \right) T_m + \\ &\quad + \sum_{k=n_{h+1}}^{n_h-1} i_i(k) \left(-\frac{N-1}{u_{dc}} u_{Sin}^{ref}(k) + \frac{2h-N+3}{2} \right) T_m + \\ &\quad \left. + \sum_{k=n_h}^{n_{h-1}-1} i_i(k) \left(\frac{N-1}{u_{dc}} u_{Sin}^{ref}(k) - \frac{2h-N-1}{2} \right) T_m \right\} = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 = & \frac{(N-1)\omega T_m}{2\pi u_{dc}} \left\{ \sum_{k=-n_{h-1}}^{-(n_h-1)} \left[i_i(k) \left(u_{Sin}^{ref}(k) - \frac{2h-N-1}{2(N-1)} u_{dc} \right) \right] + \right. \\
 & + \sum_{k=-n_h}^{-(n_{h+1}-1)} \left[i_i(k) \left(-u_{Sin}^{ref}(k) + \frac{2h-N+3}{2(N-1)} u_{dc} \right) \right] + \\
 & + \sum_{k=n_{h+1}}^{n_h-1} \left[i_i(k) \left(-u_{Sin}^{ref}(k) + \frac{2h-N+3}{2(N-1)} u_{dc} \right) \right] + \\
 & \left. + \sum_{k=n_h}^{n_{h-1}-1} \left[i_i(k) \left(u_{Sin}^{ref}(k) - \frac{2h-N-1}{2(N-1)} u_{dc} \right) \right] \right\}
 \end{aligned} \tag{7.3.78}$$

gdzie: I_{ihC} - przybliżona wartość średnia prądu zasilającego punkt potencjałowy h pochodzącego od prądu fazy i .

Całkowity prąd zasilający punkt h pojemnościowego dzielnika napięcia jest sumą prądów wszystkich trzech faz (7.3.79).

$$I_{hC} = \sum_{i \in \{a,b,c\}} I_{ihC} \tag{7.3.79}$$

gdzie: I_{hC} - przybliżona wartość średnia prądu zasilającego punkt potencjałowy h .

Jeżeli okres modulacji jest znacznie krótszy niż okres napięcia AC (7.3.80), szereg (7.3.78) można przybliżyć całką, wtedy średnia wartość prądu zasilającego punkt h pojemnościowego dzielnika napięcia pochodzącego od fazy i może być przybliżona równaniem (7.3.81).

$$T_m \ll 2\pi / \omega \tag{7.3.80}$$

$$\begin{aligned}
\tilde{I}_{ihC} = \frac{N-1}{2\pi u_{dc}} & \left\{ \int_{-\alpha_{h-1}}^{-\alpha_h} \left[i_i(\omega t) \left(u_{Sin}^{ref}(\omega t) - \frac{2h-N-1}{2(N-1)} u_{dc} \right) \right] d(\omega t) + \right. \\
& + \int_{-\alpha_h}^{-\alpha_{h+1}} \left[i_i(\omega t) \left(-u_{Sin}^{ref}(\omega t) + \frac{2h-N+3}{2(N-1)} u_{dc} \right) \right] d(\omega t) + \\
& + \int_{\alpha_{h+1}}^{\alpha_h} \left[i_i(\omega t) \left(-u_{Sin}^{ref}(\omega t) + \frac{2h-N+3}{2(N-1)} u_{dc} \right) \right] d(\omega t) + \\
& \left. + \int_{\alpha_h}^{\alpha_{h-1}} \left[i_i(\omega t) \left(u_{Sin}^{ref}(\omega t) - \frac{2h-N-1}{2(N-1)} u_{dc} \right) \right] d(\omega t) \right\}
\end{aligned} \tag{7.3.81}$$

gdzie: $\tilde{I}_{ihC}$ - estymata wartości średniej prądu zasilającego punkt potencjałowy h pochodzącego od prądu fazy i .

Całkowity prąd zasilający punkt h pojemnościowego dzielnika napięcia opisuje równanie (7.3.82). W przypadku symetrii prąd ten można wyznaczyć z równania (7.3.83).

$$\tilde{I}_{hC} = \sum_{i \in \{a,b,c\}} \tilde{I}_{ihC} \tag{7.3.82}$$

$$\tilde{I}_{hC} = 3\tilde{I}_{ihC} \tag{7.3.83}$$

gdzie: $\tilde{I}_{hC}$ - estymata wartości średniej prądu zasilającego punkt potencjałowy h .

Wyrażenie całkowite opisujące aproksymację wartości średniej prądu zasilającego punkt h pojemnościowego dzielnika napięcia (7.3.81) można przekształcić do równoważnej postaci (7.3.84).

$$\begin{aligned}
 \tilde{I}_{ihC} = \frac{N-1}{2\pi u_{dc}} & \left\{ \int_{-\alpha_{h-1}}^{\alpha_{h-1}} \left[i_i(\omega t) \left(u_{Sin}^{ref}(\omega t) - \frac{2h-N-1}{2(N-1)} u_{dc} \right) \right] d(\omega t) + \right. \\
 & - \int_{-\alpha_h}^{\alpha_h} \left[i_i(\omega t) \left(u_{Sin}^{ref}(\omega t) - \frac{2h-N-1}{2(N-1)} u_{dc} \right) \right] d(\omega t) + \\
 & + \int_{-\alpha_h}^{\alpha_h} \left[i_i(\omega t) \left(-u_{Sin}^{ref}(\omega t) + \frac{2h-N+3}{2(N-1)} u_{dc} \right) \right] d(\omega t) + \\
 & \left. - \int_{-\alpha_{h+1}}^{\alpha_{h+1}} \left[i_i(\omega t) \left(-u_{Sin}^{ref}(\omega t) + \frac{2h-N+3}{2(N-1)} u_{dc} \right) \right] d(\omega t) \right\} \quad (7.3.84)
 \end{aligned}$$

W wyniku podstawienia do związku (7.3.84) napięć modulujących (7.3.72) i prądów fazowych (7.3.74) i wykonaniu obliczeń matematycznych otrzymujemy (7.3.85).

$$\begin{aligned}
 \tilde{I}_{ihC} = \frac{N-1}{2\pi u_{dc}} & \left\{ \int_{-\alpha_{h-1}}^{\alpha_{h-1}} \left[I_m \cos\left(\omega t - \varphi_s + i \frac{2\pi}{3}\right) \left(U_{Sm} \cos\left(\omega t + i \frac{2\pi}{3}\right) + \right. \right. \\
 & \left. \left. - \frac{2h-N-1}{2(N-1)} u_{dc} \right) \right] d(\omega t) + \\
 & - \int_{-\alpha_h}^{\alpha_h} \left[I_m \cos\left(\omega t - \varphi_s + i \frac{2\pi}{3}\right) \left(U_{Sm} \cos\left(\omega t + i \frac{2\pi}{3}\right) + \right. \right. \\
 & \left. \left. - \frac{2h-N-1}{2(N-1)} u_{dc} \right) \right] d(\omega t) + \\
 & + \int_{-\alpha_h}^{\alpha_h} \left[I_m \cos\left(\omega t - \varphi_s + i \frac{2\pi}{3}\right) \left(-U_{Sm} \cos\left(\omega t + i \frac{2\pi}{3}\right) + \right. \right. \\
 & \left. \left. + \frac{2h-N+3}{2(N-1)} u_{dc} \right) \right] d(\omega t) + \\
 & - \int_{-\alpha_{h+1}}^{\alpha_{h+1}} \left[I_m \cos\left(\omega t - \varphi_s + i \frac{2\pi}{3}\right) \left(-U_{Sm} \cos\left(\omega t + i \frac{2\pi}{3}\right) + \right. \right. \\
 & \left. \left. + \frac{2h-N+3}{2(N-1)} u_{dc} \right) \right] d(\omega t) \right\} \quad (7.3.85)
 \end{aligned}$$

Po dokonaniu podstawienia zmiennych (7.3.86) rozwiązanie równania (7.3.85) sprowadza się do wyznaczenia funkcji pierwotnej (7.3.88) z funkcji podcałkowej (7.3.87).

$$\omega t + i \frac{2\pi}{3} = x \quad d(\omega t) = dx \quad (7.3.86)$$

$$\begin{aligned} f(x) &= (\cos(x)\cos(\varphi_s) + \sin(x)\sin(\varphi_s))(\cos(x) - R) = \\ &= \cos(\varphi_s)\cos^2(x) + \sin(\varphi_s)\sin(x)\cos(x) + \\ &\quad - R\cos(\varphi_s)\cos(x) - R\sin(\varphi_s)\sin(x) \end{aligned} \quad (7.3.87)$$

$$\begin{aligned} F(x) &= \int f(x)dx = \\ &= \int [(\cos(x)\cos(\varphi_s) + \sin(x)\sin(\varphi_s))(\cos(x) - R)]dx = \\ &= \int [\cos(\varphi_s)\cos^2(x) + \sin(\varphi_s)\sin(x)\cos(x)]dx + \\ &\quad - \int [R\cos(\varphi_s)\cos(x) + R\sin(\varphi_s)\sin(x)]dx \end{aligned} \quad (7.3.88)$$

W wyniku otrzymujemy funkcję pierwotną postaci (7.3.89).

$$F(x) = \frac{1}{2}x\cos(\varphi_s) + \frac{1}{4}\sin(2x - \varphi_s) - R\sin(x - \varphi_s) + C \quad (7.3.89)$$

$$R_1 = \frac{2h - N - 1}{2(N - 1)} \frac{u_{dc}}{U_m} \quad R_2 = \frac{2h - N + 1}{2(N - 1)} \frac{u_{dc}}{U_m} \quad R_3 = \frac{2h - N + 3}{2(N - 1)} \frac{u_{dc}}{U_m} \quad (7.3.90)$$

W równaniu (7.3.85) mamy do czynienia z trzema różniącymi się wartością stałej R (7.3.90) funkcjami podcałkowymi i stąd trzy rozwiązania (7.3.89) w równaniu (7.3.91).

$$\tilde{I}_{ihC} = \frac{N-1}{2\pi u_{dc}} U_{Sm} I_m \left\{ F_1(x) \Big|_{-x_{h-1}}^{x_{h-1}} - 2F_2(x) \Big|_{-x_h}^{x_h} + F_3(x) \Big|_{-x_{h+1}}^{x_{h+1}} \right\} \quad (7.3.91)$$

Podstawiając (7.3.89) do (7.3.91) otrzymujemy (7.3.92).

$$\begin{aligned} \tilde{I}_{ihC} = & \frac{N-1}{2\pi u_{dc}} U_{Sm} I_m \cos(\varphi_S) \{ [x_{h-1} + x_{h+1} - 2x_h] + \\ & + [\sin(x_{h-1})\cos(x_{h-1}) + \sin(x_{h+1})\cos(x_{h+1}) - 2\sin(x_h)\cos(x_h)] + \\ & - 2[R_1 \sin(x_{h-1}) + R_3 \sin(x_{h+1}) - 2R_2 \sin(x_h)] \} \end{aligned} \quad (7.3.92)$$

$$i = a = 0$$

Przyjmując oraz założenie o symetrii układu przekształtnika otrzymujemy (7.3.93).

$$\begin{aligned} \tilde{I}_{hC} = 3\tilde{I}_{ahC} = & \frac{N-1}{2\pi u_{dc}} 3U_{Sm} I_m \cos(\varphi_S) \{ [\alpha_{h-1} + \alpha_{h+1} - 2\alpha_h] + \\ & + [\sin(\alpha_{h-1})\cos(\alpha_{h-1}) + \sin(\alpha_{h+1})\cos(\alpha_{h+1}) - 2\sin(\alpha_h)\cos(\alpha_h)] + \\ & - 2[R_1 \sin(\alpha_{h-1}) + R_3 \sin(\alpha_{h+1}) - 2R_2 \sin(\alpha_h)] \} \end{aligned} \quad (7.3.93)$$

$$\begin{aligned}
\tilde{I}_{hC} = 3\tilde{I}_{ahC} = \frac{N-1}{2\pi u_{dc}} 3U_{Sm} I_m \cos(\varphi_S) & \left\{ \left[\arccos\left(\frac{2h-N-1}{2(N-1)} \frac{u_{dc}}{U_{Sm}}\right) + \right. \right. \\
& + \arccos\left(\frac{2h-N+3}{2(N-1)} \frac{u_{dc}}{U_{Sm}}\right) - 2 \arccos\left(\frac{2h-N+1}{2(N-1)} \frac{u_{dc}}{U_{Sm}}\right) \Big] + \\
& - \frac{1}{2(N-1)} \frac{u_{dc}}{U_{Sm}} \left[(2h-N-1) \sqrt{1 - \left(\frac{2h-N-1}{2(N-1)}\right)^2 \left(\frac{u_{dc}}{U_{Sm}}\right)^2} + \right. \\
& + (2h-N+3) \sqrt{1 - \left(\frac{2h-N+3}{2(N-1)}\right)^2 \left(\frac{u_{dc}}{U_{Sm}}\right)^2} + \\
& \left. \left. - 2(2h-N+1) \sqrt{1 - \left(\frac{2h-N+1}{2(N-1)}\right)^2 \left(\frac{u_{dc}}{U_{Sm}}\right)^2} \right] \right\} \quad (7.3.94)
\end{aligned}$$

$$m = \frac{U_{Sm}}{u_{dc}/2} \quad (7.3.95)$$

$$\begin{aligned}
\tilde{I}_{hC} = 3\tilde{I}_{ahC} = & \\
= \frac{N-1}{2\pi u_{dc}} 3U_{Sm} I_m \cos(\varphi_S) & \left\{ \left[\arccos\left(\frac{u_{h-1}}{U_{Sm}}\right) + \arccos\left(\frac{u_{h+1}}{U_{Sm}}\right) - 2 \arccos\left(\frac{u_h}{U_{Sm}}\right) \right] + \right. \\
& - \frac{1}{2(N-1)} \frac{u_{dc}}{U_{Sm}} \left[(2h-N-1) \sqrt{1 - \left(\frac{u_{h-1}}{U_{Sm}}\right)^2} + (2h-N+3) \sqrt{1 - \left(\frac{u_{h+1}}{U_{Sm}}\right)^2} + \right. \\
& \left. \left. - 2(2h-N+1) \sqrt{1 - \left(\frac{u_h}{U_{Sm}}\right)^2} \right] \right\} \quad (7.3.96)
\end{aligned}$$

Równanie (7.3.96) obowiązuje dla poziomów napięcia h , dla których spełniona jest nierówność $U_{Sm} \geq |u_h|$ ponieważ wtedy istnieje wyższy i niższy od bieżącego

poziom napięcia i kąty mogą być obliczane przy pomocy funkcji arcus cosinus. Równanie (7.3.97) opisuje wartość średnią prądu zasilającego punkt h pojemnościowego dzielnika napięcia i jest prawdziwe dla dowolnego poziomu napięcia. Występujące w równaniu (7.3.97) kąty wyznaczone są na podstawie równania (7.3.76).

$$\begin{aligned} \tilde{I}_{hC} = 3\tilde{I}_{ahC} = & \frac{N-1}{2\pi u_{dc}} 3U_{Sm} I_m \cos(\varphi_S) [\alpha_{h-1} + \alpha_{h+1} - 2\alpha_h] + \\ & - \frac{1}{2(N-1)} \frac{u_{dc}}{U_{Sm}} \left\{ (2h-N-1) \sqrt{1 - \cos^2(\alpha_{h-1})} + \right. \\ & \left. + (2h-N+3) \sqrt{1 - \cos^2(\alpha_{h+1})} - 2(2h-N+1) \sqrt{1 - \cos^2(\alpha_h)} \right\} \end{aligned} \quad (7.3.97)$$

W równaniu (7.3.97) można wyróżnić wyrażenie opisujące moc czynną pobieraną na wejściu matrycy tranzystorowo-diodowej przekształtnika (7.3.98). Przy założeniu bezstratności dławików magnetycznych przekształtnika (7.3.99) jest ona równoważna mocy pobieranej z sieci przez układ przekształtnika (7.3.100).

$$P_S = \frac{3}{2} U_{Sm} I_m \cos(\varphi_S) \quad (7.3.98)$$

$$R=0 \Rightarrow P_S = P \quad (7.3.99)$$

$$P = \frac{3}{2} U_m I_m \cos(\varphi) \quad (7.3.100)$$

gdzie: P_S - moc czynna pobierana przez przekształtnik na wejściu matrycy tranzystorowo-diodowej,

P - moc czynna pobierana przez przekształtnik z sieci zasilającej,

U_m - amplituda harmonicznej podstawowej napięcia sieci zasilającej,

I_m - amplituda harmonicznej podstawowej prądu pobieranego przez przekształtnik z sieci zasilającej.

Wobec tego wartość średnią prądu zasilającego punkt h pojemnościowego dzielnika napięcia opisuje równanie (7.3.101).

$$\begin{aligned}
\tilde{I}_{hC} = 3\tilde{I}_{ahC} = \frac{N-1}{\pi\omega_{dc}} P\{\alpha_{h-1} + \alpha_{h+1} - 2\alpha_h\} + \\
- \frac{1}{(N-1)m} \left[(2h-N-1)\sqrt{1-\cos^2(\alpha_{h-1})} + \right. \\
\left. + (2h-N+3)\sqrt{1-\cos^2(\alpha_{h+1})} - 2(2h-N+1)\sqrt{1-\cos^2(\alpha_h)} \right] \}
\end{aligned} \quad (7.3.101)$$

Wyrażenie (7.3.101) ujmuje zależność wartości średniej prądu zasilającego punkt h pojemnościowego dzielnika napięcia w zależności od ilości poziomów napięciowych realizowanych przez przekształtnik, wartości mocy czynnej pobieranej przez przekształtnik z sieci zasilającej (7.3.100), wartości napięcia obwodu prądu stałego i współczynnika modulacji napięcia (7.3.95).

Jest rzeczą charakterystyczną i istotną, że wartość średnia prądu zasilającego punkt potencjałowy dzielnika napięcia DC nie zależy od częstotliwości sygnału modulującego. Wykresy z rysunków od 7.3.17 do 7.3.20 przedstawiają wartości średnie prądów zasilających poszczególne punkty dzielnika pojemnościowego przekształtnika (7.3.102) jako funkcje współczynnika modulacji. Natomiast wykresy z rysunków od 7.3.21 do 7.3.24 ilustrują wartości mocy czynnej dostarczanej do poszczególnych punktów dzielnika pojemnościowego (7.3.103) jako funkcje tego współczynnika.

$$\tilde{I}_{hC}^{rel} = \tilde{I}_{hC} / I_m \quad (7.3.102)$$

$$P_{hC}^{rel} = \frac{3}{2} U_h \tilde{I}_{hC} / U_m I_m \quad (7.3.103)$$

gdzie: $\tilde{I}_{hC}^{rel}$ - estymata wartości średniej prądu zasilającego punkt potencjałowy h wyrażona w jednostkach względnych,

P_{hC}^{rel} - estymata wartości mocy czynnej doprowadzonej do punktu potencjałowego h wyrażona w jednostkach względnych.

Średnią wartość prądu zasilającego punkt potencjałowy dzielnika napięcia DC oraz dostarczaną do niego moc czynną wyrażono w jednostkach względnych.

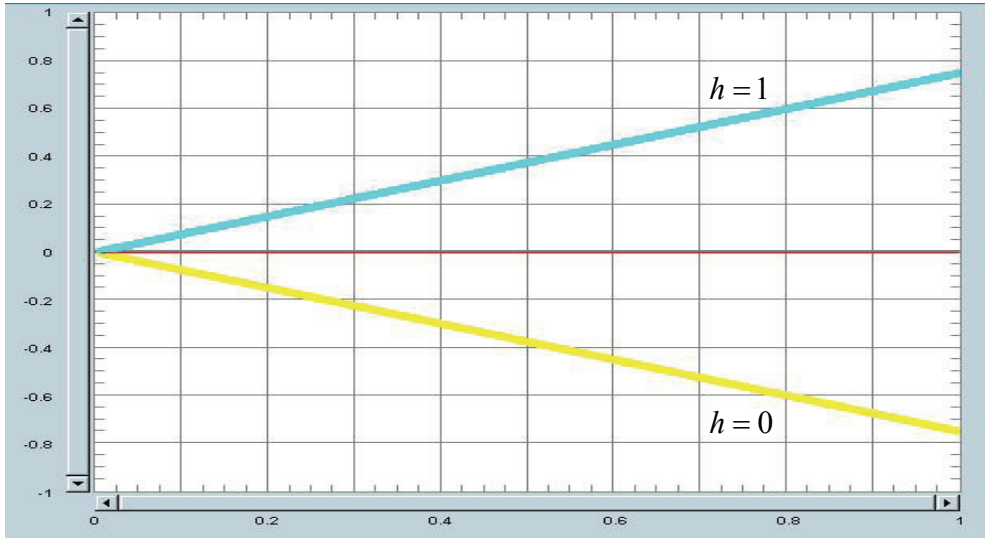
7.3.7.2. Podsumowanie

Analiza wykresów wynikających z przytoczonej analizy prowadzi do wniosku, że w przypadku modulacji sinusoidalnej, jedynie przekształtnik dwupoziomowy, co jest przypadkiem trywialnym oraz przekształtnik trójpoziomowy posiadają właściwość zachowania równowagi napięć wyjściowego dzielnika pojemnościowego. Przekształtniki o większej ilości poziomów napięcia mają najkorzystniejsze warunki pracy przy wysokich, zbliżonych do jedności,

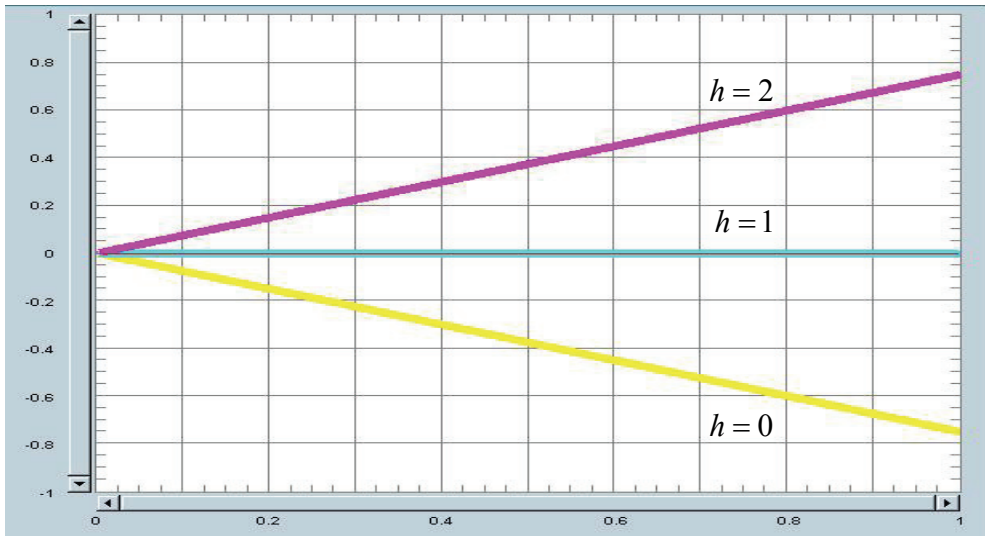
wartościach współczynnika modulacji. Z tego powodu zastosowanie sygnałów modulujących ze składową zerową, na przykład z odpowiednio dobraną trzecią harmoniczną, nieco łagodzi opisany problem ale go nie eliminuje. Z drugiej strony, teoretycznie jest możliwa praca przekształtnika o dowolnej ilości poziomów napięcia jako kompensatora mocy bierniej przy dowolnej wartości współczynnika modulacji napięcia. Innym pomysłem, wynikającym z przytoczonej analizy, jest budowa złożonego przekształtnika wielopoziomowego, czyli współpracujących układów prostownika i falownika ze wspólnym pojemnościowym dzielnikiem napięcia. W tym układzie, przy odpowiednim sterowaniu, możliwe jest uzyskanie warunków naturalnej równowagi pojemnościowego dzielnika napięcia. W tym celu wymagane jest aby prostownik i falownik pracowały z tym samym współczynnikiem modulacji, co ogranicza zakres zastosowań takiego układu.

Wyniki analizy teoretycznej dotyczącej warunków pracy dzielnika napięcia DC mogą stanowić podstawę do opracowania układu aktywnego równoważenia napięć pojemnościowego dzielnika napięcia. Układy do aktywnego równoważenia napięć kondensatorów tworzących pojemnościowy dzielnik napięcia z punktu widzenia opisu obwodowego są sterowanymi źródłami prądowymi. Powodują, że dzielnik staje się połączeniem aktywnych źródeł napięciowych, realizowanych przez dodatkowy przekształtnik równoważący napięcia dzielnika.

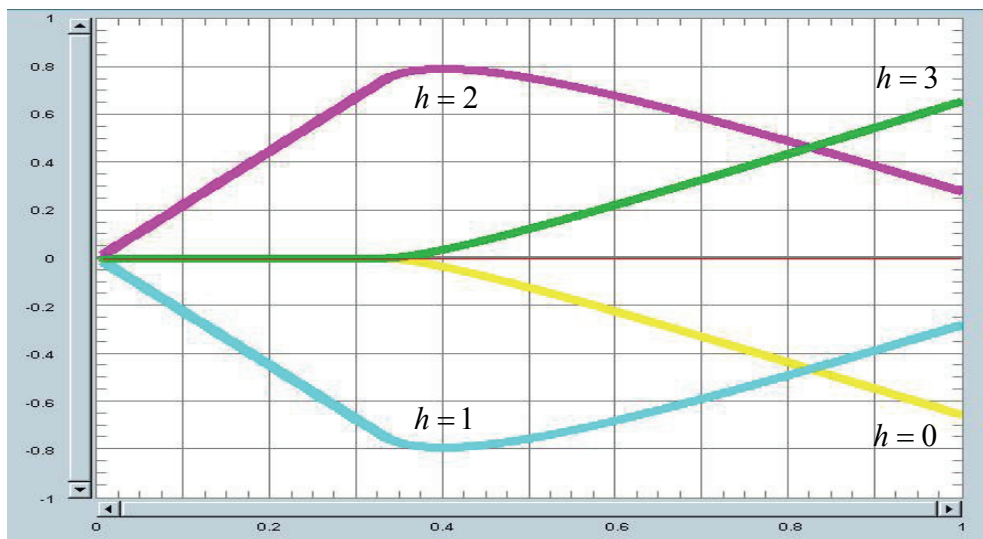
W przypadku przekształtników wielopoziomowych pracujących jako falowniki zasilające napędy elektryczne nie wymagające pracy generatorowej w procesie hamowania maszyny, stosowane bywa zasilanie dzielnika pojemnościowego z szeregowo połączonych diodowych prostowników mostkowych. Napięcia kondensatorów ustalone są poprzez przekładnie zwojowe transformatora zasilającego, którego odpowiedni układ połączeń zapewnia, że prąd pobierany z sieci zasilającej ma przebieg wielo-schodkowy [L3]. W tym przypadku mamy do czynienia z dzielnikiem zasilanym ze źródeł napięciowych o względnie stałym, wielo-pulsowym napięciu i jednokierunkowym przepływie energii.



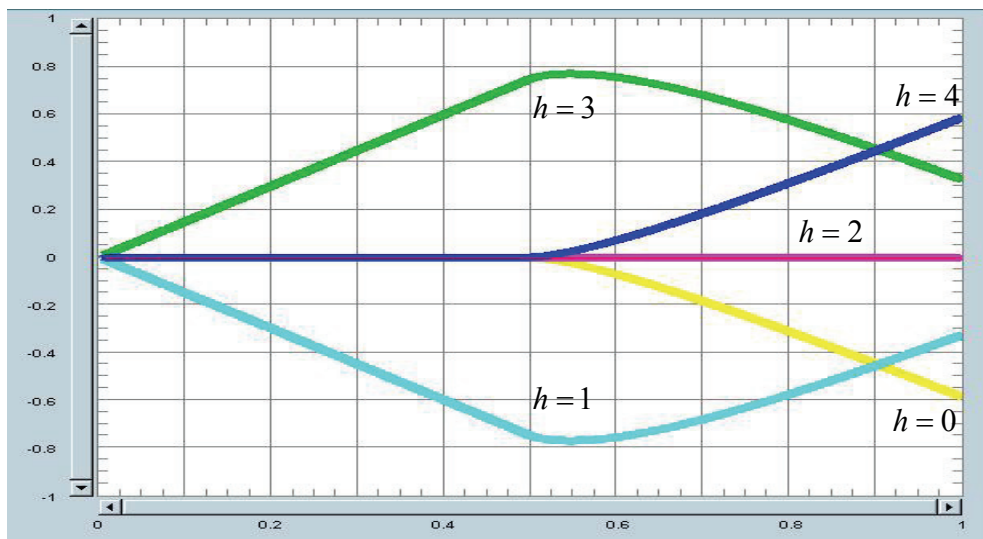
Rys. 7.3.17 Wartości średnie prądów dzielnika pojemnościowego $\tilde{I}_{hc}^{rel}$ w funkcji współczynnika modulacji amplitudy m przekształtnika dwupoziomowego $N=2$



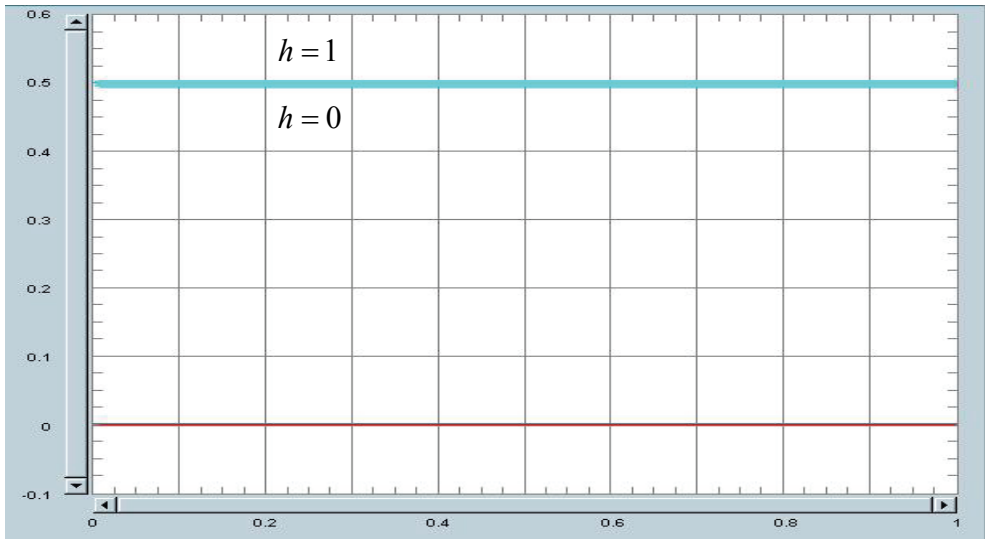
Rys. 7.3.18 Wartości średnie prądów dzielnika pojemnościowego $\tilde{I}_{hc}^{rel}$ w funkcji współczynnika modulacji amplitudy m przekształtnika trójpoziomowego $N=3$



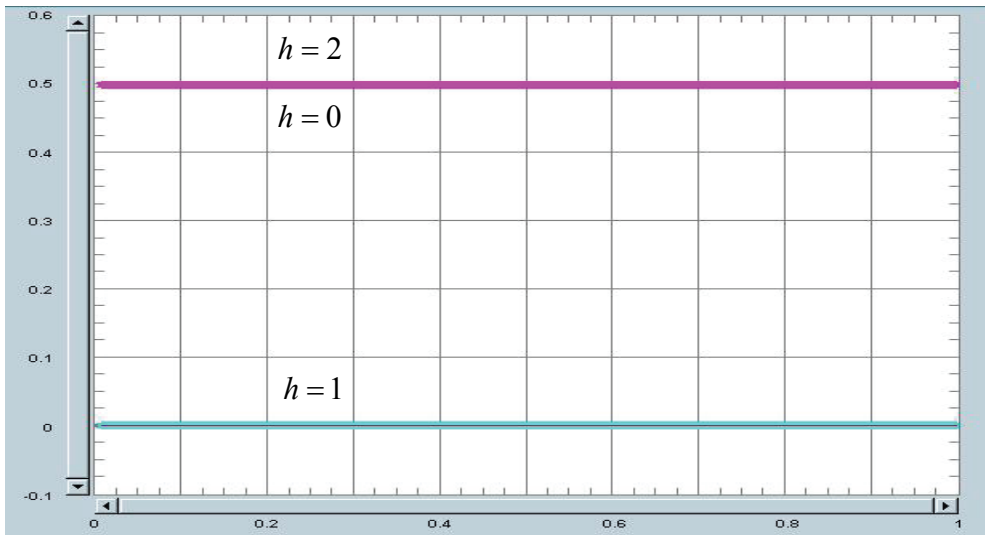
Rys. 7.3.19 Wartości średnie prądów dzielnika pojemnościowego $\tilde{I}_{hc}^{rel}$ w funkcji współczynnika modulacji amplitudy m przekształtnika czteropozomowego $N=4$



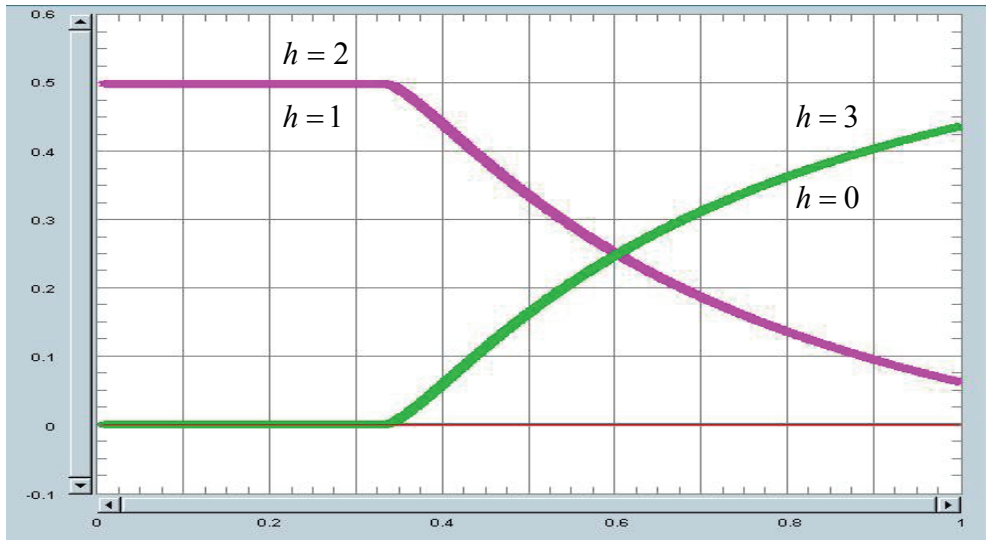
Rys. 7.3.20 Wartości średnie prądów dzielnika pojemnościowego $\tilde{I}_{hc}^{rel}$ w funkcji współczynnika modulacji amplitudy m przekształtnika pięciopozomowego $N=5$



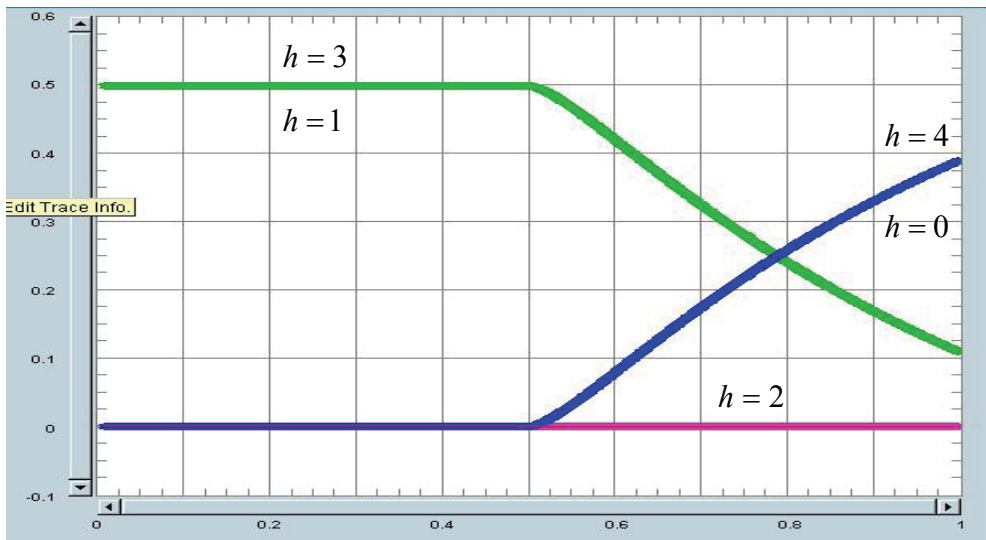
Rys. 7.3.21 Wartości mocy czynnej dostarczanej przez prądy dzielnika pojemnościowego P_{hC}^{rel} w funkcji współczynnika modulacji amplitudy m przekształtnika dwupoziomowego $N=2$



Rys. 7.3.22 Wartości mocy czynnej dostarczanej przez prądy dzielnika pojemnościowego P_{hC}^{rel} w funkcji współczynnika modulacji amplitudy m przekształtnika trójpoziomowego $N=3$



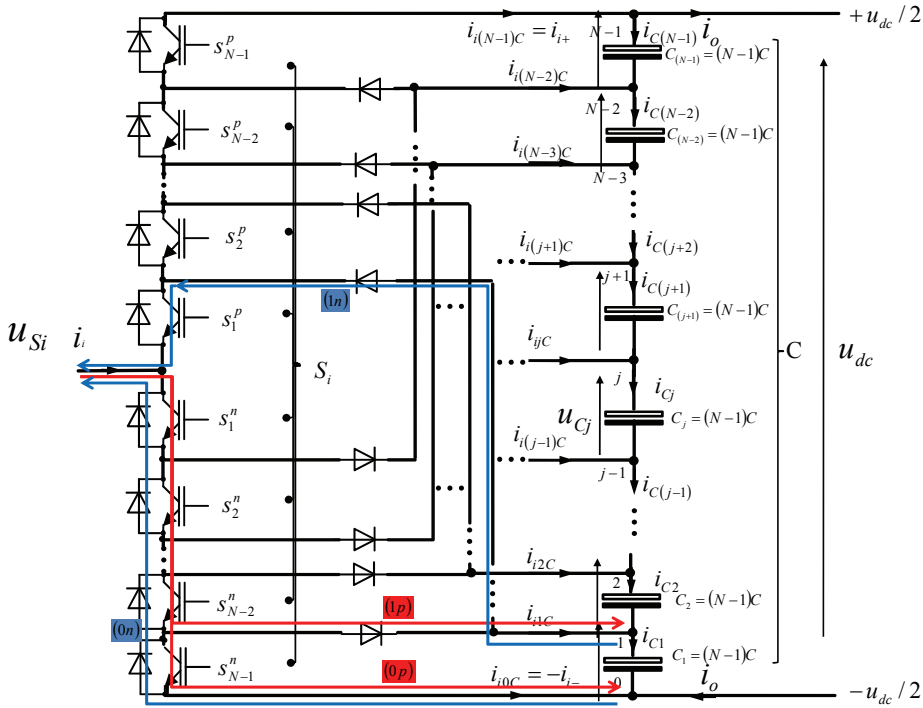
Rys. 7.3.23 Wartości mocy czynnej dostarczanej przez prądy dzielnika pojemnościowego P_{hC}^{rel} w funkcji współczynnika modulacji amplitudy m przekształtnika czteropoziomowego $N = 4$



Rys. 7.3.24 Wartości mocy czynnej dostarczanej przez prądy dzielnika pojemnościowego P_{hC}^{rel} w funkcji współczynnika modulacji amplitudy m przekształtnika pięciopoziomowego $N = 5$

7.3.8. Stan czasu martwego

Przełączenie pomiędzy dwoma poziomami napięcia musi być rozdzielone stanem czasu martwego, aby zapobiec wystąpieniu stanu zwarcia kondensatorów przez łączniki tranzystorowe gałęzi. Ścieżki przepływu prądu dla dodatniego i ujemnego prądu fazowego i dla poziomów napięcia 0 i 1 przedstawia rysunek 7.3.25.



Rys. 7.3.25 Przełączenie pomiędzy dwoma poziomami napięć gałęzi przekształtnika

Przy stanie napięcia ($i_i = 0$) tranzystory od S_1^n do S_{N-1}^n są załączone, natomiast w stanie ($i_i = 1$) włączone są tranzystory od S_1^p do S_{N-2}^n . Napięcie AC, wytwarzane w czasie martwym na wejściu gałęzi przekształtnika, zależy od znaku prądu. Jeśli w czasie martwym wyłączane są tranzystory należące do ścieżki nieaktywnej (nieprzewodzącej) wtedy w trakcie czasu martwego przekształtnik utrzymuje takie samo napięcie jak przed czasem martwym. W przypadku gdy w czasie martwym wyłączane są tranzystory należące do ścieżki aktywnej (przewodzącej) wtedy w trakcie czasu martwego przekształtnik wytwarza napięcie odpowiadające stanowi po przełączeniu. Załóżmy, że pomiędzy poziomami napięć zachodzi relacja: $k > j$. Zdania logiczne (7.3.104), (7.3.105) przedstawiają w prostszej postaci powyższe zależności: jeżeli prąd jest dodatni wtedy napięcie

wejściowe przekształtnika przyjmuje w trakcie czasu martwego wartość wyższego poziomu napięcia k , w przeciwnym wypadku napięcie to przyjmuje wartość niższego poziomu napięcia j .

$$(l_i = j \leftrightarrow l_i = k \wedge \text{sign}(i_i) = 1 \wedge k > j) \Rightarrow u_{\text{Sin}}^{T_d} = u_k \quad (7.3.104)$$

$$(l_i = j \leftrightarrow l_i = k \wedge \text{sign}(i_i) = -1 \wedge k > j) \Rightarrow u_{\text{Sin}}^{T_d} = u_j \quad (7.3.105)$$

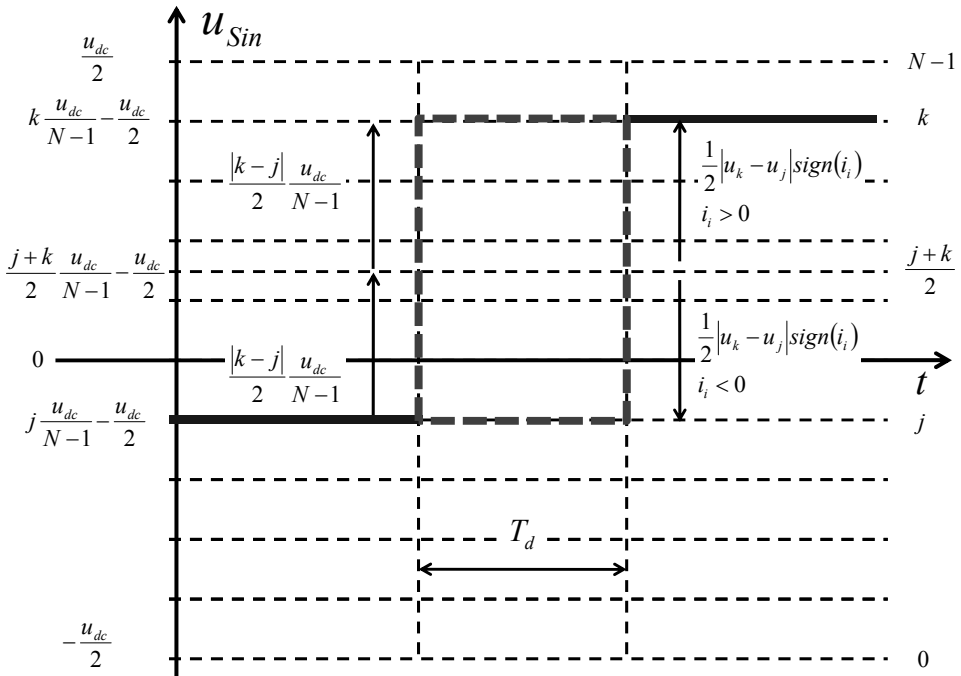
gdzie: $u_{\text{Sin}}^{T_d}$ - wartość chwilowa napięcia przekształtnika wytwarzana w trakcie czasu martwego,

u_k, u_j - wartości napięć poziomów napięć przekształtnika, pomiędzy którymi następuje przełączenie,

l_i - poziom napięcia w gałęzi fazy i przekształtnika,

j, k - wartości poziomów napięć przekształtnika, pomiędzy którymi następuje przełączenie.

Rysunek 7.3.26 ilustruje mechanizm generacji napięcia w trakcie trwania czasu martwego.



Rys. 7.3.26 Schematyczny przebieg czasowy napięcia wytwarzanego w trakcie czasu martwego

Powyższe wnioski (7.3.104) i (7.3.105) można przedstawić w formie algebraicznej (7.3.106).

$$u_{Sin}^{Td} = \frac{1}{2}(u_{ki} + u_{ji}) + \frac{1}{2}|u_{ki} - u_{ji}|sign(i_i) \quad (7.3.106)$$

gdzie: u_{ki} , u_{ji} - wartości napięć poziomów napięć przekształtnika, pomiędzy którymi następuje przełączenie w gałęzi fazy i przekształtnika.

Wektor przestrzenny napięć określony dla czasu martwego przy przejściu pomiędzy dwoma dowolnymi bazowymi wektorami przestrzennymi napięć opisuje równanie (7.3.107).

$$\begin{aligned} \underline{V}_{d(m,n)} = \underline{V}_{d(n,m)} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \sum_{i \in \{a,b,c\}} \left(u_{Sin}^{Td} e^{j\left(i\frac{2\pi}{3}\right)} \right) = \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \sum_{i \in \{a,b,c\}} \left\{ \left[\frac{1}{2}(u_{ki} + u_{ji}) + \frac{1}{2}|u_{ki} - u_{ji}|sign(i_i) \right] e^{j\left(i\frac{2\pi}{3}\right)} \right\} \end{aligned} \quad (7.3.107)$$

$$\underline{V}_{d(m,n)} = \underline{V}_{d(n,m)} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{u_{dc}}{N-1} \sum_{i \in \{a,b,c\}} \left\{ [k_i + j_i + |k_i - j_i|sign(i_i)] e^{j\left(i\frac{2\pi}{3}\right)} \right\} \quad (7.3.108)$$

$$\underline{V}_{d(m,n)} = \underline{V}_{d(n,m)} = \frac{1}{2} \Delta V \sum_{i \in \{a,b,c\}} \left\{ [k_i + j_i + |k_i - j_i|sign(i_i)] e^{j\left(i\frac{2\pi}{3}\right)} \right\} \quad (7.3.109)$$

gdzie: $\underline{V}_{d(m,n)}$, $\underline{V}_{d(n,m)}$ - wartości wektora przestrzennego napięć przekształtnika występujące w trakcie czasu martwego,

k_i , j_i - wartości poziomów napięć przekształtnika, pomiędzy którymi następuje przełączenie w gałęzi fazy i przekształtnika.

W szczególności, równanie (7.3.109) opisuje również stan przełączenia pomiędzy dwoma realizacjami tego samego wektora przestrzennego napięć w sensie wartości składowych leżących w płaszczyźnie $\alpha\beta$, różniących się wartością składowej zerowej.

7.3.8.1. Przełączenie pomiędzy wektorami sąsiednimi

Najczęściej w metodach modulacji wektorowej w sekwencji modulacyjnej występują przełączenia pomiędzy wektorami sąsiednimi. Wektory sąsiednie charakteryzują się tym, że przyrost wartości wektora przestrzennego napięć występuje wzdłuż kierunku jednej z osi fazowych, przy czym przyrost ten może być dodatni bądź ujemny a jego moduł wynosi ΔV . Rysunek 7.3.27 przedstawia w sposób schematyczny przebiegi czasowe napięć poszczególnych faz przekształtnika w trakcie czasu martwego jakie mogą wystąpić w przypadku przełączenia pomiędzy wektorami sąsiednimi. Oś fazową wzdłuż której występuje przyrost wartości wektora przestrzennego napięć określa równanie (7.3.111), a kierunek tej zmiany równanie (7.3.112).

$$\underline{V}_{nm} = \underline{V}_n - \underline{V}_m \quad (7.3.110)$$

$$\text{Jeżeli } |\underline{V}_{mn}| = |\underline{V}_{mn} \cdot \underline{w}_i| \text{ to } Act = i \quad \underline{w}_i = e^{j\left(i\frac{2\pi}{3}\right)} \quad (7.3.111)$$

$$Dir = \frac{\underline{V}_{nm} \cdot \underline{w}_{Act}}{|\underline{V}_{nm}|} \quad (7.3.112)$$

$$Dir \in \{-1, 1\} \quad (7.3.113)$$

gdzie: $\underline{V}_{nm}$ - wartości wektora przestrzennego napięć przekształtnika występujące w trakcie czasu martwego przy przełączeniu pomiędzy sąsiednimi, bazowymi wektorami przestrzennymi napięć,

$\underline{V}_n, \underline{V}_m$ - wartości sąsiednich bazowych wektorów przestrzennych napięć przekształtnika, pomiędzy którymi występuje przełączenie,

$\underline{w}_i$ - wersor przestrzenny napięć o kierunku fazy i ,

Act - indeks fazy wzdłuż której kierunku następuje przełączenie pomiędzy sąsiednimi, bazowymi wektorami przestrzennymi napięć,

$\underline{w}_{Act}$ - wersor przestrzenny napięć o kierunku fazy Act ,

Dir - znak wartości przyrostu przyrostu bazowego wektora przestrzennego napięć występującego przy przełączeniu pomiędzy sąsiednimi, bazowymi wektorami przestrzennymi napięć.

Przyrosty poziomów napięć poszczególnych faz przekształtnika, w przypadku ogólnym przedstawia zależność (7.3.114), a w przypadku sąsiednich wektorów przestrzennych napięć zależność (7.3.115).

$$\Delta \underline{V}_i = \underline{k}_i - \underline{j}_i \quad (7.3.114)$$

$$\Delta l_i = \begin{cases} \Delta l & \text{dla } i \neq Act \\ \Delta l + Dir & \text{dla } i = Act \end{cases} \quad (7.3.115)$$

gdzie: Δl_i - zmiana poziomów napięć występująca w fazie i ,

Δl - wartość wspólna zmiany poziomów napięć dla wszystkich faz.

Ponieważ składowe zerowe poziomów napięć wektorów $\underline{V}_m$ i $\underline{V}_n$ opisują związki (7.3.116) i (7.3.117), więc na odwrót wartości Δl i Dir wyznaczamy ze związków (7.3.119) i (7.3.120).

$$j_0 = \frac{1}{3} \sum_{i \in \{a,b,c\}} j_i \quad (7.3.116)$$

$$k_0 = \frac{1}{3} \sum_{i \in \{a,b,c\}} k_i = j_0 + \Delta l + \frac{1}{3} Dir \quad (7.3.117)$$

$$\Delta l_0 = k_0 - j_0 = \Delta l + \frac{1}{3} Dir \quad (7.3.118)$$

$$\Delta l = round(\Delta l_0) \quad (7.3.119)$$

$$Dir = 3(\Delta l_0 - \Delta l) \quad (7.3.120)$$

gdzie: j_0 , k_0 - składowe zerowe poziomów napięć odpowiadających sąsiednim, bazowym wektorom przestrzennym napięć, pomiędzy którym występuje przełączenie,

Δl_0 - przyrost składowej zerowej poziomów napięć odpowiadających sąsiednim, bazowym wektorom przestrzennym napięć, pomiędzy którym występuje przełączenie.

W przypadku wektorów sąsiednich wartość przyrostu składowej zerowej poziomu napięcia Δl_0 (7.3.118) jest o $\frac{1}{3}$ większa bądź mniejsza od pewnej liczby całkowitej Δl , tak więc Δl (7.3.119) jest liczbą powstałą przez zaokrąglenie przyrostu składowej zerowej Δl_0 do najbliższej liczby całkowitej. Przyjmujemy oznaczenia (7.3.121), (7.3.122), (7.3.123) oraz (7.3.124).

$$\Delta u_{kji} = u_{ki} - u_{ji} \quad (7.3.121)$$

$$\Delta U = \frac{u_{dc}}{N-1} \quad (7.3.122)$$

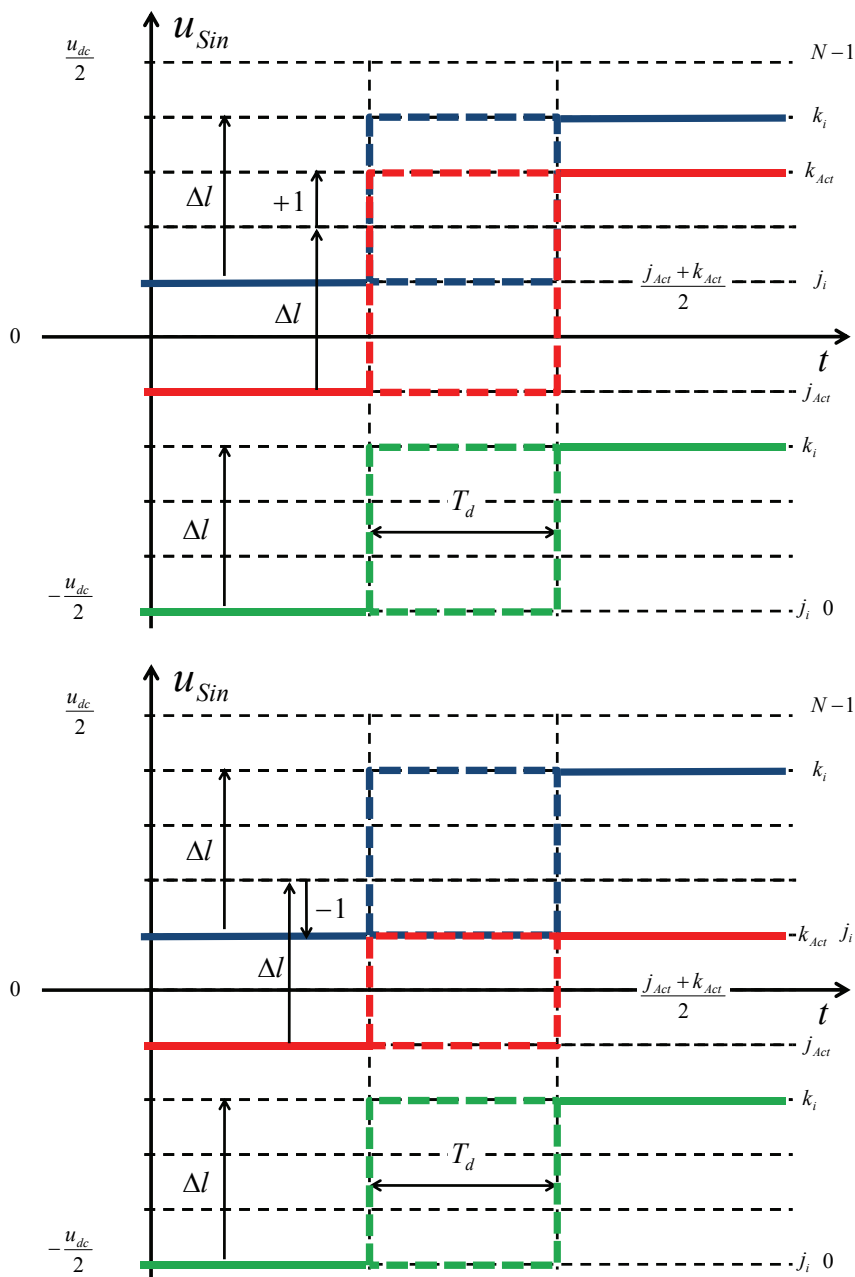
$$\Delta V = \sqrt{\frac{2}{3}} \Delta U \quad (7.3.123)$$

$$\Delta U = \sqrt{\frac{3}{2}} \Delta V \quad (7.3.124)$$

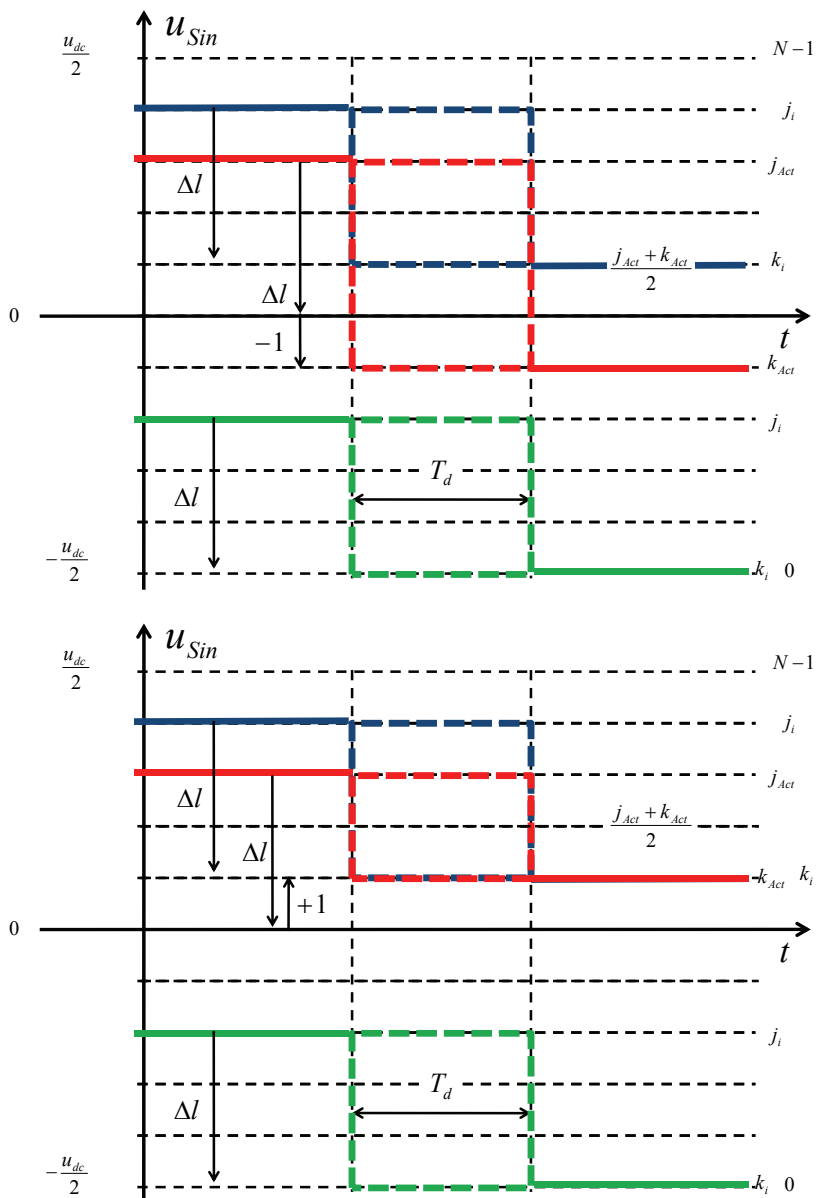
gdzie: Δu_{kji} - przyrost napięcia występujący przy przełączeniu pomiędzy poziomami k ,
 j w gałęzi fazy i ,

ΔU - różnica wartości kolejnych poziomów napięcia przekształtnika,

ΔV - różnica wartości sąsiednich wektorów przestrzennych napięć.



Rys. 7.3.27 Schematyczne przebiegi czasowe napięć wytwarzanych w trakcie czasu martwego w przypadku przełączenia pomiędzy sąsiednimi wektorami przestrzennymi napięć



Rys. 7.3.27 Schematyczne przebiegi czasowe napięć wytwarzanych w trakcie czasu martwego w przypadku przełączenia pomiędzy sąsiednimi wektorami przestrzennymi napięć

Napięcia wytwarzane przez przekształtnik w trakcie czasu martwego opisuje równanie (7.3.125).

$$u_{Sin}^{Td} = \frac{1}{2}(u_{ki} + u_{ji}) + \frac{1}{2}|\Delta u_{kji}|sign(i_i) = \frac{1}{2}\Delta U(k_i + j_i) + \frac{1}{2}\Delta U|\Delta l_i|sign(i_i) \quad (7.3.125)$$

$$u_{Sin}^{Td} = \begin{cases} \frac{1}{2}\Delta U(k_i + j_i) + \frac{1}{2}\Delta U|\Delta l|sign(i_i) & \text{dla } i \neq Act \\ \frac{1}{2}\Delta U(k_{Act} + j_{Act}) + \frac{1}{2}\Delta U|\Delta l + Dir|sign(i_{Act}) & \text{dla } i = Act \end{cases} \quad (7.3.126)$$

Występujący w związku (7.3.126) moduł sumy $|\Delta l + Dir|$ można rozpisać w postaci równoważnej (7.3.127).

$$|\Delta l + Dir| = |\Delta l| + Dir \cdot Sign(\Delta l) \quad (7.3.127)$$

przy czym:

$$\Delta l \in \mathbf{C} \wedge \Delta l \neq 0 \quad (7.3.128)$$

$$Sign(x) = \begin{cases} 1 & \text{dla } x \geq 0 \\ -1 & \text{dla } x < 0 \end{cases} \quad (7.3.129)$$

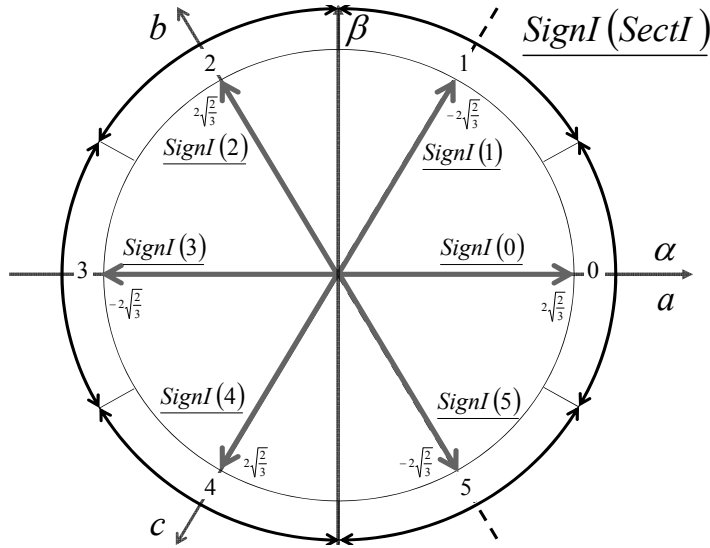
Wtedy napięcia wytwarzane przez przekształtnik w trakcie czasu martwego można opisać równaniem (7.3.130).

$$u_{Sin}^{Td} = \begin{cases} \frac{1}{2}\Delta U(k_i + j_i) + \frac{1}{2}\Delta U|\Delta l|sign(i_i) & \text{dla } i \neq Act \\ \frac{1}{2}\Delta U(k_{Act} + j_{Act}) + \frac{1}{2}\Delta U|\Delta l|sign(i_{Act}) + \\ + \frac{1}{2}\Delta U \cdot Dir \cdot Sign(\Delta l)sign(i_{Act}) & \text{dla } i = Act \end{cases} \quad (7.3.130)$$

Równanie (7.3.107) opisuje wartość wektora przestrzennego napięć wytwarzanego w trakcie czasu martwego. Przedstawiono przekształcenia opisu wektora przestrzennego napięć prowadzące do postaci (7.3.131).

$$\begin{aligned}
 \underline{V}_{d(m,n)} &= \underline{V}_{d(n,m)} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sum_{i \in \{a,b,c\}} u_{Sin}^{Td} e^{j\left(i\frac{2\pi}{3}\right)} = \\
 &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ \sum_{i \in \{a,b,c\} \wedge i \neq Act} \left[\frac{1}{2} \Delta U (k_i + j_i) + \frac{1}{2} \Delta U |\Delta l| \text{sign}(i_i) \right] e^{j\left(i\frac{2\pi}{3}\right)} + \right. \\
 &\quad + \left[\frac{1}{2} \Delta U (k_{Act} + j_{Act}) + \frac{1}{2} \Delta U |\Delta l| \text{sign}(i_{Act}) + \right. \\
 &\quad \left. \left. + \frac{1}{2} \Delta U \cdot \text{Dir} \cdot \text{Sign}(\Delta l) \text{sign}(i_{Act}) \right] e^{j\left(Act\frac{2\pi}{3}\right)} \right\} = \\
 &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ \sum_{i \in \{a,b,c\}} \left[\frac{1}{2} \Delta U (k_i + j_i) + \frac{1}{2} \Delta U |\Delta l| \text{sign}(i_i) \right] e^{j\left(i\frac{2\pi}{3}\right)} + \right. \\
 &\quad \left. + \frac{1}{2} \Delta U \cdot \text{Dir} \cdot \text{Sign}(\Delta l) \text{sign}(i_{Act}) e^{j\left(Act\frac{2\pi}{3}\right)} \right\} = \\
 &= \sqrt{\frac{2}{3}} \sum_{i \in \{a,b,c\}} \left[\frac{1}{2} \Delta U (k_i + j_i) e^{j\left(i\frac{2\pi}{3}\right)} \right] + \sqrt{\frac{2}{3}} \sum_{i \in \{a,b,c\}} \left[\frac{1}{2} \Delta U |\Delta l| \text{sign}(i_i) e^{j\left(i\frac{2\pi}{3}\right)} \right] + \\
 &\quad + \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{2} \Delta U \cdot \text{Dir} \cdot \text{Sign}(\Delta l) \text{sign}(i_{Act}) e^{j\left(Act\frac{2\pi}{3}\right)} = \\
 &= \frac{1}{2} \Delta U \sqrt{\frac{2}{3}} \sum_{i \in \{a,b,c\}} \left[(k_i + j_i) e^{j\left(i\frac{2\pi}{3}\right)} \right] + \frac{1}{2} \Delta U |\Delta l| \sqrt{\frac{2}{3}} \sum_{i \in \{a,b,c\}} \left[\text{sign}(i_i) e^{j\left(i\frac{2\pi}{3}\right)} \right] + \\
 &\quad + \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{2} \Delta U \cdot \text{Dir} \cdot \text{Sign}(\Delta l) \text{sign}(i_{Act}) e^{j\left(Act\frac{2\pi}{3}\right)}
 \end{aligned} \tag{7.3.131}$$

Biorąc pod uwagę, że pierwszy składnik równania (7.3.131) wyraża wartość średnią bazowych wektorów przestrzennych pomiędzy którymi następuje przełączenie (7.3.132), a w składniku drugim można wyróżnić wyrażenie będące wektorem przestrzennym znaków prądów fazowych (7.3.133) równanie (7.3.131) można zapisać w postaci (7.3.134).



Rys. 7.3.28 Wektor przestrzenny znaków prądów

$$\underline{V}_n + \underline{V}_m = \Delta U \sqrt{\frac{2}{3}} \sum_{i \in \{a,b,c\}} \left[(k_i + j_i) e^{j \left(i \frac{2\pi}{3} \right)} \right] \quad (7.3.132)$$

$$\underline{SignI} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sum_{i \in \{a,b,c\}} \left[sign(i_i) e^{j i \frac{2\pi}{3}} \right] = 2 \sqrt{\frac{2}{3}} e^{j SectI \frac{\pi}{3}} \quad (7.3.133)$$

gdzie: SignI - wektor przestrzenny znaków prądów,

SectI - numer sektora prądów.

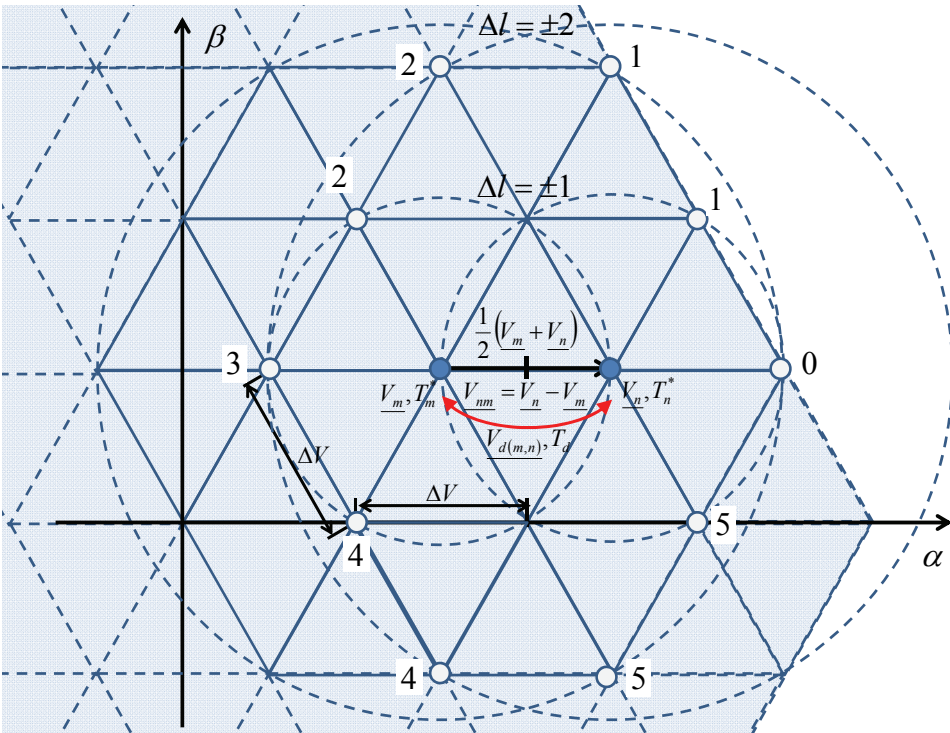
Analiza miejsc geometrycznych wektora przestrzennego znaków prądów fazowych prowadzi do końcowej postaci równania (7.3.133). Uwzględniając powyższe związki (7.3.132), (7.3.133), otrzymujemy wyrażenie opisujące wektor przestrzenny napięcie występujący w trakcie czasu martwego (7.3.134).

$$\begin{aligned}
 \underline{V}_{d(m,n)} = \underline{V}_{d(n,m)} &= \frac{1}{2}(\underline{V}_n + \underline{V}_m) + \frac{1}{2}\Delta U|\Delta l|\underline{Sign}I + \\
 &+ \frac{1}{\sqrt{6}}\Delta U \cdot \underline{Dir} \cdot \underline{Sign}(\Delta l)\underline{sign}(i_{Act})e^{j\left(Act\frac{2\pi}{3}\right)} = \\
 &= \frac{1}{2}(\underline{V}_n + \underline{V}_m) + \frac{1}{2}\Delta U|\Delta l|2\sqrt{\frac{2}{3}}e^{jSectl\frac{\pi}{3}} + \\
 &+ \frac{1}{\sqrt{6}}\Delta U \cdot \underline{Dir} \cdot \underline{Sign}(\Delta l)\underline{sign}(i_{Act})e^{j\left(Act\frac{2\pi}{3}\right)} = \\
 &= \frac{1}{2}(\underline{V}_n + \underline{V}_m) + \sqrt{\frac{2}{3}}\Delta U|\Delta l|e^{jSectl\frac{\pi}{3}} + \frac{1}{\sqrt{6}}\Delta U \cdot \underline{Dir} \cdot \underline{Sign}(\Delta l)\underline{sign}(i_{Act})e^{jAct\frac{2\pi}{3}}
 \end{aligned} \tag{7.3.134}$$

Po podstawieniu zależności (7.3.133) i uporządkowaniu składników równania otrzymujemy postać (7.3.135).

$$\begin{aligned}
 \underline{V}_{d(m,n)} = \underline{V}_{d(n,m)} &= \frac{1}{2}(\underline{V}_n + \underline{V}_m) + \\
 &+ \frac{1}{2}\Delta V \cdot \underline{Dir} \cdot \underline{Sign}(\Delta l)\underline{sign}(i_{Act})e^{j\left(Act\frac{2\pi}{3}\right)} + \Delta V|\Delta l|e^{jSectl\frac{\pi}{3}}
 \end{aligned} \tag{7.3.135}$$

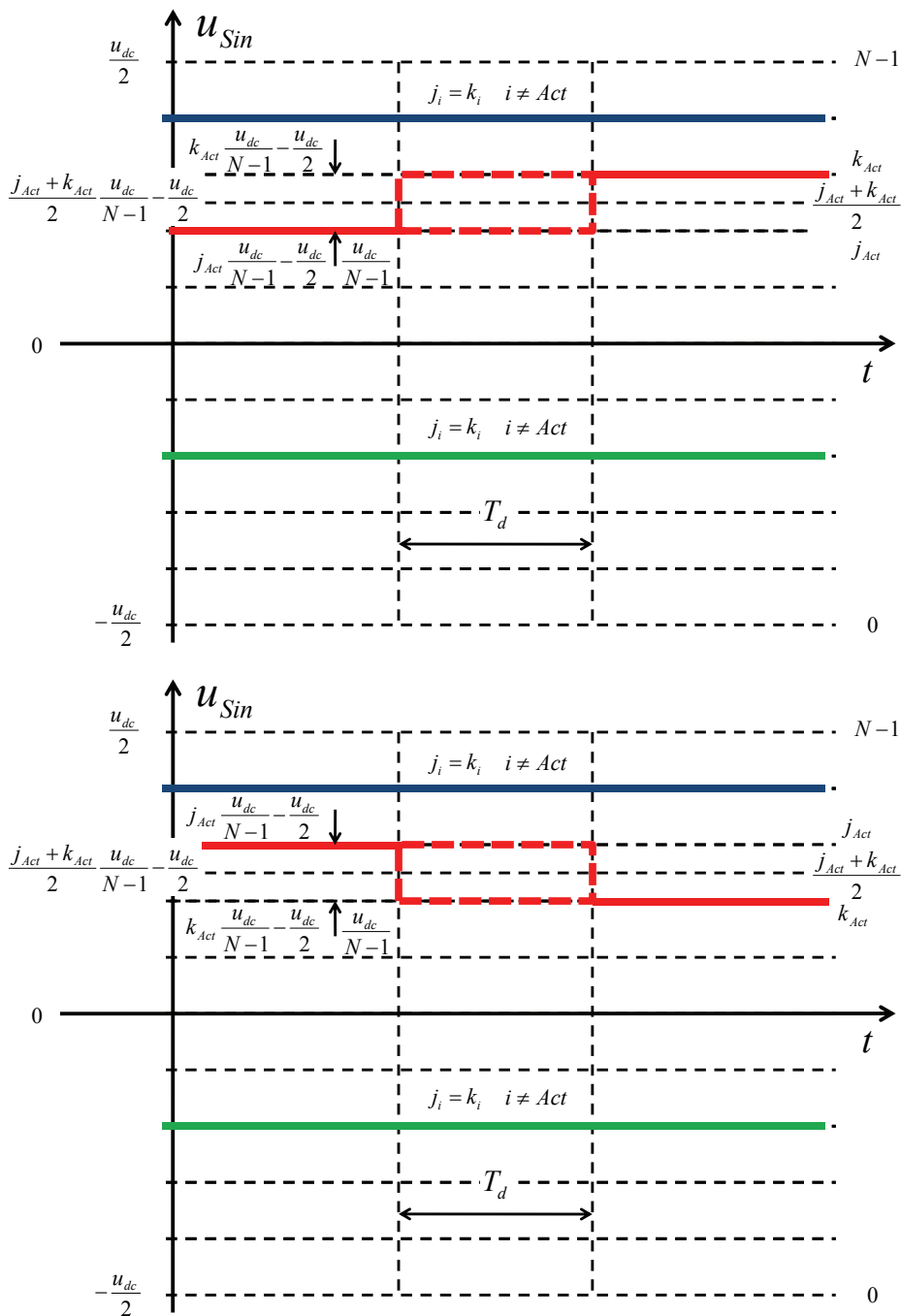
Obecnie możemy zinterpretować geometryczne położenie wektorów przestrzennych napięć $\underline{V}_{d(m,n)}$ wytwarzanych w trakcie czasu martwego. Dwa pierwsze składniki równania (7.3.135) wyznaczają środki dwóch okręgów, na których leżą wektory przestrzenne. Ostatni składnik równania wyznacza sześć położeń rozłożonych równomiernie na okręgu o promieniu $\Delta V|\Delta l|$. Ponieważ składnik drugi ma przeciwne znaki dla trzech kolejnych sektorów prądów w których prąd i_{Act} jest dodatni i dla tych gdzie jest ujemny, więc w rezultacie otrzymujemy położenia wektorów przestrzennych napięć $\underline{V}_{d(m,n)}$ zilustrowane na rysunku 7.3.29.



Rys. 7.3.29 Wektory przestrzenne napięć wytwarzane w trakcie czasu martwego w przypadku wykorzystania w sekwencji modulacyjnej przejść pomiędzy wektorami bazowymi ze zmianą poziomu napięcia wszystkich faz $\Delta I \neq 0$

7.3.8.2. Przelączenie pomiędzy wektorami sąsiednimi ze zmianą napięcia w jednej fazie

Jeżeli w modulacji wektorowej wykorzystywane są przełączenia pomiędzy wektorami różniącymi się tylko poziomami napięć jednej fazy, przy czym różnica poziomów napięć wynosi jeden, wtedy w trakcie czasu martwego występuje wektor aktywny przed przełączeniem bądź wektor aktywny po przełączeniu w zależności od znaku prądu w fazie wzdłuż kierunku której następuje przełączenie wektorów bazowych. Rysunek przedstawia w sposób schematyczny przebiegi czasowe napięć wytwarzanych w trakcie czasu martwego przy przełączeniu pomiędzy sąsiednimi wektorami przestrzennymi napięć różniącymi się poziomem napięć tylko w jednej fazie, przy czym różnica poziomów wynosi jeden.



Rys. 7.3.30 Schematyczne przebiegi czasowe napięć wytwarzanych w trakcie czasu martwego w przypadku przełączenia pomiędzy sąsiednimi wektorami przestrzennymi napięć różniącymi się poziomem napięć pojedynczej fazy $\Delta l = 0$

Równania (7.3.136) i (7.3.137) opisują mechanizm wyboru bazowego wektora przestrzennego napięć aktywnego w trakcie czasu martwego występującego przy przełączeniu pomiędzy bazowymi wektorami przestrzennymi napięć m, n .

$$\underline{V}_{d(m,n)} = \underline{V}_{d(n,m)} = \frac{1}{2}(\underline{V}_n + \underline{V}_m) + \frac{1}{2} \cdot \Delta V \cdot \text{sign}(i_{Act}) e^{j\left(Act \frac{2\pi}{3}\right)} \quad (7.3.136)$$

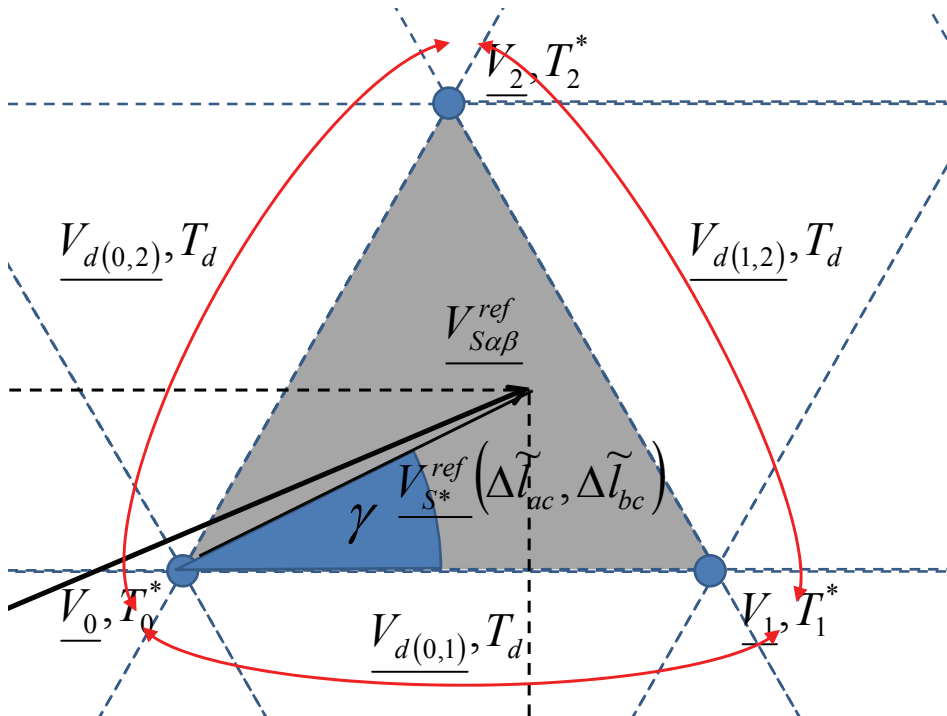
$$\underline{V}_{d(m,n)} = \underline{V}_{d(n,m)} = \frac{1 - \text{sign}(i_{Act})Dir}{2} \underline{V}_m + \frac{1 + \text{sign}(i_{Act})Dir}{2} \underline{V}_n \quad (7.3.137)$$

$$Ind_{(m,n)} = \frac{1 - \text{sign}(i_{Act})Dir}{2} m + \frac{1 + \text{sign}(i_{Act})Dir}{2} n \quad \underline{V}_{d(m,n)} = \underline{V}_{d(n,m)} = \underline{V}_{Ind} \quad (7.3.138)$$

gdzie: $Ind_{(m,n)}$ - indeks wektora występującego w trakcie czasu martwego,

$\underline{V}_{Ind}$ - bazowy wektor przestrzenny napięć występujący w trakcie czasu martwego, określony poprzez indeks.

Ustalenie, który prąd fazowy ma wpływ na wybór wektora przestrzennego wytwarzanego w trakcie czasu martwego odbywa się zgodnie z równaniem (7.3.111). Równanie (7.3.136) pozwala jedynie wyznaczyć wartość wektora przestrzennego napięć natomiast równanie (7.3.138) pozwala wyselekcjonować wektor aktywny poprzez jego indeks. Rysunek 7.3.31 ilustruje wektory przestrzenne określone w przypadku wektorowej modulacji szerokości impulsów napięcia gdy w sekwencji modulacyjnej występują przejścia ze zmianą poziomu napięcia pojedynczej fazy o wartość jeden.



Rys. 7.3.31 Wektory przestrzenne napięć wytwarzane w trakcie czasu martwego w przypadku wykorzystania w sekwencji modulacyjnej przejść pomiędzy wektorami bazowymi ze zmianą poziomu napięcia pojedynczej fazy $\Delta l = 0$

Ponieważ wektor przestrzenny określony dla czasu martwego jest równy jednemu z wektorów stabilnych danego przełączenia więc zadanie wyznaczenia wektora przestrzennego napięć sprowadza się do selekcji spośród stabilnych bazowych wektorów przestrzennych danego przejścia (7.3.137). Znajomość indeksu (7.3.138) pozwala dokonać prostej korekcji czasów aktywności bazowych wektorów przestrzennych. Natomiast w przypadku gdy znana jest tylko wartość wektora (7.3.136) możliwa jest jedynie korekcja wartości wektora zadającego.

7.3.8.3. Korekcja wpływu czasu martwego na wartość średnią wektora przestrzennego napięć wyznaczoną za okres modulacji

W ogólności wektory przestrzenne napięć określone dla czasów martwych sekwencji modulacyjnej powodują odkształcenie przebiegów napięć, a co za tym idzie odkształcenie przebiegów prądów fazowych. Równanie (7.3.139) opisuje wartość średnią wektora przestrzennego napięć wyznaczoną za okres modulacji.

$$\begin{aligned}
\underline{V}_S^{Td} &= \sum_{i \in \{StepSet\}} w_i \underline{V}_i + \sum_{(m,n) \in \{Transition\}} k_{(m,n)} w_{(m,n)} \underline{V}_{d(m,n)} = \\
&= \sum_{i \in \{StepSet\}} \frac{T_i^*}{T_m} \underline{V}_i + \sum_{(m,n) \in \{Transition\}} k_{(m,n)} \frac{T_d}{T_m} \underline{V}_{d(m,n)} = \\
&= \frac{1}{T_m} \sum_{i \in \{StepSet\}} T_i^* \underline{V}_i + \frac{T_d}{T_m} \sum_{(m,n) \in \{Transition\}} k_{(m,n)} \underline{V}_{d(m,n)}
\end{aligned} \tag{7.3.139}$$

przy czym:

$$w_i = \frac{T_i^*}{T_m} \tag{7.3.140}$$

$$w_{(m,n)} = \frac{T_d}{T_m} \tag{7.3.141}$$

$$\underline{V}_S^* = \frac{1}{T_m} \sum_{i \in \{StepSet\}} T_i^* \underline{V}_i \tag{7.3.142}$$

$$\underline{V}_{Td} = \frac{T_d}{T_m} \sum_{(m,n) \in \{Transition\}} k_{(m,n)} \underline{V}_{d(m,n)} \tag{7.3.143}$$

$$\underline{V}_S^{Td} = \underline{V}_S^* + \underline{V}_{Td} \tag{7.3.144}$$

gdzie: $\underline{V}_S^{Td}$ - wartość średnia wektora przestrzennego napięć przekształtnika wyznaczona za okres modulacji, z uwzględnieniem wpływu czasu martwego,

i , m , n - indeksy bazowych wektorów przestrzennych napięć,

w_i - współczynnik wagowy określający udział bazowego wektora przestrzennego napięć o indeksie i w wartości średniej wektora przestrzennego napięć przekształtnika,

(m, n) - przełączenie pomiędzy bazowymi wektorami przestrzennymi napięć,

$k_{(m,n)}$ - krotność występowania przełączenia pomiędzy sąsiednimi, bazowymi wektorami przestrzennymi napięć o indeksach m i n w sekwencji modulacyjnej,

$w_{(m,n)}$ - współczynnik wagowy określający udział wektora przestrzennego napięć przekształtnika występującego w trakcie czasu martwego przy przełączeniu pomiędzy sąsiednimi, bazowymi wektorami przestrzennymi napięć,

$\underline{V}_{d(m,n)}$ - wartość wektora przestrzennego napięć przekształtnika występująca w trakcie czasu martwego przy przełączeniu pomiędzy sąsiednimi, bazowymi wektorami przestrzennymi napięć,

$\underline{V}_S^*$ - wartość średnia wektora przestrzennego napięć przekształtnika występujących poza czasami martwymi w sekwencji modulacyjnej, wyznaczona za okres modulacji,

$\underline{V}_{Td}$ - wartość średnia wektora przestrzennego napięć przekształtnika występujących w trakcie czasów martwych sekwencji modulacyjnej, wyznaczona za okres modulacji,

StepSet - zbiór indeksów bazowych wektorów przestrzennych napięć używanych w danym okresie modulacji,

Transitions - zbiór przełączeń pomiędzy bazowymi wektorami przestrzennymi napięć występujących w danym okresie modulacji.

Sekwencja modulacyjna wektorów bazowych jednoznacznie określa zbiór przejść $\{Transition\}$, a co za tym idzie zbiór wektorów przestrzennych napięć wytwarzanych w trakcie czasów martwych $\underline{V}_{d(m,n)}$ oraz ich krotność $k_{(m,n)}$. Na tej podstawie można wyznaczyć wartość średnią za okres modulacji wektora przestrzennego napięć wytwarzanego w trakcie czasów martwych sekwencji modulacyjnej (7.3.143). Wektor ten jest źródłem odkształcenia wektora prądów. Aby skorygować odkształcenia prądów należy wyznaczyć skorygowany wektor zadający (7.3.146).

$$\underline{V}_S^{Td} = \underline{V}_S^{ref} \quad (7.3.145)$$

$$\underline{V}_S^{cor} = \underline{V}_S^{ref} - \underline{V}_{Td} = \underline{V}_S^* \quad (7.3.146)$$

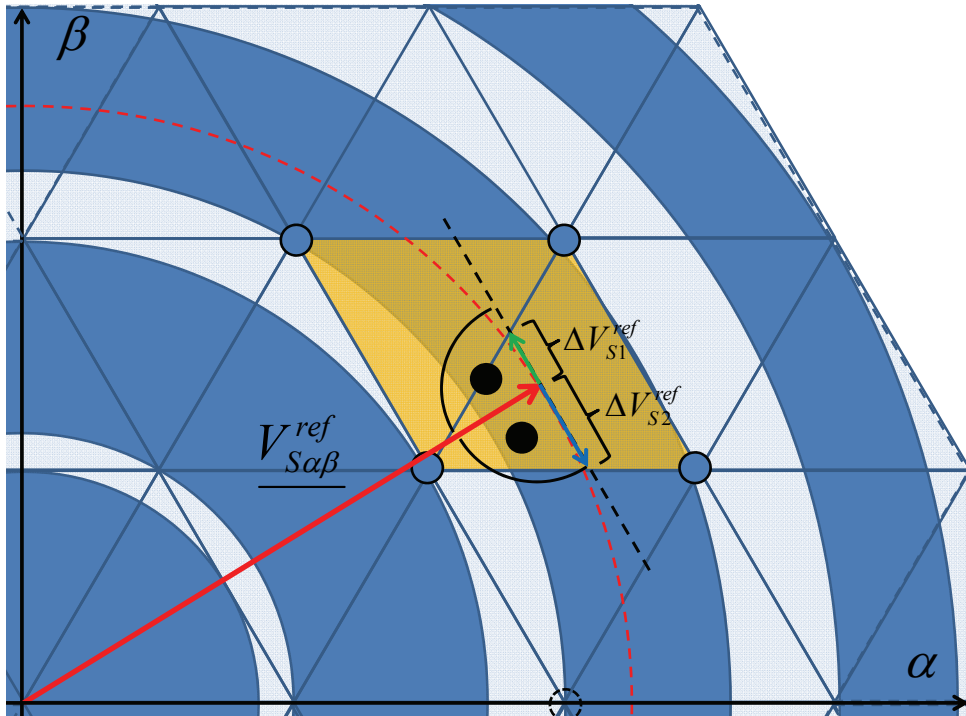
gdzie: $\underline{V}_S^{ref}$ - wartość zadana wektora przestrzennego napięć przekształtnika,

$\underline{V}_S^{cor}$ - wartość zadana, skorygowana wektora przestrzennego napięć przekształtnika.

W wyniku odjęcia wektora (7.3.143) od wektora zadanego otrzymujemy skorygowaną wartość wektora zadającego (7.2.146), który jest równy składowej wektora przestrzennego napięć wytwarzanej poza czasami martwymi (7.3.142). Uprzedni wybór bazowych wektorów przestrzennych napięć tworzących sekwencję modulacyjną powinien zapewniać realizowalność wektora skorygowanego.

Podobnie jak w przypadku przekształtnika dwupoziomowego na granicy obszarów modulacyjnych występują podobzary gdzie, ze względu na czas martwy, nie jest możliwe wytworzenie układu napięć, dla których wartość średnia ich wektora przestrzennego wyznaczona za okres modulacji byłaby równa wartości zadanej. Aby zapewnić pokrycie tej przestrzeni przez algorytm modulacji należy do sekwencji modulacyjnej dołączyć kolejny wektor bazowy, taki aby uśredniony wektor przestrzenny leżał w obrębie powstałego w ten sposób równoległoboku.

Istotnym elementem algorytmu modulacji staje się kryterium, który z wektorów sąsiednich ma zostać użyty, kiedy należy użyć czwarty wektor bazowy, i z jaką wagą ma uczestniczyć w wektorze uśrednionym. W ogólności nakreślony problem jest dosyć złożony. Rysunek 7.3.32 ilustruje proponowane przez autora kryterium.



Rys. 7.3.32 Kryterium wyboru czwartego bazowego wektora przestrzennego napięć

Proponuje się zastosowanie następującej metodyki:

1. Po ustaleniu w którym trójkącie bazowych wektorów przestrzennych leży wierzchołek wektora zadanego, wykonanie rzutowania tego wektora wzdłuż prostej prostopadłej do niego na ograniczenia obszaru trójkątnego.
2. Wyznaczenie różnic wektorów powstałych z rzutowania i wektora zadanego oraz wyznaczenie ich modułów.
3. Sprawdzenie czy któryś z modułów wektorów jest mniejszy od wartości przyrostu uznawanej za taką, przy której występuje problem realizowalności wektora uśrednionego.
4. Jeśli występuje problem przedstawiony w punkcie 3, dokonanie wyboru czwartego wektora bazowego, który zostanie użyty w sekwencji modulacyjnej.
5. Przeprowadzenie modulacji w wyznaczonej poprzez wybór wektorów bazowych przestrzeni modulacyjnej z uwzględnieniem kompensacji wpływu czasu martwego zgodnie z równaniem (7.3.142).

Proponowana metodyka powstała na drodze intuicyjnej i wymaga dalszych udoskonaleń i weryfikacji teoretycznej, symulacyjnej i eksperymentalnej.

5.3.8.4 Podsumowanie

Wektor określony dla czasu martwego przy przejściu pomiędzy dwoma wektorami bazowymi nie zależy od kierunku tego przejścia. Jeżeli przyrost wartości składowej zerowej poziomu napięcia jest zerowy wówczas drugi składnik równania (7.3.134) ma wartość zero, a wektor występujący w trakcie czasu martwego może być wyznaczony zarówno na podstawie związków (7.3.109), (7.3.135) i (7.3.136), (7.3.137) i jest równy albo wektorowi początkowemu lub końcowemu danego przejścia. W przypadku braku ograniczenia różnicy poziomów kolejnych bazowych wektorów przestrzennych napięć do wartości jeden występującej tylko w jednej fazie, wektor przestrzenny napięć występujący w czasie martwym nie odpowiada ani wektorowi początkowemu ani końcowemu danego przejścia. Równania (7.3.142), (7.3.143), (7.3.144) są podstawą do wyznaczenia wpływu czasu martwego na efektywną przestrzeń modulacji wektora przestrzennego napięć przekształtnika. Umiejętność określenia wartości wektora przestrzennego napięć występującego w czasie martwym pozwala dokonać korekcji czasów włączenia poszczególnych bazowych wektorów przestrzennych (7.3.142) lub wektora odniesienia modulatora (7.3.146).

7.3.9. Modulacja PWM wektora przestrzennego napięć

Pierwszym krokiem algorytmu modulacji wektora przestrzennego napięć jest ograniczenie wektora zadającego tak, aby leżał wewnątrz całkowitego obszaru modulacji. Całkowity obszar modulacji zdefiniowany jest przez sześciokąt rozpięty na zewnętrznych bazowych wektorach przestrzennych napięć. Do ograniczenia wektora zadającego proponowana jest metoda analogiczna do opisanej w rozdziale 7.1 dla przekształtnika dwupoziomowego. W następnym kroku należy wyznaczyć podzbiór bazowych wektorów przestrzennych napięć używanych w danym kroku modulacji. Wektor odniesienia, aby był realizowalny, powinien leżeć wewnątrz obszaru ograniczonego przez wielokąt obejmujący podzbiór wektorów bazowych wykorzystywanych w danym kroku modulacji. W najprostszym przypadku wektory bazowe użyte w danym kroku modulacji tworzą trójkąt. Aby wyznaczyć wektory bazowe, które zostaną użyte w danym kroku modulacji, należy wyznaczyć różnice poziomów napięcia $\Delta_{ac}^L, \Delta_{ac}^H$ i $\Delta_{bc}^L, \Delta_{bc}^H$.

Aby wyrazić wartość średnią wektora przestrzennego napięć wyznaczoną za okres modulacji (7.3.147) wprowadźmy wartości średnie różnic poziomów napięć fazowych przekształtnika wyznaczone za ten okres (7.3.148).

$$\underline{V}_{S\alpha\beta}^{ref} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{u_{dc}}{N-1} \left[\left(\Delta \tilde{I}_{ac} - \frac{1}{2} \Delta \tilde{I}_{bc} \right) + j \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \Delta \tilde{I}_{bc} \right) \right] = V_{S\alpha}^{ref} + j V_{S\beta}^{ref} \quad (7.3.147)$$

$$\Delta \tilde{I}_{ac}, \Delta \tilde{I}_{bc} \in R \quad -(N-1) \leq \Delta \tilde{I}_{ac}, \Delta \tilde{I}_{bc} \leq N-1 \quad (7.3.148)$$

$$V_{S\alpha}^{ref} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{u_{dc}}{N-1} \left(\Delta \tilde{I}_{ac} - \frac{1}{2} \Delta \tilde{I}_{bc} \right) \quad (7.3.149)$$

$$V_{S\beta}^{ref} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{u_{dc}}{N-1} \frac{\sqrt{3}}{2} \Delta \tilde{I}_{bc} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{u_{dc}}{N-1} \Delta \tilde{I}_{bc} \quad (7.3.150)$$

gdzie: $\underline{V}_{S\alpha\beta}^{ref}$ - wartość zadana wektora przestrzennego napięć przekształtnika,

$V_{S\alpha}^{ref}, V_{S\beta}^{ref}$ - składowe kartezjańskie wartości zadanej wektora przestrzennego napięć przekształtnika,

$\Delta \tilde{I}_{ac}, \Delta \tilde{I}_{bc}$ - średnie różnice poziomów napięć wyznaczone za okres modulacji.

Wartości średnie poziomów napięć fazowych przekształtnika wyznaczone za okres modulacji wyznaczamy na podstawie wartości wektora odniesienia zgodnie z równaniami (7.3.151) i (7.3.152).

$$\Delta \tilde{l}_{bc} = \sqrt{2}(N-1) \frac{V_{S\beta}^{ref}}{u_{dc}} \quad (7.3.151)$$

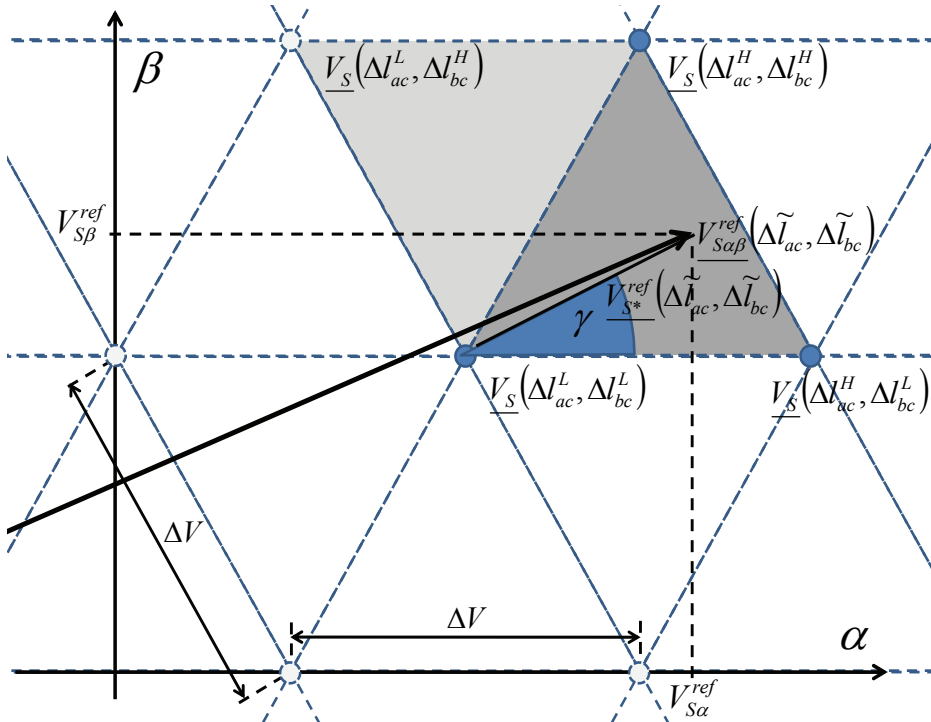
$$\Delta \tilde{l}_{ac} = \sqrt{\frac{3}{2}}(N-1) \frac{V_{S\alpha}^{ref}}{u_{dc}} + \frac{1}{2} \Delta \tilde{l}_{bc} \quad (7.3.152)$$

Wartości całkowite poziomów napięcia wyznaczone na podstawie równań (7.3.153) wyznaczają zakres modulacji.

$$\begin{aligned} \Delta l_{bc}^L &= \lfloor \Delta \tilde{l}_{bc} \rfloor & \Delta l_{bc}^H &= \lfloor \Delta \tilde{l}_{bc} \rfloor + 1 \\ \Delta l_{ac}^L &= \lfloor \Delta \tilde{l}_{ac} \rfloor & \Delta l_{ac}^H &= \lfloor \Delta \tilde{l}_{ac} \rfloor + 1 \end{aligned} \quad (7.3.153)$$

gdzie: Δl_{bc}^L , Δl_{bc}^H , Δl_{ac}^L , Δl_{ac}^H - całkowite różnice poziomów napięć ograniczające z dołu i z góry wartości średnie.

Cztery kombinacje różnic poziomów definiują cztery bazowe wektory przestrzenne napięć, które tworzą równoległobok złożony z dwóch trójkątów równobocznych. Opisywaną sytuację przedstawia rysunek 7.3.33.



Rys. 7.3.33 Wyznaczanie zbioru bazowych wektorów przestrzennych do użycia w danym kroku modulacji

Aby wyznaczyć podzbiór bazowych wektorów przestrzennych dla danego kroku modulacji należy sprawdzić, w którym trójkącie leży wierzchołek wektora odniesienia. W tym celu wygodnie jest zdefiniować wektor odniesienia $\underline{V}_{S^*}^{ref}$ w nowym układzie współrzędnych (7.3.154), którego początek definiuje bazowy wektor przestrzenny napięć $\underline{V}_S(\Delta I_{ac}^L, \Delta I_{bc}^L)$.

$$\begin{aligned}\underline{V}_{S^*}^{ref} &= \underline{V}_{S\alpha\beta}^{ref} - \underline{V}_S(\Delta I_{ac}^L, \Delta I_{bc}^L) = \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{u_{dc}}{N-1} \left[\left(\Delta \tilde{I}_{ac} - \Delta I_{ac}^L - \frac{1}{2}(\Delta \tilde{I}_{bc} - \Delta I_{bc}^L) \right) + j \left(\frac{\sqrt{3}}{2}(\Delta \tilde{I}_{bc} - \Delta I_{bc}^L) \right) \right]\end{aligned}\quad (7.3.154)$$

gdzie: $\underline{V}_{S^*}^{ref}$ - wartość zadana wektora przestrzennego napięć przekształtnika w przesuniętym układzie współrzędnych.

Kąt γ jaki tworzy ten wektor z osią α jest kryterium wyboru właściwego trójkąta. Ostatecznie, kryterium to sprowadza się do formuły (7.3.160).

$$\gamma = \arg(\underline{V}_{S^*}^{ref}) \quad (7.3.155)$$

$$tg\gamma = \frac{\frac{\sqrt{3}}{2}(\Delta \tilde{I}_{bc} - \Delta I_{bc}^L)}{\Delta \tilde{I}_{ac} - \Delta I_{ac}^L - \frac{1}{2}(\Delta \tilde{I}_{bc} - \Delta I_{bc}^L)} < tg\frac{\pi}{3} = \sqrt{3} \quad (7.3.156)$$

gdzie: γ - kąt jaki tworzy wektor zadający $\underline{V}_{S^*}^{ref}$ opisany w przesuniętym układzie współrzędnych z osią poziomą (rys. 7.3.33).

$$\Delta \tilde{I}_{ac} - \Delta I_{ac}^L > \Delta \tilde{I}_{bc} - \Delta I_{bc}^L \quad (7.3.157)$$

$$0 \leq \Delta \tilde{I}_{ac} - \Delta I_{ac}^L \leq 1 \quad 0 \leq \Delta \tilde{I}_{bc} - \Delta I_{bc}^L \leq 1 \quad (7.3.158)$$

Ostatecznie zbiór bazowych wektorów przestrzennych napięć, które zostaną użyte w danym kroku modulacji jest zdefiniowany równaniami (7.3.159) i (7.3.160).

$$\underline{V}_S(\Delta I_{ac}^L, \Delta I_{bc}^L) \in \{\underline{V}_{S \text{ Step}}\} \quad \underline{V}_S(\Delta I_{ac}^H, \Delta I_{bc}^H) \in \{\underline{V}_{S \text{ Step}}\} \quad (7.3.159)$$

Jeżeli $\Delta \tilde{I}_{ac} - \Delta I_{ac}^L > \Delta \tilde{I}_{bc} - \Delta I_{bc}^L$ to $\underline{V}_S(\Delta I_{ac}^H, \Delta I_{bc}^L) \in \{\underline{V}_{S \text{ Step}}\}$

$$\text{w przeciwnym przypadku } \underline{V}_S(\Delta I_{ac}^L, \Delta I_{bc}^H) \in \{\underline{V}_{S \text{ Step}}\} \quad (7.3.160)$$

gdzie: $\underline{V}_{S \text{ Step}}$ - zbiór bazowych wektorów przestrzennych napięć używany w danym okresie modulacji,

$\underline{V}_S(\Delta I_{ac}^L, \Delta I_{bc}^L)$, $\underline{V}_S(\Delta I_{ac}^H, \Delta I_{bc}^H)$, $\underline{V}_S(\Delta I_{ac}^H, \Delta I_{bc}^L)$, $\underline{V}_S(\Delta I_{ac}^L, \Delta I_{bc}^H)$ - bazowe wektory przestrzenne napięć odpowiadające kombinacjom całkowitych różnic poziomów napięć (7.3.153).

Czasy trwania poszczególnych bazowych wektorów przestrzennych w sekwencji modulacyjnej obliczamy według równań (7.3.162), (7.3.163), (7.3.164), (7.3.165) lub (7.3.166), (7.3.167), (7.3.168), (7.3.169).

$$\Delta V = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{u_{dc}}{N-1} \quad (7.3.161)$$

Jeżeli $\tilde{\Delta I}_{ac}^L - \Delta I_{ac}^L > \tilde{\Delta I}_{bc}^L - \Delta I_{bc}^L$ to

$$T(\Delta I_{ac}^H, \Delta I_{bc}^H) = \frac{V_{S\beta^*}^{ref}}{\Delta V \sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} T_m \quad (7.3.162)$$

$$T(\Delta I_{ac}^H, \Delta I_{bc}^L) = \frac{V_{S\alpha^*}^{ref}}{\Delta V} T_m - T(\Delta I_{ac}^H, \Delta I_{bc}^H) \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (7.3.163)$$

$$T(\Delta I_{ac}^L, \Delta I_{bc}^L) = T_m - [T(\Delta I_{ac}^H, \Delta I_{bc}^L) + T(\Delta I_{ac}^H, \Delta I_{bc}^H)] \quad (7.3.164)$$

$$T(\Delta I_{ac}^L, \Delta I_{bc}^H) = 0 \quad (7.3.165)$$

w przeciwnym razie

$$T(\Delta I_{ac}^L, \Delta I_{bc}^H) = \frac{V_{S\alpha^*}^{ref} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) - V_{S\beta^*}^{ref} \cos\left(\frac{\pi}{3}\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)} \frac{T_m}{\Delta V} \quad (7.3.166)$$

$$T(\Delta I_{ac}^H, \Delta I_{bc}^H) = \frac{V_{S\alpha^*}^{ref} \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) - V_{S\beta^*}^{ref} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right)}{\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) - \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \frac{T_m}{\Delta V} \quad (7.3.167)$$

$$T(\Delta I_{ac}^L, \Delta I_{bc}^L) = T_m - [T(\Delta I_{ac}^L, \Delta I_{bc}^H) + T(\Delta I_{ac}^H, \Delta I_{bc}^H)] \quad (7.3.168)$$

$$T(\Delta I_{ac}^H, \Delta I_{bc}^L) = 0 \quad (7.3.169)$$

gdzie: $T(\Delta_{ac}^H, \Delta_{bc}^H)$, $T(\Delta_{ac}^H, \Delta_{bc}^L)$, $T(\Delta_{ac}^L, \Delta_{bc}^L)$, $T(\Delta_{ac}^L, \Delta_{bc}^H)$ - czasy trwania bazowych wektorów przestrzennych napięć odpowiadające kombinacjom całkowitych różnic poziomów napięć (7.3.153).

Jeśli bierzemy pod uwagę tylko składowe α, β wektora przestrzennego napięć to zależą one wyłącznie od różnic poziomów napięcia Δ_{ac}, Δ_{bc} . Wybór poziomu napięcia l_c , który jednoznacznie definiuje wektor przestrzenny napięć wraz z jego składową zerową jest generalnie zadaniem trudnym. Dostępny przy tym wyborze poziom swobody powinien zostać wykorzystany do równoważenia napięć wyjściowego dzielnika pojemnościowego. Optymalna wartość l_c powinna być ustalona dla każdego wektora bazowego wykorzystywanego w sekwencji modulacyjnej. Równania od (7.3.170) do (7.3.174) definiują kryterium wyboru wartości poziomu napięcia l_c . Na podstawie bieżącej wartości napięcia obwodu prądu stałego ustalana jest wartość odniesienia napięcia pojedynczego kondensatora (7.3.170). Następnie należy wykonać predykcję napięć kondensatorów (7.3.171), obliczyć napięcia niezrównoważenia (7.3.172) wynikające z napięć kondensatorów otrzymanych w wyniku predykcji i obliczyć funkcję wskaźnika jakości równoważenia napięć kondensatorów (7.3.173) dla wszystkich możliwych wartości poziomu napięcia l_c . Wybieramy wartość poziomu napięcia l_c , dla której wskaźnik jakości osiąga wartość minimalną (7.3.174).

$$U_C^{ref} = \frac{u_{dc}}{N-1} \quad (7.3.170)$$

$$\tilde{u}_{Cj}(l_c) = u_{Cj} + \frac{1}{C_j} i_{Cj}(l_c) T(\Delta_{ac}, \Delta_{bc}) \quad (7.3.171)$$

$$\Delta u_{Cj}(l_c) = \tilde{u}_{Cj}(l_c) - U_C^{ref} \quad (7.3.172)$$

$$f_Q(l_c) = \sum_{j=1}^{N-1} (\Delta u_{Cj}(l_c))^2 \quad (7.3.173)$$

$$\min_{l_c} f_Q(l_c) = \min_{l_c} \sum_{j=1}^{N-1} (\Delta u_{Cj}(l_c))^2 \quad (7.3.174)$$

gdzie: U_C^{ref} - wartość zadana wartości średniej napięcia pojedynczego kondensatora dzielnika napięcia obwodu prądu stałego,

- $\tilde{u}_{Cj}(l_c)$ - wyznaczona metodą predykcji wartość napięcia kondensatora nr j w przypadku przyjęcia poziomu napięcia l_c ,
- $i_{Cj}(l_c)$ - wartość prądu ładującego kondensator nr j w przypadku przyjęcia poziomu napięcia l_c ,
- $\Delta u_{Cj}(l_c)$ - różnica wyznaczonej metodą predykcji wartości napięcia kondensatora nr j i wartości zadanej U_C^{ref} w przypadku przyjęcia poziomu napięcia l_c ,
- $f_Q(l_c)$ - wartość funkcji celu optymalizacji – funkcja błędu określająca poziom nierównowagi napięć dzielnika napięcia obwodu prądu stałego w przypadku przyjęcia poziomu napięcia l_c .

Minimalizacja wskaźnika jakości określonego równaniem (7.3.173) pozwala otrzymać najlepsze warunki pracy przekształtnika. Równania od (7.3.147) do (7.3.174) określają zbiór bazowych wektorów przestrzennych wykorzystywanych w danym kroku modulacji i czasy ich trwania oraz gwarantują uzyskiwanie optymalnego rozkładu napięć kondensatorów wyjściowego dzielnika napięcia. Dotychczasowe związki nie definiują jednoznacznie sekwencji modulacyjnej. Możliwe są do zastosowania różne strategie. Zastosowane rozwiązanie pozwala na płynne przejście pomiędzy trójkątnymi obszarami modulacji i realizację nieodkształconych napięć AC gdy hodograf wektora przestrzennego napięć leży w jednym z pierścieni zaznaczonych na rysunku 7.3.34. Promienie wewnętrzny i zewnętrzny pierścieni leżących w obrębie jednej warstwy modulacji opisują związki (7.3.175) i (7.3.176).

$$V_{R(s)p} = (p-1)\Delta V \quad (7.3.175)$$

$$V_{R(e)p} = p \frac{\sqrt{3}}{2} \Delta V \quad (7.3.176)$$

$$1 \leq p \leq N-1 \quad (7.3.177)$$

$$P_p : V_{R(s)p} \leq |V_S| \leq V_{R(e)p} \quad (7.3.178)$$

$$P_{p/p+1} : V_{R(e)p} \leq |V_S| \leq V_{R(s)p+1} \quad (7.3.179)$$

gdzie: p - numer pierścienia warstwy modulacyjnej, tożsamy z numerem warstwy modulacyjnej,

$V_{R(s)p}$ - promień wewnętrzny pierścienia warstwy modulacyjnej,

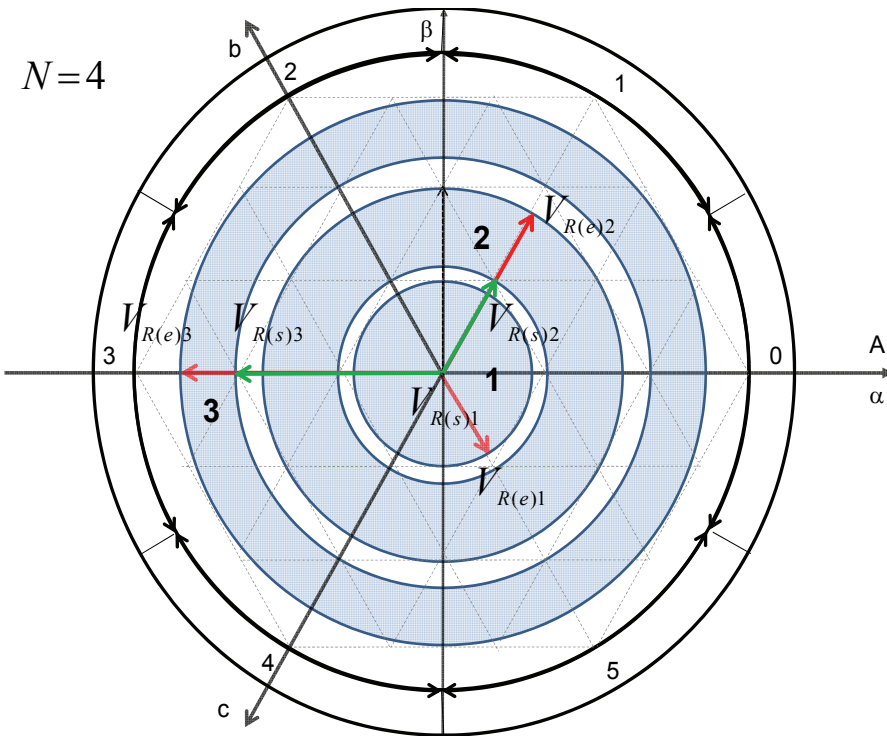
$V_{R(e)p}$ - promień zewnętrzny pierścienia warstwy modulacyjnej,

P_p - pierścień całkowicie zawierający się w warstwie modulacyjnej,

$P_{p/p+1}$ - pierścień zawierający obszary należące do dwóch sąsiednich warstw modulacyjnych,

$\underline{V}_S$ - wartość średnia wektora przestrzennego napięć przekształtnika wyznaczona za okres modulacji.

Przyjętą numerację pierścieni opisuje nierówność (7.3.177). Numer pierścienia jest jednocześnie numerem warstwy modulacji. Pierwszy pierścień P_1 posiada zerowy promień wewnętrzny wobec czego jest kołem. Odpowiada on obszarowi liniowej modulacji przekształtnika dwupoziomowego. Pomiedzy pierścieniami całkowicie zawierającymi się w jednej warstwie modulacji (7.3.178) leżą pierścienie leżące na styku dwóch sąsiednich warstw modulacji (7.3.179). Pierścień $P_{1/2}$ odpowiada obszarowi nadmodulacji przekształtnika dwupoziomowego.



Rys. 7.3.34 Ilustracja pierścieni należących do jednej warstwy modulacji dla przypadku przekształtnika czteropoziomowego

Jeżeli trajektoria wektora przestrzennego napięć przebiega w obszarze pierścienia styku dwóch sąsiednich warstw modulacji jakość napięcia strony AC przekształtnika ulega wyraźnemu pogorszeniu. Dzieje się tak, ponieważ praktycznie w każdej sekwencji modulacyjnej następuje przekroczenie granicy trójkątnych obszarów modulacyjnych. Na granicy trójkątnych obszarów modulacyjnych występuje nieciągłość obszaru modulacji wynikająca z wpływu czasu martwego.

Zarys algorytmu modulacji

W przypadku sterowania wielopoziomowego przekształtnika napięciowego o liniowej, uśrednionej charakterystyce wejściowej, wektory przestrzenne napięć i prądów, w stanie ustalonym określają trajektorie o kształcie zbliżonym do okręgu.

Algorytm działania układu sterującego i modulatora można przedstawić w zarysie w postaci następujących punktów:

1. Układ sterujący wyznacza wartość zadaną wektora przestrzennego napięć przekształtnika.
2. Układ modulatora określa podzbiór bazowych wektorów przestrzennych napięć wykorzystywanych w danym okresie modulacji do wytworzenia wektora przestrzennego napięć.
3. Obliczane są czasy trwania poszczególnych bazowych wektorów przestrzennych napięć w sekwencji modulacyjnej.
4. Ustalana jest kolejność bazowych wektorów przestrzennych napięć w sekwencji modulacyjnej na podstawie numeru sektora napięć, w którym zachodzi modulacja wektora przestrzennego napięć.
5. Wyznaczone kombinacje włączenia łączników elektronicznych i czasy ich trwania przesyłane są do podukładu modulatora realizującego sekwencje włączeń łączników elektronicznych przekształtnika, w celu realizacji danej sekwencji w następnym okresie modulacji.

7.3.10. Modulacje czasowe napięcia wielopoziomowego przekształtnika napięciowego

Stosowanie modulacji szerokości impulsów w przypadku układów dużych mocy napotyka na znaczne trudności. Spowodowane są właściwościami łączników energoelektronicznych. W przypadku układów tego rodzaju stosowane są łączniki tyrystorowe, które charakteryzują się, w porównaniu z łącznikami tranzystorowymi, dosyć długimi czasami przełączania. W przypadku układów dużych mocy wysokie częstotliwości przełączania łączników energoelektronicznych wiążą się z występowaniem znaczących strat mocy powodujących obniżenie sprawności układu i problemy z chłodzeniem elementów półprzewodnikowych. Z tych przyczyn w układach takich chętnie stosowane są modulacje czasowe napięcia, które nie wymagają wysokich częstotliwości przełączania łączników. Kolejną zaletą jest znikomy wpływ czasu martwego na napięcie przekształtnika. Ponieważ częstotliwość przełączania jest niewielka, przy założeniu monotoniczności zmian napięcia w pojedynczym kwadrancie, w ciągu okresu sygnału modulującego występuje maksymalnie $2(N - 1)$ przełączeń w jednej fazie przekształtnika.

Kształtowanie przebiegu schodkowego napięcia aproksymującego przebieg harmoniczny

Napięcie strony AC wielopoziomowego przekształtnika napięciowego można ukształtować jako przebieg schodkowy aproksymujący zadany przebieg napięcia. Przebieg zadany ma najczęściej kształt sinusoidalny, ewentualnie, w przypadku układów trójfazowych symetrycznych, odkształcony od sinusoidalnego poprzez dodanie przebiegu składowej zerowej. W dalszych rozważaniach przyjmiemy przebieg zadany napięcia strony AC przekształtnika zdefiniowany wyrażeniem (7.3.180).

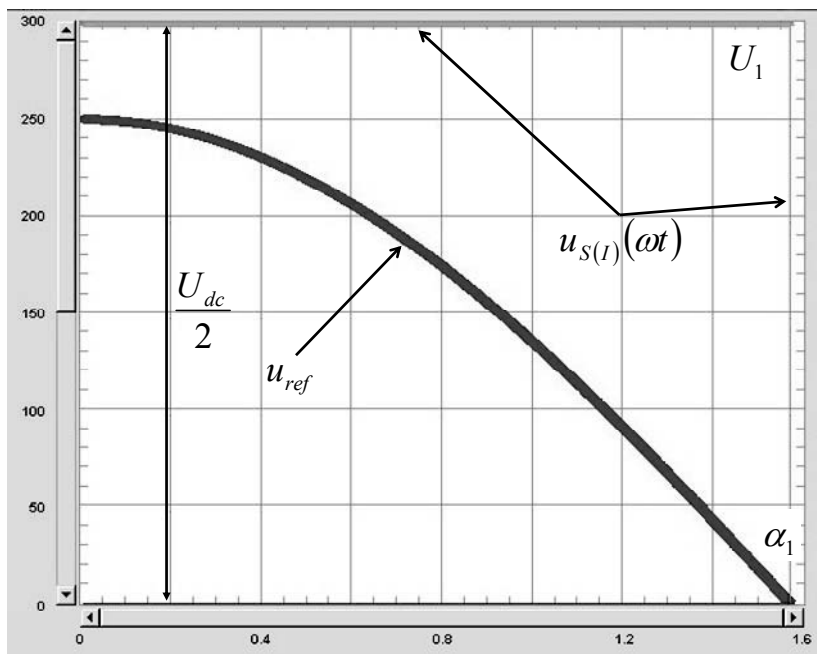
$$u_{ref} = U_{Sm} \cos(\omega t) \quad (7.3.180)$$

gdzie: u_{ref} - wartość zadana napięcia przekształtnika,

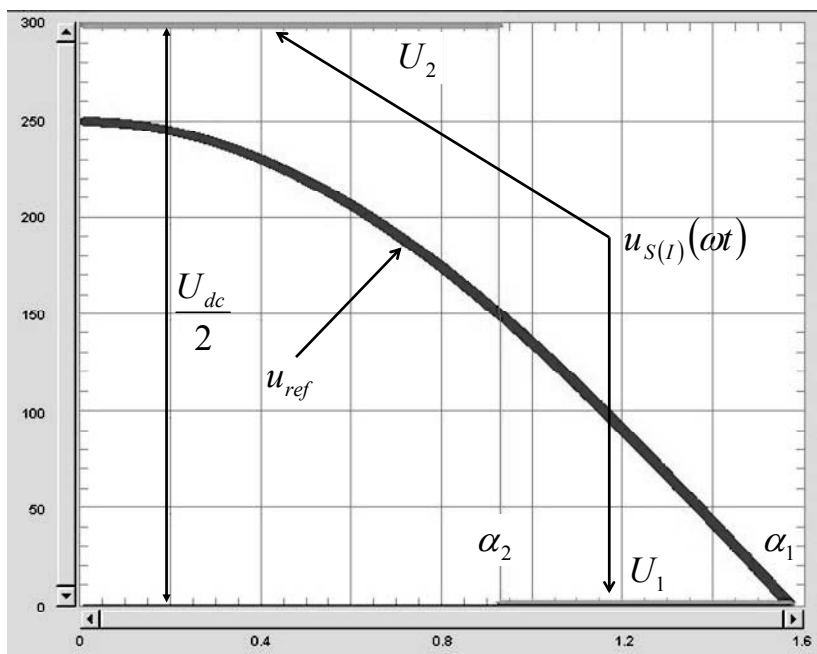
U_{Sm} - amplituda wartości zadanej napięcia przekształtnika,

ω - częstotliwość kątowa wartości zadanej napięcia przekształtnika.

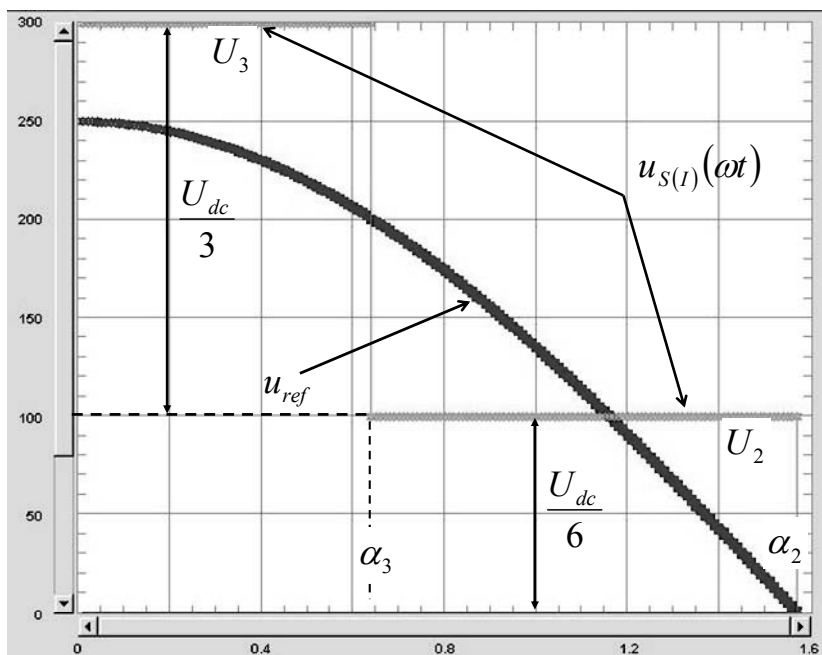
Rysunek 7.3.35 przedstawia przebiegi aproksymujące kosinusoidalny przebieg napięcia zadającego w pierwszym kwadrancie układu współrzędnych, odpowiednio dla przekształtnika dwu-, trzy-, cztero- i pięciopoziomowego. Przyjęto aproksymację funkcji kosinus, w pierwszym kwadrancie układu współrzędnych, w postaci monotonicznie malejącego przebiegu schodkowego.



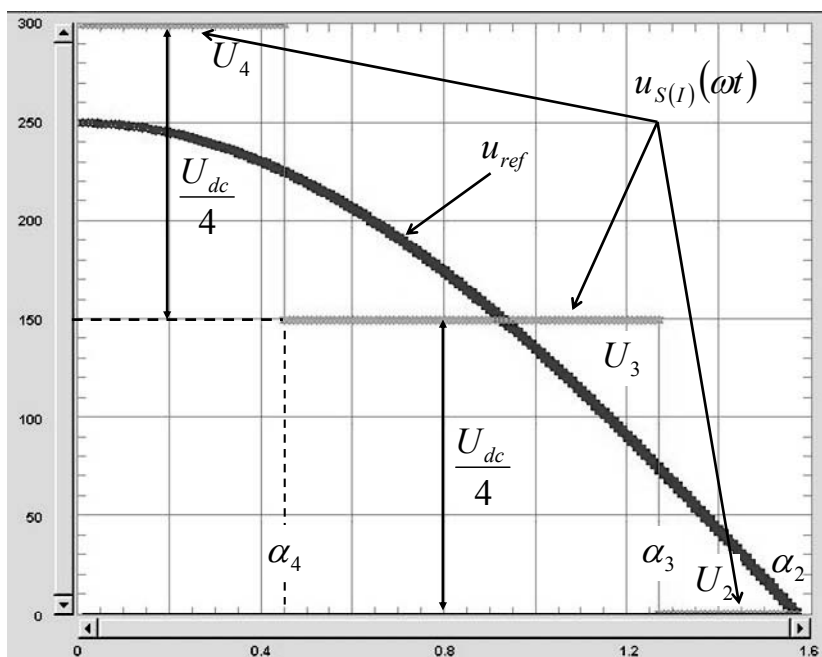
Rys. 7.3.35. Przebieg zadający i aproksymujący go przebieg schodkowy przekształtnika dwupoziomowego $N=2$



Rys. 7.3.35. Przebieg zadający i aproksymujący go przebieg schodkowy przekształtnika trójpoziomowego $N=3$



Rys. 7.3.35. Przebieg zadający i aproksymujący go przebieg schodkowy przekształtnika czteropoziomowego $N=4$



Rys. 7.3.35. Przebieg zadający i aproksymujący go przebieg schodkowy przekształtnika pięciopoziomowego $N=5$

Przebieg schodkowy napięcia można zdekomponować na składowe dwoma podstawowymi sposobami wynikającymi z pionowego bądź poziomego jego podziału. Napięcie przyłączonego do wejścia AC punktu potencjałowego dzielnika napięcia DC opisuje zależność (7.3.181). Natomiast wyrażenie (7.3.182) definiuje kąty, przy których występuje zmiana poziomu napięcia schodkowego. Wartość wyrażenia (7.3.183) definiuje oszacowanie najwyższego poziomu napięcia, używanego do syntezy przebiegu aproksymującego.

$$U_h = h \frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2} \quad (7.3.181)$$

$$U_H \geq U_{Sm} \geq U_{H-1} \Rightarrow \begin{cases} \alpha_{\lfloor \frac{N}{2} \rfloor} = \frac{\pi}{2} \\ 0 < \alpha_h < \frac{\pi}{2} \text{ dla } \lfloor \frac{N}{2} \rfloor < h \leq H \\ \alpha_h = 0 \text{ dla } H < h \leq N \end{cases} \quad (7.3.182)$$

$$\tilde{H} = \left\lceil (N-1) \left(\frac{U_{Sm}}{U_{dc}} + \frac{1}{2} \right) \right\rceil \quad (7.3.183)$$

gdzie: U_h - wartość napięcia punktu potencjałowego dzielnika obwodu prądu stałego w przypadku idealnego zrównoważenia napięć dzielnika,

h - poziom napięcia punktu potencjałowego dzielnika obwodu prądu stałego,

α_h - kąt, przy którym następuje przełączenie wartości napięcia przekształtnika z poziomu $h-1$ na poziom h ,

U_H - wartość napięcia najwyższego poziomu wykorzystywanego w modulacji schodkowej do aproksymacji przebiegu wartości zadanej w przypadku idealnego zrównoważenia napięć dzielnika,

N - liczba poziomów napięcia przekształtnika,

H - najwyższy poziom napięcia wykorzystywany w modulacji schodkowej do aproksymacji przebiegu wartości zadanej,

$\tilde{H}$ - wartość oszacowania najwyższego poziomu napięcia wykorzystywanego w modulacji schodkowej do aproksymacji przebiegu wartości zadanej.

Ponieważ przebieg schodkowy aproksymujący przebieg kosinusoidalny jest superpozycją okresowych impulsów prostokątnych, gdzie dekompozycja na impulsy może być dokonana według pionowego bądź poziomego podziału przedstawionego na rysunku 7.3.35, więc jego opis matematyczny można zapisać w postaci wyrażenia (7.3.184) lub funkcji równoważnej (7.3.185). Dla

kosinusoidalnego przebiegu zadanego napięcia, ze względu na zachodzące symetrie względem osi układu współrzędnych wektora wirującego, przebieg napięcia schodkowego w pozostałych kwadrantach układu współrzędnych opisują równania od (7.3.186) do (7.3.188).

$$\left\{ \begin{array}{l}
 u_{S(I)}(\omega t) = \sum_{h=\left[\frac{N}{2}\right]}^H U_h [1(\omega t - \alpha_{h+1}) - 1(\omega t - \alpha_h)] \quad \text{dla} \quad 0 + 2k\pi \leq \omega t < \frac{\pi}{2} + 2k\pi \\
 (7.3.184) \\
 u_{S(I)}(\omega t) = \frac{U_{dc}}{N-1} \left\{ \sum_{h=\left[\frac{N}{2}\right]}^H [1(\omega t) - 1(\omega t - \alpha_h)] - \frac{1}{2} [1 + (N \bmod 2)] \right\} \quad \text{dla} \\
 0 + 2k\pi \leq \omega t < \frac{\pi}{2} + 2k\pi \quad (7.3.185) \\
 u_{S(II)}(\omega t) = -u_{S(I)}(\pi - (\omega t - n2\pi)) \quad \text{dla} \quad \frac{\pi}{2} + 2k\pi \leq \omega t < \pi + 2k\pi \quad (7.3.186) \\
 u_{S(III)}(\omega t) = -u_{S(I)}((\omega t - n2\pi) - \pi) \quad \text{dla} \quad \pi + 2k\pi \leq \omega t < \frac{3}{2}\pi + 2k\pi \quad (7.3.187) \\
 u_{S(IV)}(\omega t) = u_{S(I)}(2\pi - (\omega t - n2\pi)) \quad \text{dla} \quad \frac{3}{2}\pi + 2k\pi \leq \omega t < 2\pi + 2k\pi \quad (7.3.188) \\
 \text{przy czym:} \quad n = \left\lfloor \frac{\omega t}{2\pi} \right\rfloor \quad (7.3.189)
 \end{array} \right.$$

gdzie: $u_{S(I)}(\omega t)$ - schodkowy przebieg aproksymujący przebieg zadany napięcia przekształtnika w pierwszym kwadrancie układu współrzędnych,

$u_{S(II)}(\omega t)$, $u_{S(III)}(\omega t)$, $u_{S(IV)}(\omega t)$ - schodkowe przebiegi aproksymujące przebieg zadany napięcia przekształtnika w pozostałych kwadrantach układu współrzędnych,

$1(\bullet)$ - funkcja skoku jednostkowego,

N - liczba całkowitych okresów napięcia modulowanego zawarta w bieżącym czasie t .

W opisie równaniem (7.3.185) nie występuje jawnie napięcie punktu potencjałowego dzielnika napięcia obwodu prądu stałego. Możliwość takiego opisu wynika z monotoniczności funkcji harmoniczej w obrębie kwadrantu układu współrzędnych. Występujące w równaniach (7.3.184) i (7.3.185) kąty stanowią

zbiór zmiennych decyzyjnych i są przedmiotem optymalizacji przyjętego rodzaju aproksymacji. Przedstawione aproksymacje przebiegów harmoniczných napięć można stosować zarówno w systemach jednofazowych jak i trójfazowych, symetrycznych i niesymetrycznych, z przewodem zerowym lub bez.

7.3.10.1. Aproksymacja minimalizująca wartość skuteczną błędu napięcia

Wartość błędu, z którą przebieg schodkowy aproksymuje napięcie zadane, definiuje wyrażenie (7.3.190). Wartość skuteczna błędu napięcia dana jest równaniem (7.3.191).

$$\Delta u = u_s - u_{ref} \quad (7.3.190)$$

$$\Delta U_{RMS} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \Delta u^2 d(\omega t)} \quad (7.3.191)$$

$$f_Q = \Delta U_{RMS}^2 \quad (7.3.192)$$

gdzie: Δu - wartość chwilowa błędu napięcia z jakim przebieg schodkowy aproksymuje zadany przebieg harmoniczny,

u_s - wartość zadana napięcia przekształtnika,

ΔU_{RMS} - wartość skuteczna błędu napięcia z jakim przebieg schodkowy aproksymuje zadany przebieg harmoniczny,

f_Q - funkcja celu optymalizacji.

Ponieważ minimalizacja argumentu funkcji pierwiastek kwadratowy gwarantuje minimum funkcji pierwiastek, więc funkcję celu optymalizacji wygodnie jest zdefiniować jako kwadrat wartości skutecznej błędu (7.3.192) odwzorowania napięcia zadanego przez schodkowy przebieg aproksymujący (7.3.193).

$$f_Q = \frac{2}{\pi} \sum_{h=\left[\frac{N}{2}\right]}^H \int_{\alpha_{h+1}}^{\alpha_h} \Delta u^2 d(\omega t) = \frac{2}{\pi} \sum_{h=\left[\frac{N}{2}\right]}^H \int_{\alpha_{h+1}}^{\alpha_h} [u_s - u_{ref}]^2 d(\omega t) \quad (7.3.193)$$

Podstawiając postać jawną przebiegu aproksymującego (7.3.184) i napięcia zadanego (7.3.180) otrzymujemy postać (7.3.194).

$$f_Q = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left\{ \sum_{h=\left[\frac{N}{2}\right]}^H U_h [1(\omega t - \alpha_{h+1}) - 1(\omega t - \alpha_h)] - U_{Sm} \cos(\omega t) \right\}^2 d(\omega t) \quad (7.3.194)$$

Obliczenie całki nieoznaczonej.

$$\begin{aligned} & \int \left[\left(h \frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2} \right) - U_{Sm} \cos(\omega t) \right]^2 d(\omega t) = \\ & = \int \left[\left(h \frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2} \right)^2 - 2 \left(h \frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2} \right) U_{Sm} \cos(\omega t) + U_{Sm}^2 \cos^2(\omega t) \right] d(\omega t) = \\ & = \int \left[\left(h \frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2} \right)^2 - 2 \left(h \frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2} \right) U_{Sm} \cos(\alpha) + \right. \\ & \quad \left. + U_{Sm}^2 \frac{1}{2} (1 + \cos(2\alpha)) \right] d\alpha = \\ & = \int \left[\frac{1}{2} U_{Sm}^2 \cos(2\alpha) - 2 \left(h \frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2} \right) U_{Sm} \cos(\alpha) + \right. \\ & \quad \left. + \left(h \frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2} \right)^2 + \frac{1}{2} U_{Sm}^2 \right] d\alpha = \\ & = \frac{1}{4} U_{Sm}^2 \sin(2\alpha) - 2 \left(h \frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2} \right) U_{Sm} \sin(\alpha) + \\ & \quad + \left[\left(h \frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2} \right)^2 + \frac{1}{2} U_{Sm}^2 \right] \alpha \end{aligned} \quad (7.3.195)$$

Wyznaczenie funkcji celu optymalizacji dla napięcia schodkowego opisanego wzorem (7.3.194).

$$\begin{aligned}
 f_Q &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left\{ \sum_{h=\lfloor \frac{N}{2} \rfloor}^H U_h [1(\omega t - \alpha_{h+1}) - 1(\omega t - \alpha_h)] - U_{Sm} \cos(\omega t) \right\}^2 d(\omega t) = \\
 &= \frac{2}{\pi} \sum_{h=\lfloor \frac{N}{2} \rfloor}^H \int_{\alpha_{h+1}}^{\alpha_h} \left[\left(h \frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2} \right) - U_{Sm} \cos(\omega t) \right]^2 d(\omega t) = \\
 &= \frac{2}{\pi} \sum_{h=\lfloor \frac{N}{2} \rfloor}^H \left\{ \frac{1}{4} U_{Sm}^2 \sin(2\alpha) - 2 \left(h \frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2} \right) U_{Sm} \sin(\alpha) + \right. \\
 &\quad \left. + \left[\left(h \frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2} \right)^2 + \frac{1}{2} U_{Sm}^2 \right] \alpha \right\}_{\alpha_{h+1}}^{\alpha_h} = \\
 &= \frac{2}{\pi} \left\{ \frac{1}{4} U_{Sm}^2 \sin(2\alpha_H) - 2 \left(H \frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2} \right) U_{Sm} \sin(\alpha_H) + \right. \\
 &\quad \left. + \left[\left(H \frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2} \right)^2 + \frac{1}{2} U_{Sm}^2 \right] \alpha_H + \right. \\
 &\quad \left. - \frac{1}{4} U_{Sm}^2 \sin(2\alpha_{H+1}) + 2 \left(H \frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2} \right) U_{Sm} \sin(\alpha_{H+1}) + \right. \\
 &\quad \left. - \left[\left(H \frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2} \right)^2 + \frac{1}{2} U_{Sm}^2 \right] \alpha_{H+1} + \right. \\
 &\quad \left. + \sum_{h=\lfloor \frac{N}{2} \rfloor+1}^{H-1} \left\{ \frac{1}{4} U_{Sm}^2 \sin(2\alpha) - 2 \left(h \frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2} \right) U_{Sm} \sin(\alpha) + \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + \left[\left(h \frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2} \right)^2 + \frac{1}{2} U_{Sm}^2 \right] \alpha \right\}_{\alpha_{h+1}}^{\alpha_h} + \right. \\
 &\quad \left. + \frac{1}{4} U_{Sm}^2 \sin(2\alpha_{\lfloor \frac{N}{2} \rfloor}) - 2 \left(\left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor \frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2} \right) U_{Sm} \sin\left(\alpha_{\lfloor \frac{N}{2} \rfloor}\right) + \right. \\
 &\quad \left. + \left[\left(\left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor \frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2} \right)^2 + \frac{1}{2} U_{Sm}^2 \right] \alpha_{\lfloor \frac{N}{2} \rfloor} + \right\}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& -\frac{1}{4}U_{Sm}^2 \sin\left(2\alpha_{\left[\frac{N}{2}\right]+1}\right) + 2\left(\left[\frac{N}{2}\right]\frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2}\right)U_{Sm} \sin\left(\alpha_{\left[\frac{N}{2}\right]+1}\right) + \\
& -\left[\left(\left[\frac{N}{2}\right]\frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2}\right)^2 + \frac{1}{2}U_{Sm}^2\right]\alpha_{\left[\frac{N}{2}\right]+1} \Big\}
\end{aligned} \tag{7.3.196}$$

Funkcję celu (7.3.196) można przedstawić w postaci sumy składników (7.3.197), takich że każdy z nich zależy tylko od jednego kąta α_k .

$$\begin{aligned}
f_{Qk} &= \frac{1}{4}U_{Sm}^2 \sin(2\alpha_k) - 2\left(k\frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2}\right)U_{Sm} \sin(\alpha_k) + \\
& + \left[\left(k\frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2}\right)^2 + \frac{1}{2}U_{Sm}^2\right]\alpha_k + \\
& - \left\{\frac{1}{4}U_{Sm}^2 \sin(2\alpha_k) - 2\left((k-1)\frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2}\right)U_{Sm} \sin(\alpha_k) + \right. \\
& \left. + \left[\left((k-1)\frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2}\right)^2 + \frac{1}{2}U_{Sm}^2\right]\alpha_k\right\} = \\
& = -2\left(k\frac{U_{dc}}{N-1}\right)U_{Sm} \sin(\alpha_k) + \left(k\frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2}\right)^2 \alpha_k + \\
& - \left\{-2\left((k-1)\frac{U_{dc}}{N-1}\right)U_{Sm} \sin(\alpha_k) + \left((k-1)\frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2}\right)^2 \alpha_k\right\} = \\
& = \left(k\frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2}\right)^2 \alpha_k - \left\{2\frac{U_{dc}}{N-1}U_{Sm} \sin(\alpha_k) + \left((k-1)\frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2}\right)^2 \alpha_k\right\} = \\
& = \left[\left(k\frac{U_{dc}}{N-1}\right)^2 - 2k\frac{U_{dc}}{N-1}\frac{U_{dc}}{2} + \left(\frac{U_{dc}}{2}\right)^2\right]\alpha_k + \\
& - \left\{2\frac{U_{dc}}{N-1}U_{Sm} \sin(\alpha_k) + \left[(k-1)^2\left(\frac{U_{dc}}{N-1}\right)^2 + \right. \right. \\
& \left. \left. - 2(k-1)\frac{U_{dc}}{N-1}\frac{U_{dc}}{2} + \left(\frac{U_{dc}}{2}\right)^2\right]\alpha_k\right\} =
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= \left[\left(k \frac{U_{dc}}{N-1} \right)^2 - k \frac{U_{dc}^2}{N-1} + \left(\frac{U_{dc}}{2} \right)^2 \right] \alpha_k - 2 \frac{U_{dc}}{N-1} U_{Sm} \sin(\alpha_k) + \\
 &\quad - \left[(k-1)^2 \left(\frac{U_{dc}}{N-1} \right)^2 - (k-1) \frac{U_{dc}^2}{N-1} + \left(\frac{U_{dc}}{2} \right)^2 \right] \alpha_k = \\
 &= \left[\left(k \frac{U_{dc}}{N-1} \right)^2 - k \frac{U_{dc}^2}{N-1} \right] \alpha_k - 2 \frac{U_{dc}}{N-1} U_{Sm} \sin(\alpha_k) + \\
 &\quad - \left[(k-1)^2 \left(\frac{U_{dc}}{N-1} \right)^2 - (k-1) \frac{U_{dc}^2}{N-1} \right] \alpha_k = \\
 &= \left[k^2 \left(\frac{U_{dc}}{N-1} \right)^2 - (k-1)^2 \left(\frac{U_{dc}}{N-1} \right)^2 - \frac{U_{dc}^2}{N-1} \right] \alpha_k - 2 \frac{U_{dc}}{N-1} U_{Sm} \sin(\alpha_k) = \\
 &= \left[(2k-1) \left(\frac{U_{dc}}{N-1} \right)^2 - \frac{U_{dc}^2}{N-1} \right] \alpha_k - 2 \frac{U_{dc}}{N-1} U_{Sm} \sin(\alpha_k) = \\
 &= U_{dc}^2 \left[\frac{2k-1}{(N-1)^2} - \frac{1}{N-1} \right] \alpha_k - 2 \frac{U_{dc}}{N-1} U_{Sm} \sin(\alpha_k) = \\
 &= U_{dc}^2 \frac{2k-N}{(N-1)^2} \alpha_k - 2 \frac{U_{dc}}{N-1} U_{Sm} \sin(\alpha_k)
 \end{aligned} \tag{7.3.197}$$

Poniżej szukamy takich kątów α_k , dla których funkcja celu (7.3.196) posiada minimum, czyli wartość skuteczną błędu odwzorowania napięcia jest najmniejsza. Ponieważ funkcję celu można przedstawić w postaci sumy składników (7.3.197), takich że każdy z nich zależy tylko od jednego kąta α_k więc minimum całkowitej funkcji celu opisanej równaniem (7.3.196) występuje wtedy, gdy każdy ze składników (7.3.197) ma wartość minimalną, wobec czego zachodzi zależność (7.3.198).

$$\frac{\partial f_Q}{\partial \alpha_k} = \frac{\partial f_{Qk}}{\partial \alpha_k} \tag{7.3.198}$$

Wyznaczamy pochodną składnika (7.3.199).

$$\begin{aligned}\frac{\partial f_Q}{\partial \alpha_k} &= \frac{\partial f_{Qk}}{\partial \alpha_k} = \frac{\partial}{\partial \alpha_k} \left[U_{dc}^2 \frac{2k-N}{(N-1)^2} \alpha_k - 2 \frac{U_{dc}}{N-1} U_{Sm} \sin(\alpha_k) \right] = \\ &= U_{dc}^2 \frac{2k-N}{(N-1)^2} - 2 \frac{U_{dc}}{N-1} U_{Sm} \cos(\alpha_k)\end{aligned}\quad (7.3.199)$$

Formułujemy warunek konieczny istnienia ekstremum (7.3.200).

$$\begin{aligned}\left. \frac{\partial f_Q}{\partial \alpha_k} \right|_{\alpha_{k \min}} &= \left. \frac{df_{Qk}}{d\alpha_k} \right|_{\alpha_{k \min}} = U_{dc}^2 \frac{2k-N}{(N-1)^2} - 2 \frac{U_{dc}}{N-1} U_{Sm} \cos(\alpha_{k \min}) = 0 \\ 2 \frac{U_{dc}}{N-1} U_{Sm} \cos(\alpha_{k \min}) &= U_{dc}^2 \frac{2k-N}{(N-1)^2}\end{aligned}\quad (7.3.200)$$

Otrzymujemy warunek (7.3.201).

$$\cos(\alpha_{k \min}) = \frac{2k-N}{2(N-1)} \frac{U_{dc}}{U_{Sm}} \quad (7.3.201)$$

Wprowadzamy ograniczenie wynikające z przeciwdziedziny funkcji kosinus i znajdujemy kąty $\alpha_{k \min}$ dla poziomów napięcia, które wstępują w przebiegu aproksymującym (7.3.202). Zerowa wartość kąta oznacza brak występowania danego poziomu.

$$\begin{aligned}\text{Dla } \left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor + 1 \leq k \leq H, \text{ jeżeli } \frac{2k-N}{2(N-1)} \frac{U_{dc}}{U_{Sm}} \leq 1 \text{ to} \\ \alpha_{k \min} = \arccos \left(\frac{2k-N}{2(N-1)} \frac{U_{dc}}{U_{Sm}} \right) \text{ w przeciwnym wypadku } \alpha_{k \min} = 0.\end{aligned}\quad (7.3.202)$$

Obecnie możemy dokładnie wyznaczyć wartość najwyższego poziomu biorącego udział w aproksymacji przebiegu harmonicznego (7.3.205 i 7.3.206). Zależność (7.3.183) była jedynie oszacowaniem i dla niej mogło się zdarzyć przekroczenie wartości przeciwdziedziny funkcji kosinus w równaniu (7.3.201).

$$\frac{2H-N}{2(N-1)} \frac{U_{dc}}{U_{Sm}} \leq 1 \quad (7.3.203)$$

$$\frac{2H - N}{2(N - 1)} \leq \frac{U_{Sm}}{U_{dc}} \quad 2H - N \leq \frac{U_{Sm}}{U_{dc}} 2(N - 1)$$

Wyrażenia (7.3.204) określają wszelkie ograniczenia na najwyższy poziom napięcia wykorzystywany do aproksymacji przebiegu zadanego.

$$H \leq \frac{U_{Sm}}{U_{dc}} (N - 1) + \frac{N}{2} \quad H \in \mathbf{N} \quad \left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor \leq H \leq N - 1 \quad (7.3.204)$$

$$H = \left\lfloor \frac{U_{Sm}}{U_{dc}} (N - 1) + \frac{N}{2} \right\rfloor \quad (7.3.205)$$

$$\left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor \leq H \leq N - 1 \quad (7.3.206)$$

Ostatecznie najwyższy poziom napięcia wykorzystywany do aproksymacji przebiegu zadanego opisuje równanie (7.3.205) przy ograniczeniach (7.3.206).

Na rysunku 7.3.36 przedstawiono charakterystyki wartości skutecznej błędu odwzorowania napięcia odniesione do wartości skutecznej napięcia zadanego (7.3.207) oraz do napięcia obwodu prądu stałego (7.3.208) w funkcji współczynnika głębokości modulacji amplitudy napięcia (7.3.209).

$$\delta U_{RMS1} = \frac{\Delta U_{RMS}}{U_{Sm} / \sqrt{2}} \quad (7.3.207)$$

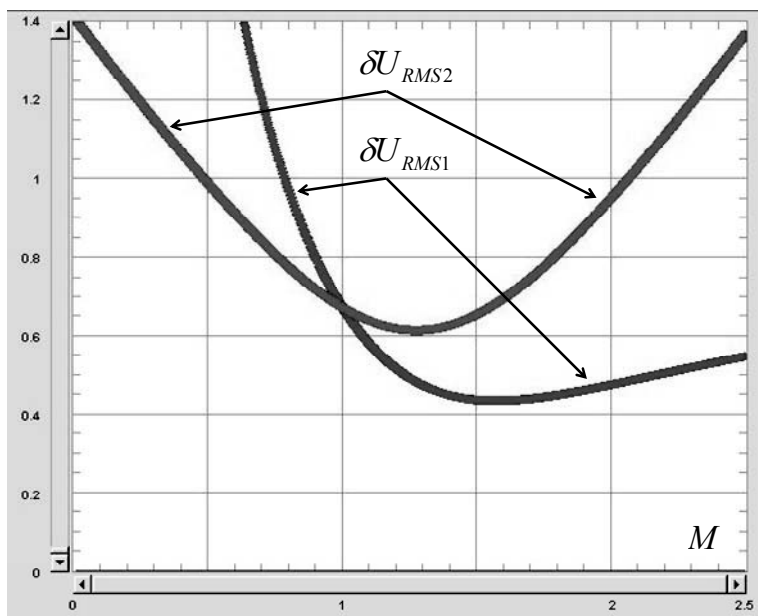
$$\delta U_{RMS2} = \frac{\Delta U_{RMS}}{U_{dc} / 2\sqrt{2}} \quad (7.3.208)$$

$$M = \frac{U_{Sm}}{U_{dc} / 2} \quad (7.3.209)$$

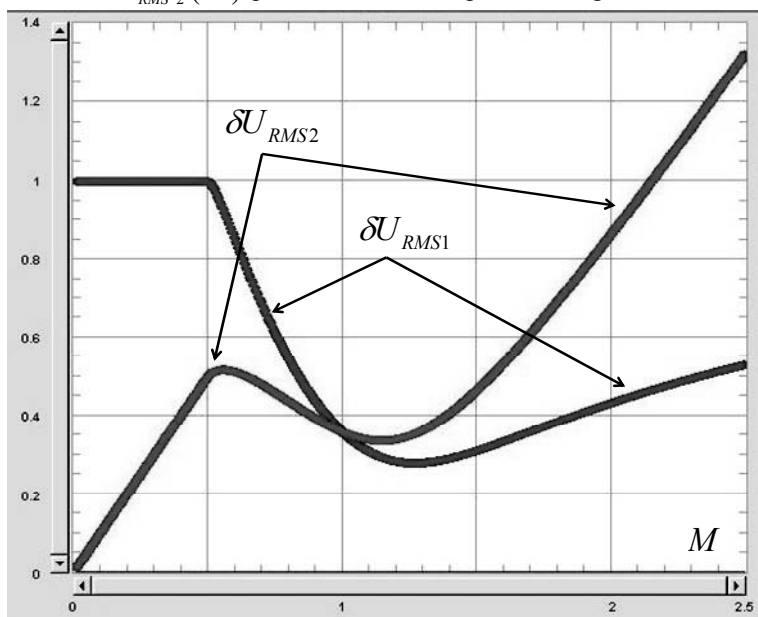
gdzie: δU_{RMS1} - wartość skuteczna błędu odwzorowania napięcia odniesiona do wartości skutecznej napięcia zadanego,

δU_{RMS2} - wartość skuteczna błędu odwzorowania napięcia odniesiona do napięcia obwodu prądu stałego,

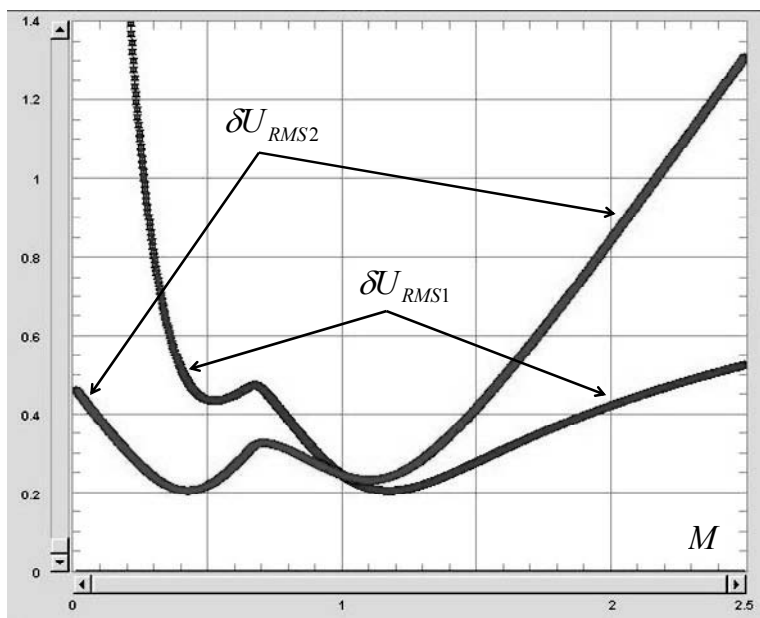
M - współczynnik głębokości modulacji.



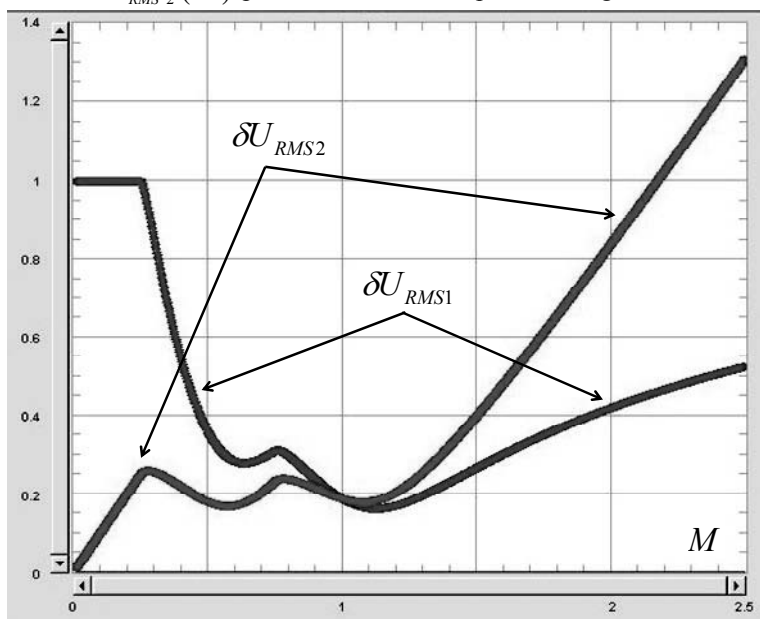
Rys. 7.3.36 Wartość skuteczna błędu napięcia odniesiona do napięcia zadanego $\delta U_{RMS1}(M)$ i wartość skuteczna błędu napięcia odniesiona do napięcia obwodu DC $\delta U_{RMS2}(M)$ przekształtnika dwupoziomowego $N=2$



Rys. 7.3.36 Wartość skuteczna błędu napięcia odniesiona do napięcia zadanego $\delta U_{RMS1}(M)$ i wartość skuteczna błędu napięcia odniesiona do napięcia obwodu DC $\delta U_{RMS2}(M)$ przekształtnika trójpoziomowego $N=3$



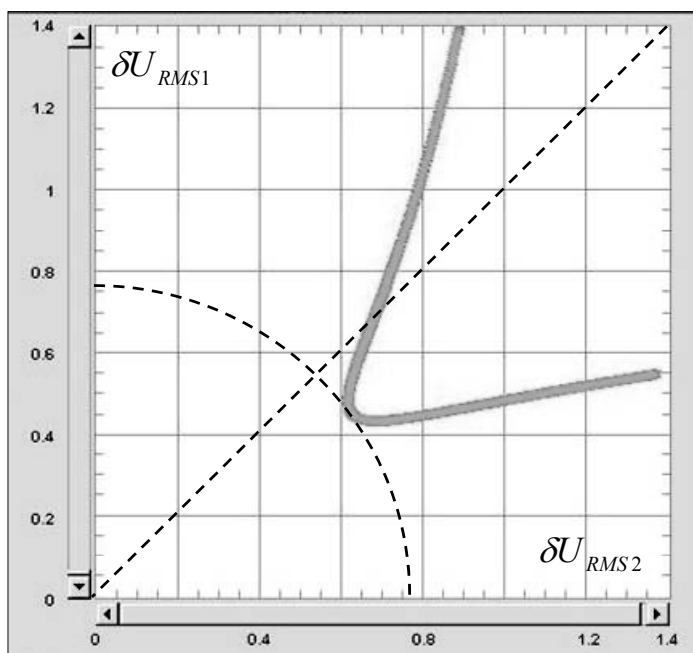
Rys. 7.3.36 Wartość skuteczna błędu napięcia odniesiona do napięcia zadanego $\delta U_{RMS1}(M)$ i wartość skuteczna błędu napięcia odniesiona do napięcia obwodu DC $\delta U_{RMS2}(M)$ przekształtnika czteropozomowego $N=4$



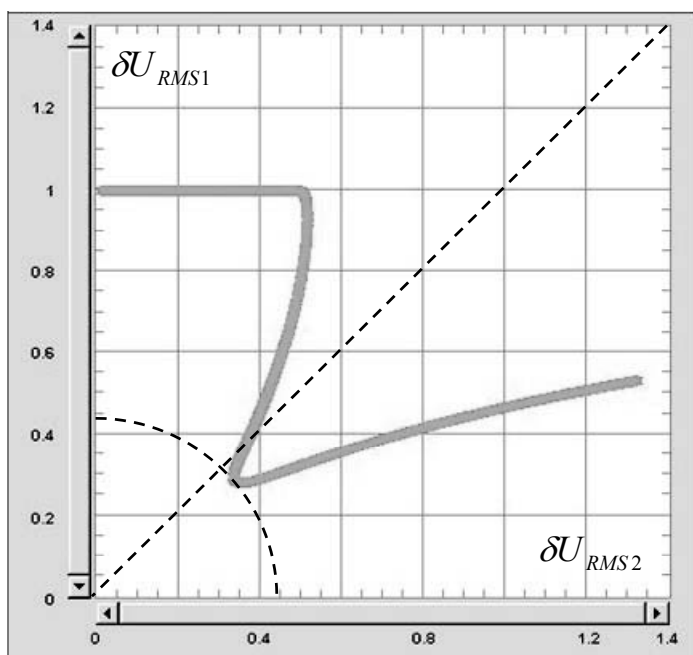
Rys. 7.3.36 Wartość skuteczna błędu napięcia odniesiona do napięcia zadanego $\delta U_{RMS1}(M)$ i wartość skuteczna błędu napięcia odniesiona do napięcia obwodu DC $\delta U_{RMS2}(M)$ przekształtnika pięciopozomowego $N=5$

Funkcja (7.3.208) określa wartość błędu bezwzględnego odniesionego do wartości proporcjonalnej do napięcia obwodu prądu stałego, która jest niezmienna. Funkcja (7.3.207) wyraża błąd względny, ponieważ jej wielkością odniesienia jest wartość skuteczna zadanego przebiegu kosinusoidalnego. Minimum globalne funkcji (7.3.207) i minimum funkcji (7.3.208), występujące przy pracy przekształtnika z wykorzystaniem wszystkich poziomów napięciowych, odpowiadają wartościom współczynnika głębokości modulacji nieco większym od jedności. Dla wzrastającej liczby poziomów napięcia minima te zbliżają się do siebie wzajemnie, ich wartość sukcesywnie się obniża oraz przesuwają w kierunku wartości współczynnika głębokości modulacji równej jedności.

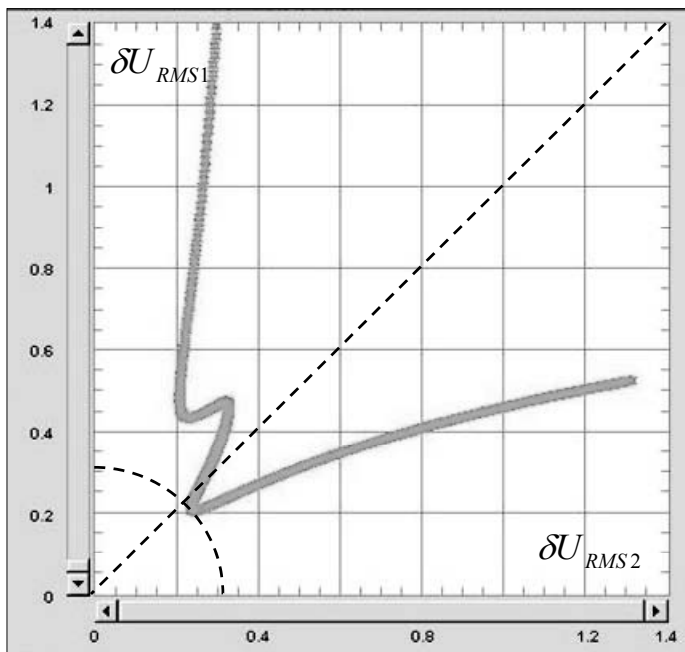
Na rysunku 7.3.37 przedstawiono funkcję (7.3.207) w zależności od funkcji (7.3.208).



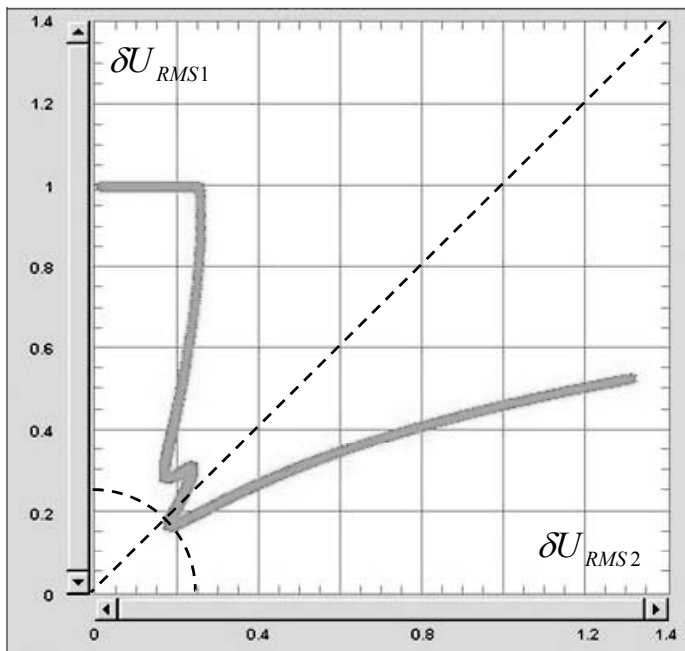
Rys. 7.3.37 δU_{RMS1} - oś Y, δU_{RMS2} - oś X przekształtnika dwupoziomowego N=2



Rys. 7.3.37 δU_{RMS1} - oś Y, δU_{RMS2} - oś X przekształtnika trójpzoiomowego N=3



Rys. 7.3.37 δU_{RMS1} - oś Y, δU_{RMS2} - oś X przekształtnika czteropoziomowego N=4



Rys. 7.3.37 δU_{RMS1} - oś Y, δU_{RMS2} - oś X przekształtnika pięciopoziomowego N=5

Na powstałych charakterystykach współczynnik głębokości modulacji jest parametrem, którego wartość zmienia się wzdłuż charakterystyki. Optymalny zakres pracy przekształtnika występuje w otoczeniu punktu o najmniejszej odległości od początku układu współrzędnych. Im większą liczbę poziomów napięcia realizuje przekształtnik, tym punkt ten leży bliżej początku układu współrzędnych oraz bliżej linii $Y = X$.

Wyznaczenie wartości współczynnika głębokości modulacji, dla których występują minima funkcji celu (7.3.192) i funkcji (7.3.208).

$$\begin{aligned}
 f_Q &= \frac{2}{\pi} \sum_{h=\left[\frac{N}{2}\right]}^H \left\{ \frac{1}{4} U_{Sm}^2 \sin(2\alpha) - 2 \left(h \frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2} \right) U_{Sm} \sin(\alpha) + \right. \\
 &\quad \left. + \left[\left(h \frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2} \right)^2 + \frac{1}{2} U_{Sm}^2 \right] \alpha \right\}_{\alpha_{h+1}}^{\alpha_h} \\
 f_Q &= \frac{2}{\pi} \sum_{h=\left[\frac{N}{2}\right]}^H \left\{ \frac{1}{4} \frac{U_{Sm}^2}{U_{dc}^2 / 4} (U_{dc}^2 / 4) \sin(2\alpha) + \right. \\
 &\quad - 2 \left(h \frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2} \right) (U_{dc} / 2) \frac{U_{Sm}}{U_{dc} / 2} \sin(\alpha) + \\
 &\quad \left. + \left[\left(h \frac{U_{dc}}{N-1} - \frac{U_{dc}}{2} \right)^2 + \frac{1}{2} \frac{U_{Sm}^2}{U_{dc}^2 / 4} (U_{dc}^2 / 4) \right] \alpha \right\}_{\alpha_{h+1}}^{\alpha_h} \\
 f_Q &= \frac{2}{\pi} \sum_{h=\left[\frac{N}{2}\right]}^H \left\{ \frac{1}{16} M^2 U_{dc}^2 \sin(2\alpha) - \left(\frac{h}{N-1} - \frac{1}{2} \right) U_{dc}^2 M \sin(\alpha) + \right. \\
 &\quad \left. + \left[\left(\frac{h}{N-1} - \frac{1}{2} \right)^2 U_{dc}^2 + \frac{1}{8} M^2 U_{dc}^2 \right] \alpha \right\}_{\alpha_{h+1}}^{\alpha_h} \\
 f_Q &= \frac{2U_{dc}^2}{\pi} \sum_{h=\left[\frac{N}{2}\right]}^H \left\{ \frac{1}{8} \left[\frac{1}{2} \sin(2\alpha) + \alpha \right] M^2 + \right. \\
 &\quad \left. - \left(\frac{h}{N-1} - \frac{1}{2} \right) \sin(\alpha) M + \left(\frac{h}{N-1} - \frac{1}{2} \right)^2 \alpha \right\}_{\alpha_{h+1}}^{\alpha_h}
 \end{aligned} \tag{7.3.210}$$

$$\frac{\partial f_Q}{\partial M} = \frac{\partial}{\partial M} \left\{ \frac{2U_{dc}^2}{\pi} \sum_{h=\lfloor \frac{N}{2} \rfloor}^H \left\{ \frac{1}{8} \left[\frac{1}{2} \sin(2\alpha) + \alpha \right] M^2 - \left(\frac{h}{N-1} - \frac{1}{2} \right) \sin(\alpha) M + \left(\frac{h}{N-1} - \frac{1}{2} \right)^2 \alpha \right\}_{\alpha_{h+1}}^{\alpha_h} \right\}$$

$$\frac{\partial f_Q}{\partial M} = \frac{2U_{dc}^2}{\pi} \sum_{h=\lfloor \frac{N}{2} \rfloor}^H \left\{ \frac{1}{8} [\sin(2\alpha) + 2\alpha] M - \left(\frac{h}{N-1} - \frac{1}{2} \right) \sin(\alpha) \right\}_{\alpha_{h+1}}^{\alpha_h} \quad (7.3.211)$$

$$\begin{aligned} \left. \frac{\partial f_Q}{\partial M} \right|_{M_{\min 2}} &= \frac{2U_{dc}^2}{\pi} \sum_{h=\lfloor \frac{N}{2} \rfloor}^H \left\{ \frac{1}{8} [\sin(2\alpha) + 2\alpha] M_{\min 2} + \right. \\ &\quad \left. - \left(\frac{h}{N-1} - \frac{1}{2} \right) \sin(\alpha) \right\}_{\alpha_{h+1}}^{\alpha_h} = \\ &= \frac{2U_{dc}^2}{\pi} \left\{ M_{\min 2} \sum_{h=\lfloor \frac{N}{2} \rfloor}^H \left\{ \frac{1}{8} [\sin(2\alpha) + 2\alpha] \right\}_{\alpha_{h+1}}^{\alpha_h} + \right. \\ &\quad \left. - \sum_{h=\lfloor \frac{N}{2} \rfloor}^H \left\{ \left(\frac{h}{N-1} - \frac{1}{2} \right) \sin(\alpha) \right\}_{\alpha_{h+1}}^{\alpha_h} \right\} = 0 \end{aligned} \quad (7.3.212)$$

$$M_{\min 2} \sum_{h=\lfloor \frac{N}{2} \rfloor}^H \left\{ \frac{1}{8} [\sin(2\alpha) + 2\alpha] \right\}_{\alpha_{h+1}}^{\alpha_h} - \sum_{h=\lfloor \frac{N}{2} \rfloor}^H \left\{ \left(\frac{h}{N-1} - \frac{1}{2} \right) \sin(\alpha) \right\}_{\alpha_{h+1}}^{\alpha_h} = 0 \quad (7.3.213)$$

$$M_{\min 2} A(H) - B(H) = 0 \quad (7.3.214)$$

$$A_2(H) = \sum_{h=\lfloor \frac{N}{2} \rfloor}^H \left\{ \frac{1}{8} [\sin(2\alpha) + 2\alpha] \right\}_{\alpha_{h+1}}^{\alpha_h} \quad (7.3.215)$$

$$B_2(H) = \sum_{h=\left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor}^H \left\{ \left(\frac{h}{N-1} - \frac{1}{2} \right) \sin(\alpha) \right\}_{\alpha_{h+1}}^{\alpha_h} \quad (7.3.216)$$

$$M_{\min 2}(H) = \frac{B_2(H)}{A_2(H)} \quad (7.3.217)$$

$$\left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor \leq H \leq N-1 \quad (7.3.218)$$

gdzie: $M_{\min 2}$ - wartości współczynnika głębokości modulacji, dla których występują minima funkcji celu (7.3.208).

Minimum funkcji celu, które występuje w przypadku wykorzystania wszystkich poziomów napięcia, czyli dla $H = N-1$ opisuje równanie (7.3.219).

$$M_{\min 2} = \frac{B_2(N-1)}{A_2(N-1)} \quad (7.3.219)$$

gdzie: $M_{\min 2}$ - wartość współczynnika głębokości modulacji, dla której występuje minimum funkcji celu (7.3.208).

Wyznaczenie wartości współczynnika głębokości modulacji, dla której występują minima funkcji celu (7.3.207).

$$\delta U_{RMS1} = \frac{\Delta U_{RMS}}{U_{Sm} / \sqrt{2}} = \frac{\sqrt{f_Q}}{U_{Sm} / \sqrt{2}} = \frac{\sqrt{f_Q}}{\frac{U_{Sm}}{U_{dc} / 2} \frac{U_{dc} / 2}{\sqrt{2}}} = \frac{\sqrt{f_Q}}{M \frac{U_{dc} / 2}{\sqrt{2}}} = \frac{2\sqrt{2}\sqrt{f_Q}}{MU_{dc}} \quad (7.3.220)$$

$$\frac{d\delta U_{RMS1}}{dM} = \frac{d}{dM} \left\{ \frac{2\sqrt{2}\sqrt{f_Q}}{MU_{dc}} \right\} = \frac{2\sqrt{2}}{U_{dc}} \frac{d}{dM} \left\{ \frac{\sqrt{f_Q}}{M} \right\} = \frac{2\sqrt{2}}{U_{dc}} \frac{\frac{1}{2\sqrt{f_Q}} \frac{df_Q}{dM} M - \sqrt{f_Q}}{M^2} \quad (7.3.221)$$

Wyznaczenie $M_{\min 1}$.

$$\frac{1}{2\sqrt{f_Q(M_{\min 1})}} \frac{df_Q}{dM} \Big|_{M_{\min 1}} M_{\min 1} - \sqrt{f_Q(M_{\min 1})} = 0 \quad (7.3.222)$$

$$M_{\min 1} \frac{df_Q}{dM} \Big|_{M_{\min 1}} = 2f_Q(M_{\min 1}) \quad (7.3.223)$$

$$\begin{aligned} M_{\min 1} \frac{2U_{dc}^2}{\pi} \sum_{h=\left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor}^H \left\{ \frac{1}{8} [\sin(2\alpha) + 2\alpha] M_{\min 1} - \left(\frac{h}{N-1} - \frac{1}{2} \right) \sin(\alpha) \right\}_{\alpha_{h+1}}^{\alpha_h} = \\ = 2 \frac{2U_{dc}^2}{\pi} \sum_{h=\left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor}^H \left\{ \frac{1}{8} \left[\frac{1}{2} \sin(2\alpha) + \alpha \right] M_{\min 1}^2 - \left(\frac{h}{N-1} - \frac{1}{2} \right) \sin(\alpha) M_{\min 1} + \right. \\ \left. + \left(\frac{h}{N-1} - \frac{1}{2} \right)^2 \alpha \right\}_{\alpha_{h+1}}^{\alpha_h} \end{aligned} \quad (7.3.224)$$

$$\begin{aligned} M_{\min 1} \sum_{h=\left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor}^H \left\{ \frac{1}{8} [\sin(2\alpha) + 2\alpha] M_{\min 1} - \left(\frac{h}{N-1} - \frac{1}{2} \right) \sin(\alpha) \right\}_{\alpha_{h+1}}^{\alpha_h} = \\ = \sum_{h=\left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor}^H \left\{ \frac{1}{8} [\sin(2\alpha) + 2\alpha] M_{\min 1}^2 - 2 \left(\frac{h}{N-1} - \frac{1}{2} \right) \sin(\alpha) M_{\min 1} + 2 \left(\frac{h}{N-1} - \frac{1}{2} \right)^2 \alpha \right\}_{\alpha_{h+1}}^{\alpha_h} \\ \sum_{h=\left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor}^H \left\{ \frac{1}{8} [\sin(2\alpha) + 2\alpha] M_{\min 1}^2 - \left(\frac{h}{N-1} - \frac{1}{2} \right) \sin(\alpha) M_{\min 1} \right\}_{\alpha_{h+1}}^{\alpha_h} = \\ = \sum_{h=\left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor}^H \left\{ \frac{1}{8} [\sin(2\alpha) + 2\alpha] M_{\min 1}^2 - 2 \left(\frac{h}{N-1} - \frac{1}{2} \right) \sin(\alpha) M_{\min 1} + 2 \left(\frac{h}{N-1} - \frac{1}{2} \right)^2 \alpha \right\}_{\alpha_{h+1}}^{\alpha_h} \\ M_{\min 1} \sum_{h=\left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor}^H \left\{ \left(\frac{h}{N-1} - \frac{1}{2} \right) \sin(\alpha) \right\}_{\alpha_{h+1}}^{\alpha_h} = \sum_{h=\left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor}^H \left\{ 2 \left(\frac{h}{N-1} - \frac{1}{2} \right)^2 \alpha \right\}_{\alpha_{h+1}}^{\alpha_h} \end{aligned} \quad (7.3.225)$$

$$M_{\min 1} A_1(H) = B_1(H) \quad (7.3.226)$$

$$A_1(H) = \sum_{h=\left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor}^H \left\{ \left(\frac{h}{N-1} - \frac{1}{2} \right) \sin(\alpha) \right\}_{\alpha_{h+1}}^{\alpha_h} \quad (7.3.227)$$

$$B_1(H) = \sum_{h=\left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor}^H \left\{ 2 \left(\frac{h}{N-1} - \frac{1}{2} \right)^2 \alpha \right\}_{\alpha_{h+1}}^{\alpha_h} \quad (7.3.228)$$

$$M_{\min 1} = \frac{B_1(H)}{A_1(H)} \quad (7.3.229)$$

$$\left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor \leq H \leq N-1 \quad (7.3.230)$$

gdzie: $M_{\min 1}$ - wartości współczynnika głębokości modulacji, dla których występują minima funkcji celu (7.3.207).

Minimum globalne funkcji celu występuje dla $H = N-1$. Wyrażenie (7.3.231) opisuje wartość optymalną współczynnika modulacji, dla której występuje optymalne dopasowanie przebiegu schodkowego do zadanego przebiegu harmonicznego.

$$M_{MIN1} = \frac{B_1(N-1)}{A_1(N-1)} \quad (7.3.231)$$

gdzie: M_{MIN1} - wartość współczynnika głębokości modulacji, dla której występuje minimum globalne funkcji celu (7.3.207).

Wartości współczynnika głębokości modulacji (7.3.231) i (7.3.219) dla których występują minima funkcji (7.3.207) i (7.3.208) zostały wyznaczone bez wstępnych założeń według jakiego algorytmu optymalizacji zostały wyznaczone kąty, przy których występuje przełączenie poziomu napięcia. Z tego powodu mogą one stanowić wskazówki projektowe określające optymalne wartości współczynnika głębokości modulacji dla przekształtnika, którego napięcie jest kształtowane z monotoniczną zmianą wartości funkcji w obrębie pojedynczego kwadrantu, według dowolnej metody wyznaczania kątów, przy których następuje zmiana wartości przebiegu schodkowego napięcia.

Podsumowanie

Analiza otrzymanych charakterystyk prowadzi do następujących wniosków:

1. Dla przekształtników o parzystej liczbie poziomów napięcia realizowanego na zaciskach strony AC charakterystyki wartości skutecznej błędu odwzorowania napięcia dla współczynnika modulacji amplitudy równego zero występuje asymptota pionowa. Dzieje się tak dlatego, że przekształtniki o parzystej liczbie poziomów nie potrafią realizować poziomu napięcia równego zero.
2. Dla przekształtników o nieparzystej ilości poziomów napięcia charakterystyka wartości skutecznej błędu odwzorowania napięcia w przedziale niskich współczynników modulacji amplitudy przyjmuje wartość jeden. W tym zakresie realizowane napięcie strony AC przekształtnika jest zerowe a cała wartość zadana stanowi błąd odwzorowania napięcia. W tym zakresie wartości współczynnika głębokości modulacji funkcja (7.3.207) przyjmuje wartość 1 a funkcja (7.3.208) jest funkcją liniowo rosnącą.
3. W przebiegu wartości skutecznej błędu odwzorowania napięcia występują minima, których liczba zależy od ilości poziomów napięcia realizowanych przez przekształtnik.
4. Najlepsze dopasowanie przebiegu schodkowego do zadanego przebiegu kosinusoidalnego otrzymujemy dla współczynnika modulacji amplitudy (7.3.209) nieznacznie większego od jedności (7.3.231).
5. Metoda minimalizująca wartość skuteczną błędu odwzorowania napięcia nie gwarantuje realizacji amplitudy podstawowej przebiegu schodkowego równej amplitudzie przebiegu zadanego.
6. Z cechy określonej w punkcie 5 wynika, że dla pracy układu jako przekształtnika sieciowego konieczny jest nadrzędny układ sterowania wartością prądu poprzez modyfikację wartości zadanej napięcia strony AC.
7. Dla $N=2$ optymalnymi, ze względu na przyjęte kryterium, wartościami współczynnika modulacji są: $M_{MIN1}(1) = M_{min1}(1) = \pi / 2$,
 $M_{MIN2}(1) = M_{min2}(1) = 4 / \pi$.
8. Dla $N=3$ optymalne, ze względu na przyjęte kryterium, wartości współczynnika modulacji stanowią rozwiązania równań w postaci uwikłanej:

$$M_{MIN1}(2) = M_{min1}(2) = \frac{\arccos(1/2M_{min1}(2))}{\sin(\arccos(1/2M_{min1}(2)))},$$

$$M_{MIN2}(2) = M_{min2}(2) = \frac{4 \sin(\arccos(1/2M_{min2}(2)))}{\pi}.$$
9. Dla przekształtników o nieparzystej liczbie poziomów napięcia w obszarze dla $H=1$ nie należy poszukiwać minimów według równań (7.3.217),

oraz (7.3.229). Funkcja (7.3.207) jest w tym przedziale stałowartościowa i jej wartość w dowolnym punkcie przedziału określa jej minimum, natomiast funkcja (7.3.208) w tym przedziale jest linią prostą i jej wartość minimalna występuje na granicy przedziału dla $M = 0$.

10. Wartości określające minimum funkcji wskaźnika jakości (7.3.217) oraz (7.3.229) w tym minima wyznaczone dla pracy z wykorzystaniem wszystkich poziomów napięcia (7.3.219), (7.3.231) są równaniami w postaci uwikłanej, które wyznaczają optymalny współczynnik modulacji. Wynika to z faktu, że dla przekształtników o liczbie poziomów napięcia większej od dwóch, wartości kątów, przy których występuje przełączenie poziomów napięcia zależą od współczynnika głębokości modulacji. Projektując system z wielopoziomowym przekształtnikiem napięciowym, z napięciem kształtowanym według metody aproksymacji, z minimalizacją wartości skutecznej błędu napięcia, wartość współczynnika modulacji określoną równaniem (7.3.231) należy przyjmować jako znamionową.

7.3.10.2. Aproksymacja według metody eliminacji harmoniczných napięcia

W metodzie aproksymacji przebiegu zadanego napięcia według metody eliminacji harmoniczných napięcia, kryterium do wyznaczania wartości zmiennych decyzyjnych, czyli kątów, przy których zmienia się wartość funkcji schodkowej przebiegu aproksymującego, jest zerowanie amplitud wybranych wyższych harmoniczných. Wybór harmoniczných, których amplitudy mają mieć wartość zero zależy od liczby poziomów napięcia realizowanych przez przekształtnik i układu włączenia przekształtnika. Liczba poziomów użytych do realizacji napięcia aproksymującego przebieg harmoniczny ogranicza liczbę zmiennych decyzyjnych, czyli kątów przy których następuje zmiana poziomu napięcia przekształtnika, co z kolei ogranicza liczbę harmoniczných, których wartość może zostać ściśle zdefiniowana. Układ włączenia przekształtnika jest podstawą decyzji, które harmoniczne należy eliminować z przebiegu jako najbardziej wpływające na deformację prądu.

W przypadku aproksymacji według metody eliminacji harmoniczných napięcia napięcie schodkowe przedstawiamy w postaci szeregu Fourier'a (7.3.232).

$$u_s(\omega t) = \sum_{h=1}^{\infty} \{A_{(h)} \sin(h\omega t) + B_{(h)} \cos(h\omega t)\} \quad (7.3.232)$$

$$A_{(h)} = 0 \quad (7.3.233)$$

gdzie: $u_s(\omega t)$ - przebieg aproksymujący,

h - numer harmoniczných napięcia przekształtnika,

$A_{(h)}$ - amplituda składowej sinusoidalnej harmoniczných napięcia przekształtnika,

$B_{(h)}$ - amplituda składowej kosinusoidalnej harmonicznej napięcia przekształtnika.

Dla przyjętego układu współrzędnych czasowych amplitudy składowych sinusoidalnych mają zerowe wartości. Wykorzystując właściwości szeregu Fourier'a otrzymujemy (7.3.234), a następnie występujące symetrie prowadzą nas do (7.3.235).

$$\int_0^{2\pi} u_{s(t)}(\omega t) \cos(k\omega t) d(\omega t) = B_{(k)} \int_0^{2\pi} \cos^2(k\omega t) d(\omega t) \quad (7.3.234)$$

$$4 \int_0^{\frac{\pi}{2}} u_{s(t)}(\omega t) \cos(k\omega t) d(\omega t) = 4B_{(k)} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \cos^2(k\omega t) d(\omega t) \quad (7.3.235)$$

gdzie: k - numer wyznaczonej harmonicznej napięcia przekształtnika.

Wartości amplitud składowych kosinusoidalnych określa równanie (7.3.236).

$$B_{(k)} = \frac{\int_0^{\frac{\pi}{2}} u_{s(t)}(\omega t) \cos(k\omega t) d(\omega t)}{\int_0^{\frac{\pi}{2}} \cos^2(k\omega t) d(\omega t)} = \frac{L_{(k)}}{M_{(k)}} \quad (7.3.236)$$

$$L_{(k)} = \int_0^{\frac{\pi}{2}} u_{s(t)}(\omega t) \cos(k\omega t) d(\omega t) \quad (7.3.237)$$

$$M_{(k)} = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \cos^2(k\omega t) d(\omega t) = \frac{\pi}{4} \quad (7.3.238)$$

gdzie: $L_{(k)}$ - licznik wyrażenia (7.3.236) opisującego amplitudę składowej kosinusoidalnej harmonicznej nr k ,

$M_{(k)}$ - mianownik wyrażenia (7.3.236) opisującego amplitudę składowej kosinusoidalnej harmonicznej nr k .

$$u_{S(I)}(\omega t) = \frac{U_{dc}}{N-1} \left\{ \sum_{h=\left[\frac{N}{2}\right]}^H [1(\omega t) - 1(\omega t - \alpha_h)] - \frac{1}{2} [1 + (N \bmod 2)] \right\} \quad (7.3.239)$$

$$\begin{aligned} L_{(k)} &= \int_0^{\frac{\pi}{2}} u_{S(I)}(\omega t) \cos(k\omega t) d(\omega t) = \\ &= \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{U_{dc}}{N-1} \left\{ \sum_{h=\left[\frac{N}{2}\right]}^H [1(\omega t) - 1(\omega t - \alpha_h)] - \frac{1}{2} [1 + (N \bmod 2)] \right\} \cos(k\omega t) d(\omega t) = \\ &= \frac{U_{dc}}{N-1} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left\{ \sum_{h=\left[\frac{N}{2}\right]}^H [1(\omega t) - 1(\omega t - \alpha_h)] - \frac{1}{2} [1 + (N \bmod 2)] \right\} \cos(k\omega t) d(\omega t) = \\ &= \frac{U_{dc}}{N-1} \left\{ \sum_{h=\left[\frac{N}{2}\right]}^H \int_0^{\frac{\pi}{2}} [1(\omega t) - 1(\omega t - \alpha_h)] \cos(k\omega t) d(\omega t) + \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{2} [1 + (N \bmod 2)] \int_0^{\frac{\pi}{2}} \cos(k\omega t) d(\omega t) \right\} = \\ &= \frac{U_{dc}}{N-1} \left\{ \sum_{h=\left[\frac{N}{2}\right]}^H \int_0^{\alpha_h} \cos(k\omega t) d(\omega t) - \frac{1}{2} [1 + (N \bmod 2)] \int_0^{\frac{\pi}{2}} \cos(k\omega t) d(\omega t) \right\} = \\ &= \frac{U_{dc}}{N-1} \left\{ \sum_{h=\left[\frac{N}{2}\right]}^H \left[\frac{1}{k} \sin(k\omega t) \right]_0^{\alpha_h} - \frac{1}{2} [1 + (N \bmod 2)] \left[\frac{1}{k} \sin(k\omega t) \right]_0^{\frac{\pi}{2}} \right\} = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{U_{dc}}{N-1} \left\{ \sum_{h=\lfloor \frac{N}{2} \rfloor}^H \left[\frac{1}{k} \sin(k\alpha_h) \right] - \frac{1}{2} [1 + (N \bmod 2)] \left[\frac{1}{k} \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) \right] \right\} = \\
&= \frac{U_{dc}}{k(N-1)} \left\{ \sum_{h=\lfloor \frac{N}{2} \rfloor}^H [\sin(k\alpha_h)] - \frac{1}{2} [1 + (N \bmod 2)] \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) \right\}
\end{aligned} \tag{7.3.240}$$

Amplitudę harmoniczną podstawowej opisuje wyrażenie (7.3.241). Amplituda ta powinna być równa wartości amplitudy przebiegu napięcia zadanego.

$$B_{(1)} = \frac{4U_{dc}}{(N-1)\pi} \left\{ \sum_{h=\lfloor \frac{N}{2} \rfloor}^H [\sin(\alpha_h)] - \frac{1}{2} [1 + (N \bmod 2)] \right\} = U_{sm} \tag{7.3.241}$$

$$B_{(k)} = \frac{L_{(k)}}{M_{(k)}} = \frac{4U_{dc}}{k(N-1)\pi} \left\{ \sum_{h=\lfloor \frac{N}{2} \rfloor}^H [\sin(k\alpha_h)] - \frac{1}{2} [1 + (N \bmod 2)] \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) \right\} \tag{7.3.242}$$

Aby harmoniczna o numerze k nie występowała w przebiegu, jej amplituda musi posiadać wartość zero (7.3.243).

$$B_{(k)} = 0 \Rightarrow L_{(k)} = 0 \Rightarrow \sum_{h=\lfloor \frac{N}{2} \rfloor}^H [\sin(k\alpha_h)] - \frac{1}{2} [1 + (N \bmod 2)] \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) = 0 \tag{7.3.243}$$

Równanie określające amplitudę harmoniczną podstawowej (7.3.241) i odpowiednia liczba równań (7.3.243) określających harmoniczne podlegające eliminacji tworzą układ równań (7.3.244), którego rozwiązania dają wartości kątów α_h określające napięcie przebiegu schodkowego.

$$\begin{cases} \frac{4U_{dc}}{(N-1)\pi} \left\{ \sum_{h=\lfloor \frac{N}{2} \rfloor}^H [\sin(\alpha_h)] - \frac{1}{2}[1 + (N \bmod 2)] \right\} = U_{Sm} \\ \sum_{h=\lfloor \frac{N}{2} \rfloor}^H [\sin(k\alpha_h)] - \frac{1}{2}[1 + (N \bmod 2)] \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) = 0 \quad k \in \{k_{elimination}\} \end{cases} \quad (7.3.244)$$

Liczność zbioru numerów eliminowanych harmoniczných $\{k_{elimination}\}$ zależy od liczby poziomów napięcia przekształtnika (7.3.245).

$$L\{k_{elimination}\} = \left\lfloor \frac{N-1}{2} \right\rfloor - 1 \quad \text{dla} \quad N \geq 3 \quad (7.3.245)$$

$$L\{k_{elimination}\} = 0 \quad \text{dla} \quad N = 2 \quad (7.3.246)$$

gdzie: $L\{k_{elimination}\}$ - liczba wyższych harmoniczných napięcia podlegająca eliminacji.

Aby rozwiązać układ równań (7.3.244) względem kątów α_h określających przebieg schodkowy należy rozpisać funkcje sinusa kątów będących wielokrotnościami kątów α_h wykorzystując wzór de Moivre'a (7.3.247).

$$\sin(k\alpha_h) = \sum_{i=1}^k \binom{k}{i} \cos^{k-i}(\alpha_h) \sin^i(\alpha_h) \quad (7.3.247)$$

W wyniku otrzymujemy postać (7.3.248).

$$\begin{cases} \frac{4U_{dc}}{(N-1)\pi} \left\{ \sum_{h=\lfloor \frac{N}{2} \rfloor}^H [\sin(\alpha_h)] - \frac{1}{2}[1 + (N \bmod 2)] \right\} = U_{Sm} \\ \sum_{h=\lfloor \frac{N}{2} \rfloor}^H \left[\sum_{i=1}^k \binom{k}{i} \cos^{k-i}(\alpha_h) \sin^i(\alpha_h) \right] - \frac{1}{2}[1 + (N \bmod 2)] \sin\left(k \frac{\pi}{2}\right) = 0 \quad k \in \{k_{elimination}\} \end{cases} \quad (7.3.248)$$

Podsumowanie

Analiza otrzymanych zależności prowadzi do następujących wniosków:

1. Dla przekształtnika dwupoziomowego ($N=2$) nie ma żadnych możliwości optymalizacji przebiegu schodkowego poprzez dobór kątów przy których występuje zmiana poziomu napięcia. Przebieg zdefiniowany jest przez pojedynczy kąt $\alpha_1 = \frac{\pi}{2}$.

2. W przypadku przekształtnika trójpoziomowego ($N=3$) możemy dobierać kąt α_2 jedynie na podstawie warunku definiującego amplitudę harmonicznej podstawowej (7.3.241). Nie ma możliwości eliminacji wyższych harmonicznych. Kąt α_2 obliczamy na podstawie wyrażenia:

$\alpha_2 = \arcsin\left(\frac{\pi}{4}M\right)$. Największą wartością współczynnika głębokości modulacji, dla której można uzyskać zadaną wartość amplitudy harmonicznej podstawowej, jest wartość $M_{\max} = \frac{4}{\pi}$ występująca dla kąta

$$\alpha_2 = \alpha_1 = \frac{\pi}{2}.$$

3. W przypadku przekształtnika czteropoziomowego ($N=4$) możemy dobierać kąt α_3 jedynie na podstawie warunku definiującego amplitudę harmonicznej podstawowej (7.3.241). Nie ma możliwości eliminacji wyższych harmonicznych. Kąt α_3 obliczamy na podstawie wyrażenia:

$\alpha_3 = \arcsin\left(\frac{3\pi}{8}M - \frac{1}{2}\right)$. Największą wartością współczynnika głębokości modulacji, dla której można uzyskać zadaną wartość amplitudy harmonicznej podstawowej, jest wartość $M_{\max} = \frac{4}{\pi}$ występująca dla kąta

$\alpha_3 = \alpha_2 = \frac{\pi}{2}$. Najmniejszą wartością współczynnika głębokości modulacji, dla której można uzyskać zadaną wartość amplitudy harmonicznej podstawowej, jest wartość $M_{\min} = \frac{4}{3\pi}$ występująca dla kąta $\alpha_3 = 0$.

4. Począwszy od przekształtnika pięciopoziomowego ($N \geq 5$) istnieje możliwość definiowania amplitudy składowej podstawowej i eliminowania wybranych wyższych harmonicznych napięcia. W przypadku przekształtnika pięciopoziomowego i sześciopoziomowego możemy wyeliminować jedną wybraną wyższą harmoniczną. Wraz ze wzrostem liczby poziomów napięcia

realizowanych przez przekształtnik wzrasta liczba możliwych do eliminacji wyższych harmonicznych (7.3.245). Dla dwóch kolejnych liczb poziomów nieparzystej i parzystej można wyeliminować taką samą liczbę wyższych harmonicznych (7.3.245). Na przykład, aby zachodziła możliwość eliminacji 5 i 7 harmonicznej konieczne jest, aby przekształtnik realizował co najmniej $N=7$ poziomów napięcia.

7.3.10.3. Wektorowe ujęcie modulacji czasowej

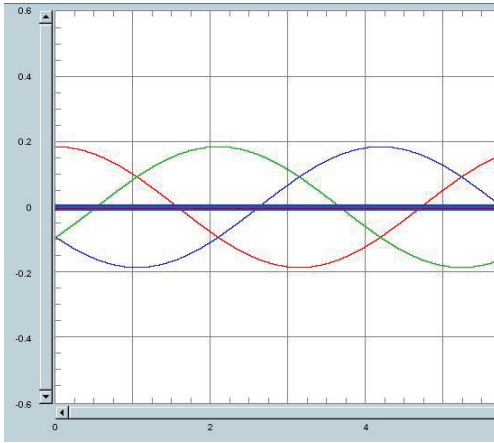
W przypadku przekształtników trójfazowych występujące w modulacji czasowej układy napięć mogą być interpretowane jako ich bazowe wektory przestrzenne.

Hodografy wektora przestrzennego napięć, odpowiadające przebiegom schodkowym napięcia przekształtnika otrzymanym w wyniku modulacji czasowej, zostaną przedstawione na przykładzie przekształtnika trójpoziomowego. W przypadku przekształtnika trójpoziomowego kąt α_2 zmienia się w zakresie od zera do $\pi/2$. Całkowity przedział zmienności kąta α_2 określony nierównością (7.3.249) można podzielić na podprzedziały, w których występują inne podzbiory bazowych wektorów przestrzennych napięć przekształtnika.

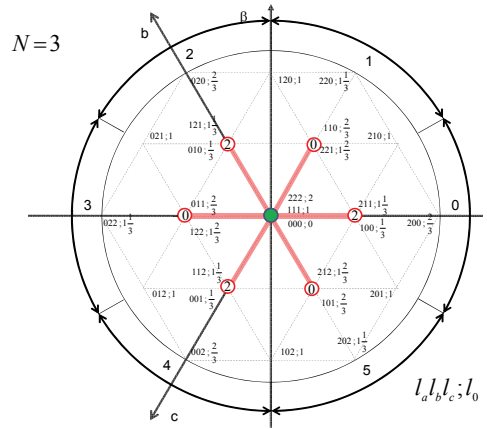
$$0 \leq \alpha_2 \leq \frac{\pi}{2} \quad (7.3.249)$$

gdzie: α_2 - kąt, przy którym następuje przełączenie pomiędzy poziomami napięcia 2 i 1.

Napięcie przekształtnika trójpoziomowego można przedstawić jako dwa impulsy napięcia: dodatni i ujemny, każdy o szerokości kątowej $2\alpha_2$ i odległe od siebie o kąt równy π . Wraz ze zmianą wartości kąta α_2 występują inne sytuacje określone nakładaniem się dodatnich i ujemnych impulsów napięciowych układu symetrycznych napięć trójfazowych. Na rysunkach od 7.3.38 do 7.3.44 przedstawiono przykładowe, trójfazowe przebiegi napięć schodkowych i odpowiadające im hodografy wektora przestrzennego napięć. Rysując hodografy założono idealną symetrię napięć trójfazowych. W przypadkach rzeczywistych, w sposób niezamierzony, na granicach obszarów modulacyjnych zdefiniowanych konkretnymi, nie przedziałowymi wartościami kąta α_2 , mogą pojawić się pośrednie, niesymetryczne układy wektorów przestrzennych. W opisach rysunków od 7.3.38 do 7.3.44 podano wartości współczynnika głębokości modulacji M , dla których wyznaczono przebieg aproksymujący według metody minimalizującej wartość skuteczną błędu napięcia.

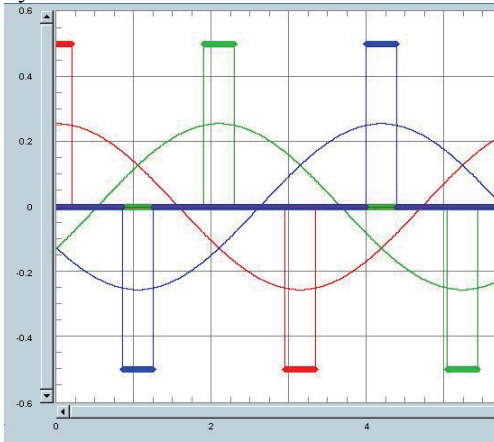


a) $M = 0.4$



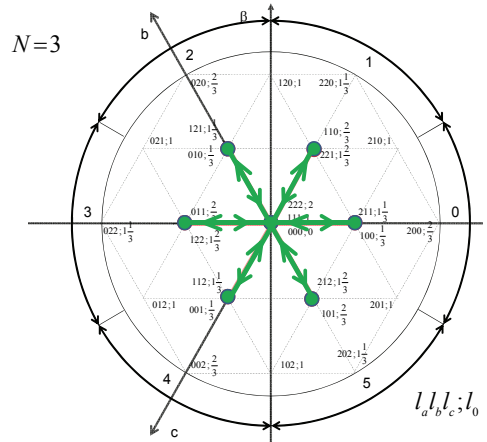
b) $\alpha_2 = 0 \quad M \leq 0.5$

Rys. 7.3.38

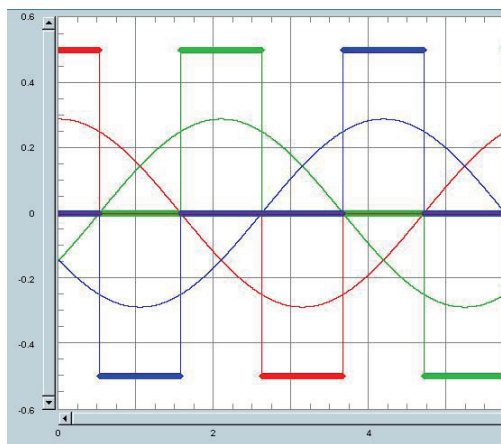


a) $M = 0.51$

Rys. 7.3.39

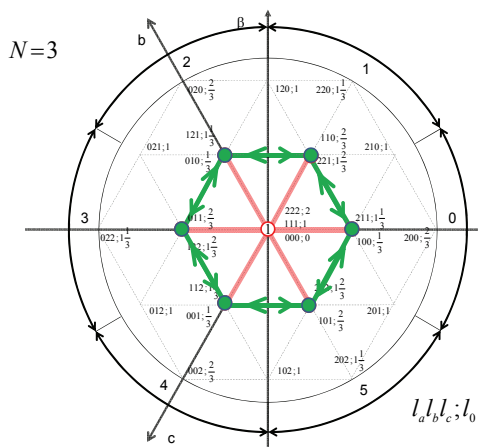


$0 < \alpha_2 < \pi/6 \quad 0.5 < M < 0.577$

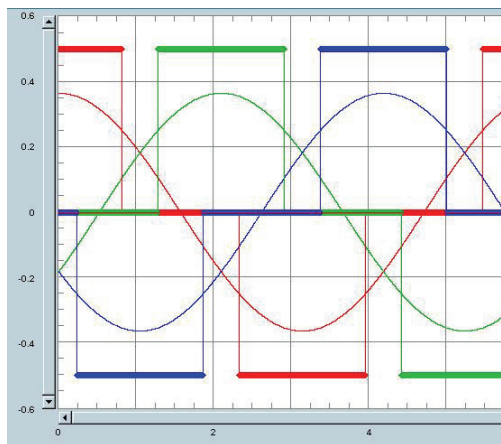


$$M = 0.577$$

Rys. 7.3.40

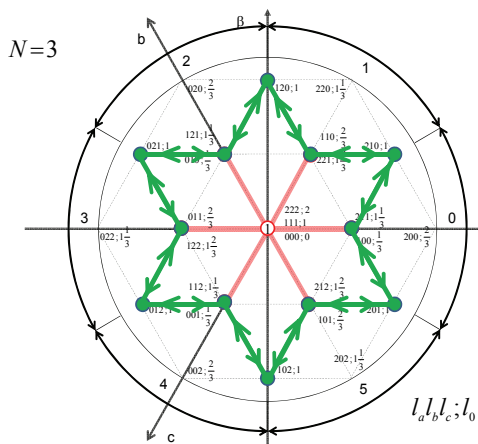


$$\alpha_2 = \pi / 6 \quad M = 0.577$$

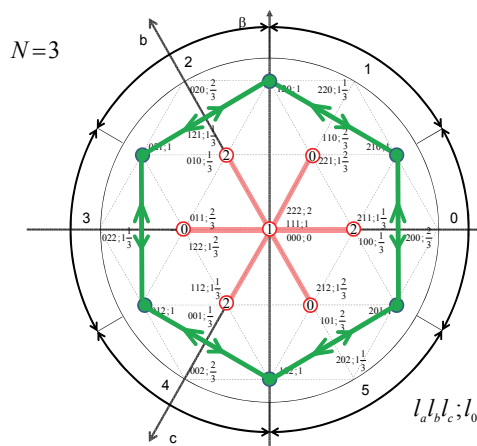
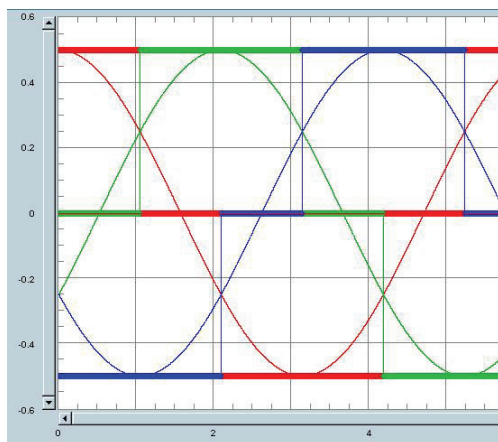


$$M = 0.8$$

Rys. 7.3.41



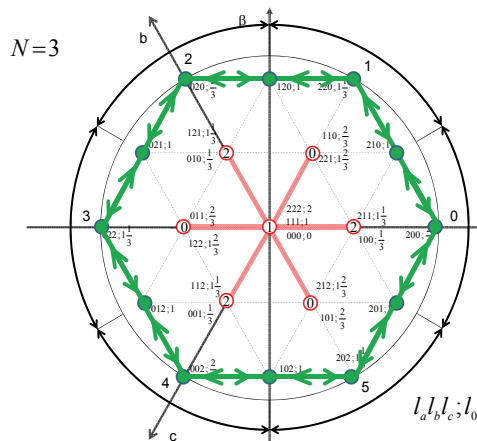
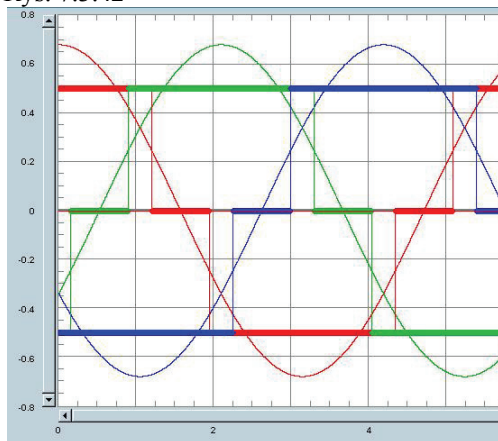
$$\pi / 6 < \alpha_2 < \pi / 3 \quad 0.577 < M < 1.0$$



$M = 1.0$

$\alpha_2 = \pi / 3 \quad M = 1.0$

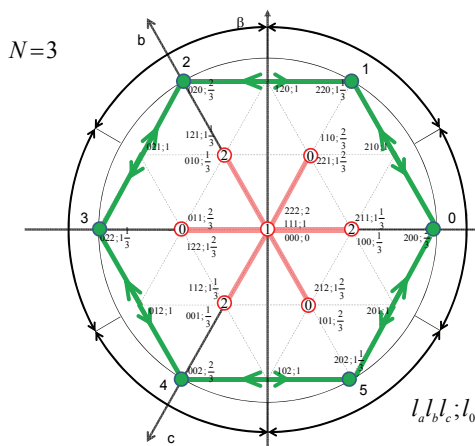
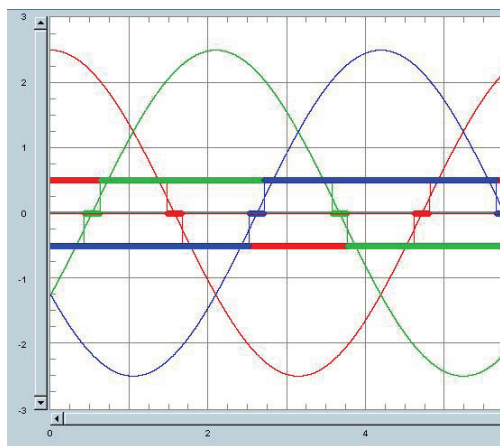
Rys. 7.3.42



$M = 1.5$

$\pi / 3 < \alpha_2 < \pi / 2 \quad 1.0 < M$

Rys. 7.3.43



$$1.0 \ll M = 5.0$$

$$\alpha_2 = \pi / 2 \quad M \rightarrow \infty$$

Rys. 7.3.44

W przypadku parzystej liczby poziomów napięcia jako pierwszy występuje hodograf z rysunku 7.3.40 chociaż dla innych przebiegów napięć niż w przypadku układu o nieparzystej liczbie poziomów. W przypadku parzystej liczby poziomów napięcia dodatni i ujemny impuls napięcia mają wartości $\pm U_{dc} / 2(N - 1)$ i szerokość π . Hodografy przedstawione na rysunku 7.3.40 i 7.3.42 są przypadkami granicznymi. Sytuacja przedstawiona na rys. 7.3.44 występuje gdy w przekształtniku dokonujemy przełączenia napięcia z poziomu 0 bezpośrednio na poziom $N - 1$. W tej sytuacji przekształtnik wielopoziomowy pracuje jak przekształtnik dwupoziomowy wytwarzając na przemian napięcie o wartości $-U_{dc} / 2$ i $U_{dc} / 2$.

Podsumowanie

Zaproponowane zostały dwie metody optymalizacji wartości kątów przebiegu schodkowego napięcia, aproksymującego zadany przebieg kosinusoidalny. Metoda aproksymacji minimalizująca wartość skuteczną błędu odwzorowania napięcia jest odpowiednia dla zastosowań, w których celem jest poprawienie wartości i kształtu napięcia sieci, czyli w układach generujących napięcie dodatkowe. Metoda aproksymacji metodą eliminacji harmonicznych jest odpowiednia dla przekształtników pracujących jako układy obciążenia sieci lub jako źródła energii sieci gdy przekształtnik pracuje w trybie pracy prostownika lub falownika.

W przypadku przekształtnika dwupoziomowego przebieg aproksymujący może być dostrajany do przebiegu zadanego jedynie poprzez zmianę wartości napięcia obwodu prądu stałego. Przekształtniki o parzystej liczbie poziomów napięcia nie realizują napięcia o wartości zero, z tego powodu, dla niskich wartości

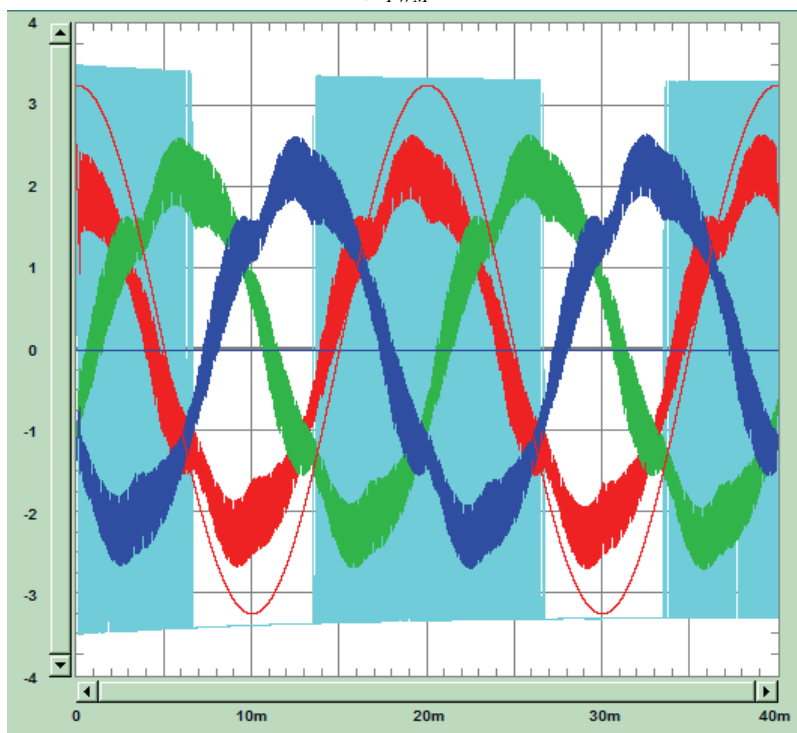
amplitudy napięcia zadającego, występuje bardzo duży błąd aproksymacji (7.3.207). Dla przekształtnika o dowolnej liczbie poziomów napięcia, w przypadku bardzo dużych amplitud sygnału zadającego hodograf wektora przestrzennego napięć zdąża asymptotycznie do hodografu tego wektora przekształtnika dwupoziomowego.

7.3.11. Badania symulacyjne

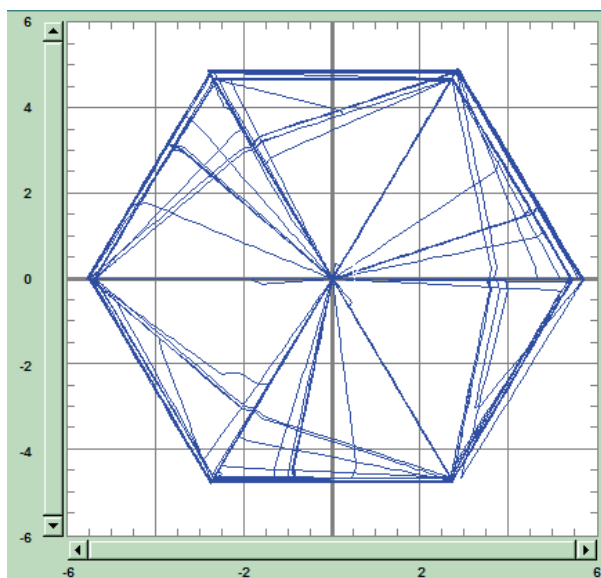
Dla sprawdzenia zaproponowanej metody modulacji przeprowadzono badania symulacyjne. Rysunki od 7.3.45 do 7.3.92 przedstawiają przebiegi czasowe i hodografy wektorów przestrzennych napięć wejściowych i prądów przekształtników napięciowych o różnej liczbie poziomów napięcia. W przeprowadzonych symulacjach przyjęto wartość indukcyjności wejściowej $L = 10 \text{ mH}$ i wartość całkowitej pojemności dzielnika napięcia $C = 100 \text{ } \mu\text{F}$. Założono, że przekształtnik jest zasilany z trójfazowej sieci niskiego napięcia o wartości skutecznej napięcia fazowego $U_{RMS} = 230 \text{ V}$ i częstotliwości $f = 50 \text{ Hz}$, a obciążony rezystancją $R_o = 400 \text{ } \Omega$. W zastosowanej metodzie modulacji nie wprowadzono korekcji wpływu czasu martwego na napięcia przekształtnika. Wybór realizacji bazowych wektorów przestrzennych spośród realizacji nadmiarowych opierał się na minimalizacji wskaźnika jakości (7.3.173). Dla każdego rodzaju przekształtnika wykonano dwie symulacje: dla częstotliwości modulacji równej $f_{PWM} = 10 \text{ kHz}$ i dla $f_{PWM} = 30 \text{ kHz}$. Na podstawie wyników symulacji można stwierdzić, że jedynie w przypadku przekształtników o dwupoziomowym i trójpoziomowym napięciu wejściowym nie występuje problem z równoważeniem napięć kondensatorów wyjściowych. W układach o większej liczbie poziomów napięcia występuje liniowa w czasie zmienność napięć kondensatorów. Uzyskanie stanu równowagi napięć kondensatorów dzielnika wymaga zastosowania aktywnych układów kompensacyjnych. Z porównania przebiegów czasowych otrzymanych w wyniku symulacji przekształtnika dwupoziomowego sterowanego według metody uogólnionej (rys. 7.3.45-7.3.56) z wynikami symulacji i badań eksperymentalnych otrzymanych dla metod SVPWM3, SVPWM4 wynika, że metody dedykowane do danego przekształtnika pozwalają uzyskać mniejsze zniekształcenia prądów, a co za tym idzie lepsze parametry przekształtnika. W przypadku przekształtnika dwupoziomowego, w którym nie występuje problem równoważenia napięć kondensatorów wyjściowego dzielnika napięcia, metoda uogólniona preferuje jedną z realizacji zerowego wektora przestrzennego napięć.

Prąd otrzymany w przypadku symulacji przekształtnika pięcio-poziomowego (rys. 7.3.81-7.3.92) ma gorszą jakość niż w przypadku przekształtnika czteropoziomowego (rys. 7.3.69-7.3.80). Przyczyną tego stanu rzeczy jest to, że hodograf uśrednionego wektora przestrzennego napięć przekształtnika przebiega w tym przypadku na granicy dwóch sąsiednich warstw modulacji. W tym obszarze często występuje sytuacja, gdzie wpływ czasu martwego na napięcia wytwarzane przez przekształtnik powoduje deformację prądów przekształtnika.

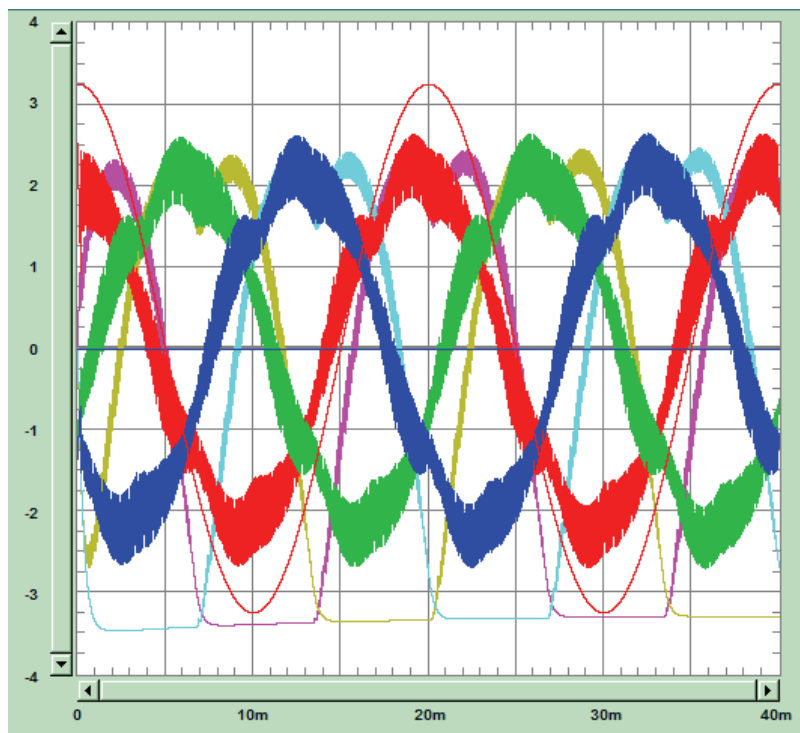
$$N = 2 \quad f_{PWM} = 10kHz$$



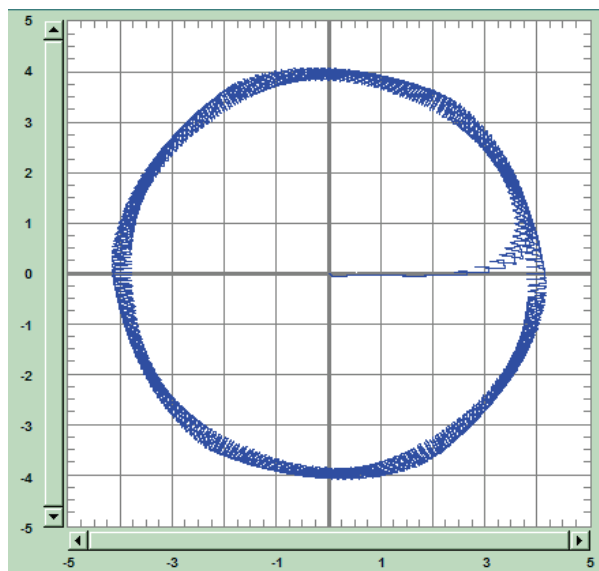
Rys. 7.3.45. Przebiegi czasowe prądów fazowych, napięcia fazowego sieci, napięcia fazowego przekształtnika



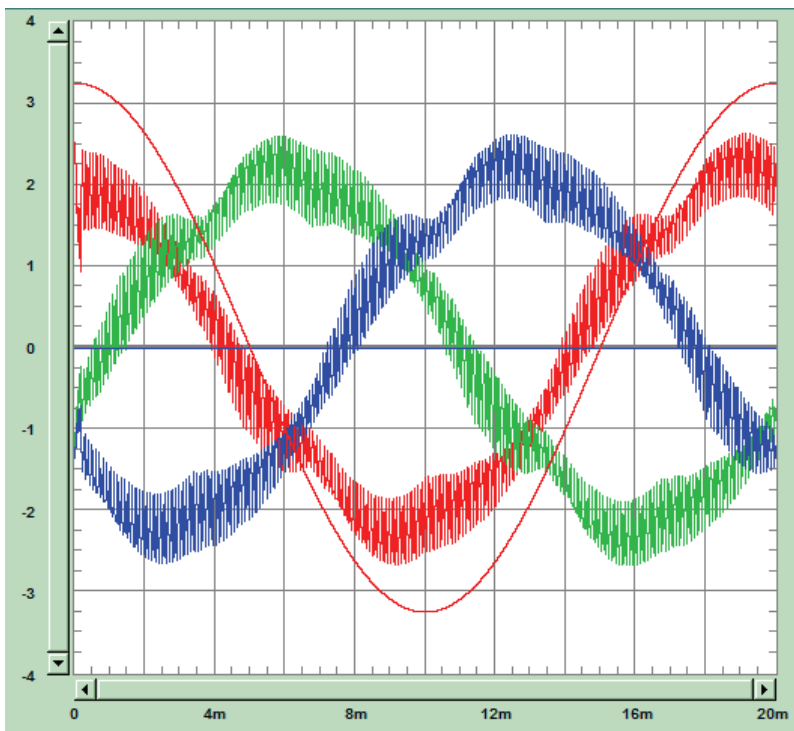
Rys. 7.3.46. Hodograf wektora przestrzennego napięć przekształtnika



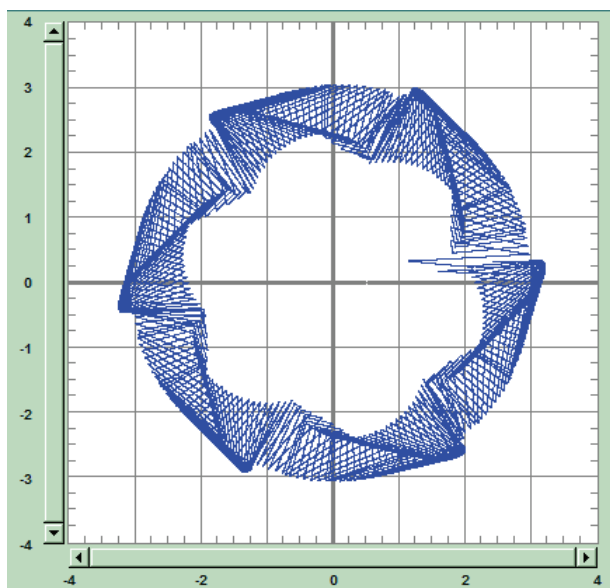
Rys. 7.3.47. Przebiegi czasowe prądów fazowych, filtrowanych napięć fazowych przekształtnika, napięcia fazowego sieci



Rys. 7.3.48. Hodograf filtrowanego wektora przestrzennego napięć przekształtnika

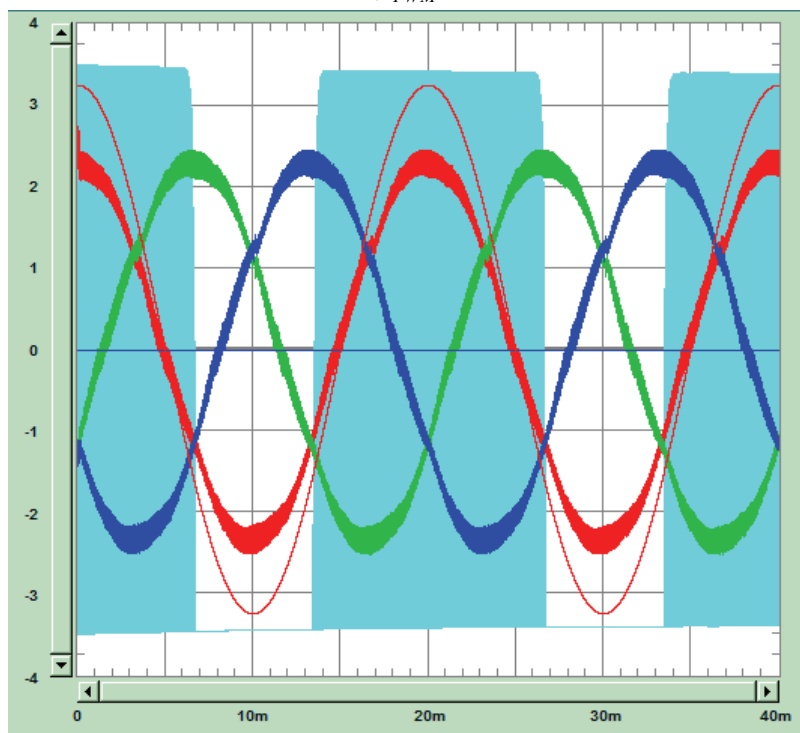


Rys. 7.3.49. Przebiegi czasowe prądów fazowych, napięcia fazowego sieci

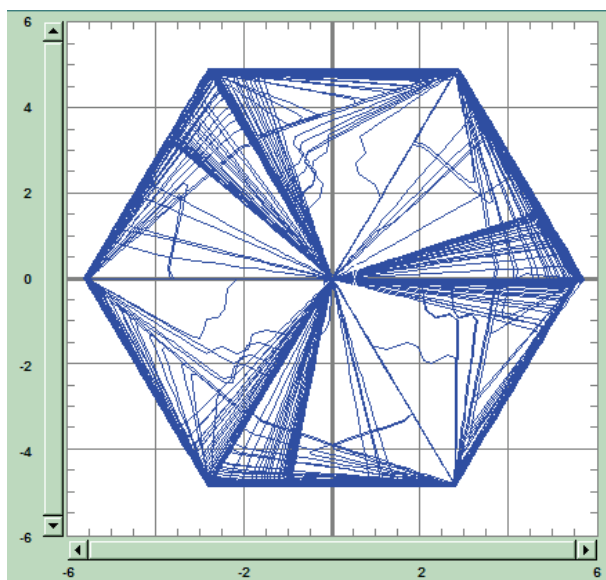


Rys. 7.3.50. Hodograf wektora przestrzennego prądów

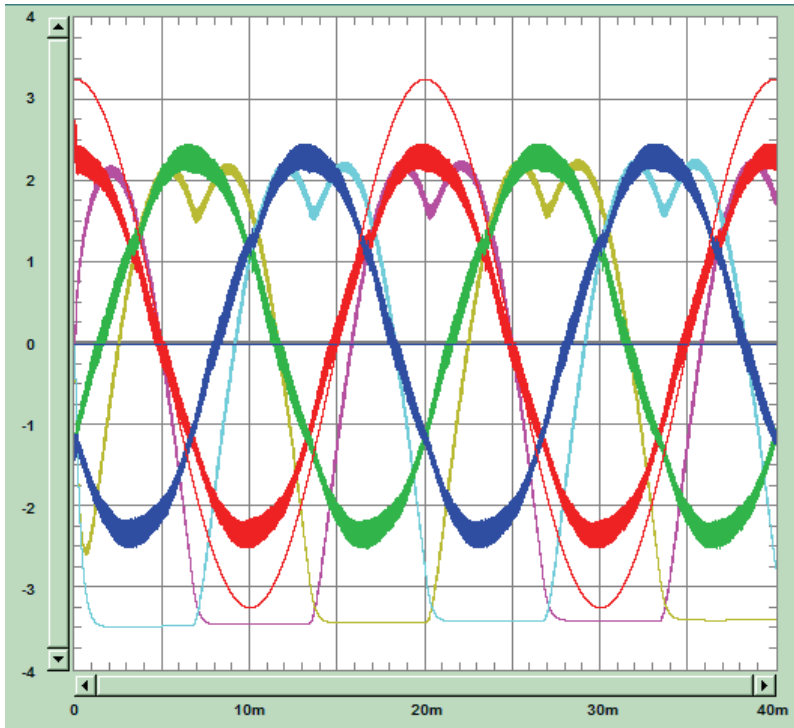
$$N = 2 \quad f_{PWM} = 30kHz$$



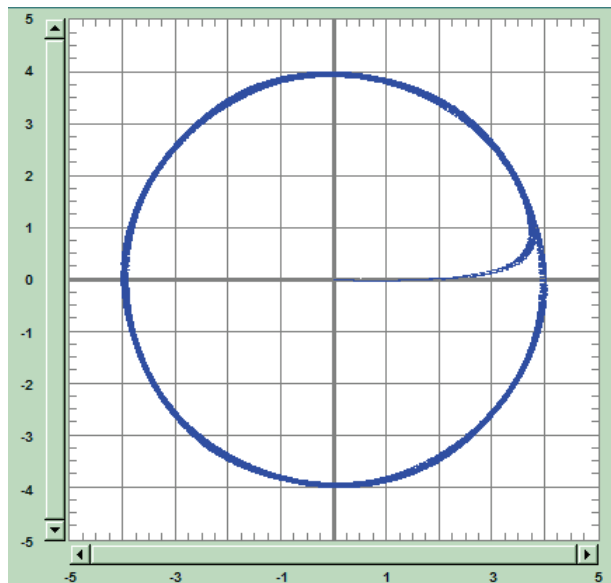
Rys. 7.3.51. Przebiegi czasowe prądów fazowych, napięcia fazowego sieci, napięcia fazowego przekształtnika



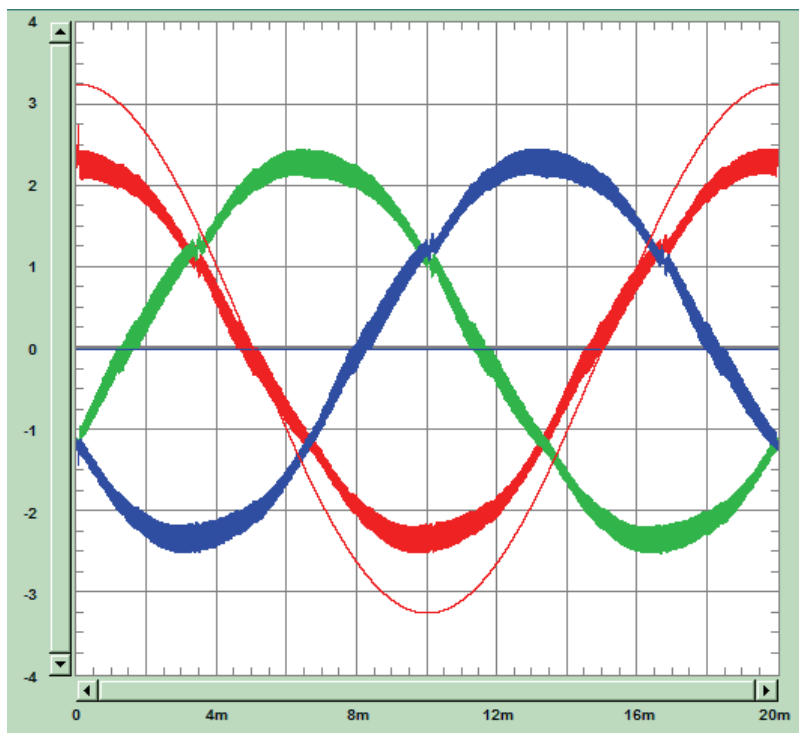
Rys. 7.3.52. Hodograf wektora przestrzennego napięć przekształtnika



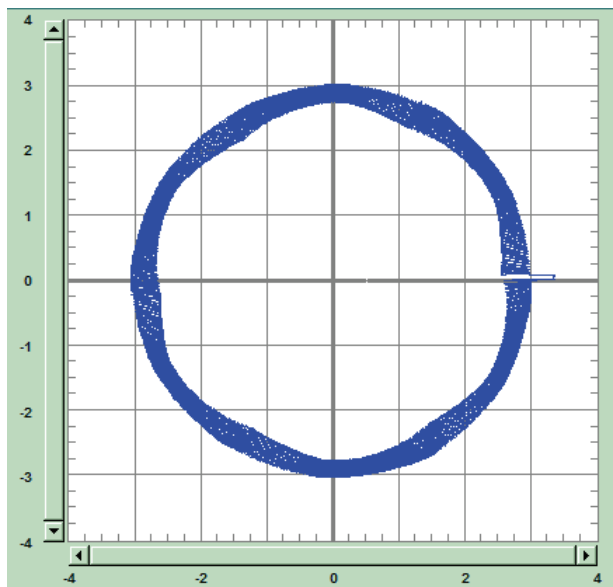
Rys. 7.3.53. Przebiegi czasowe prądów fazowych, filtrowanych napięć fazowych przekształtnika, napięcia fazowego sieci



Rys. 7.3.54. Hodograf filtrowanego wektora przestrzennego napięć przekształtnika

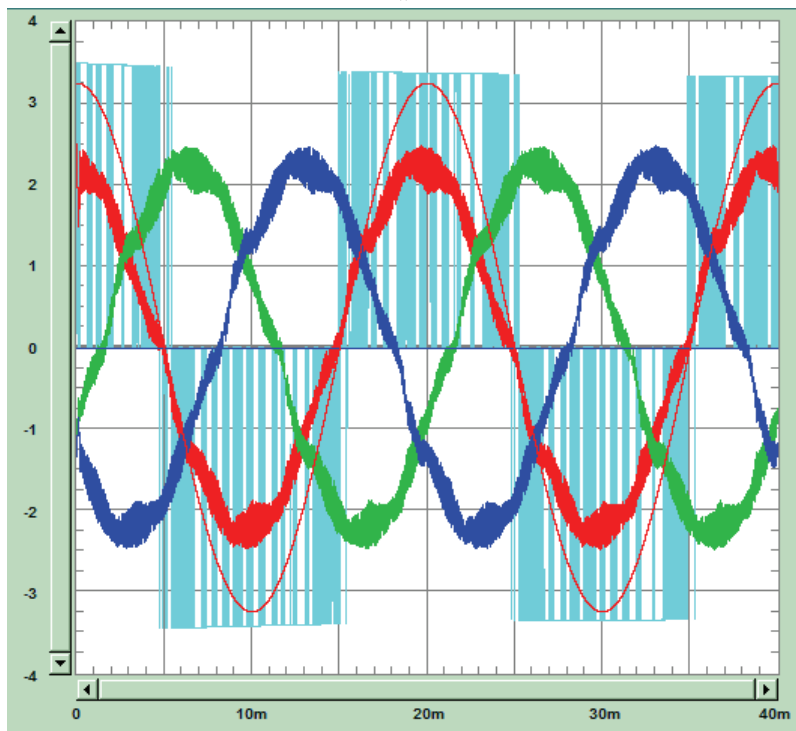


Rys. 7.3.55. Przebiegi czasowe prądów fazowych, napięcia fazowego sieci

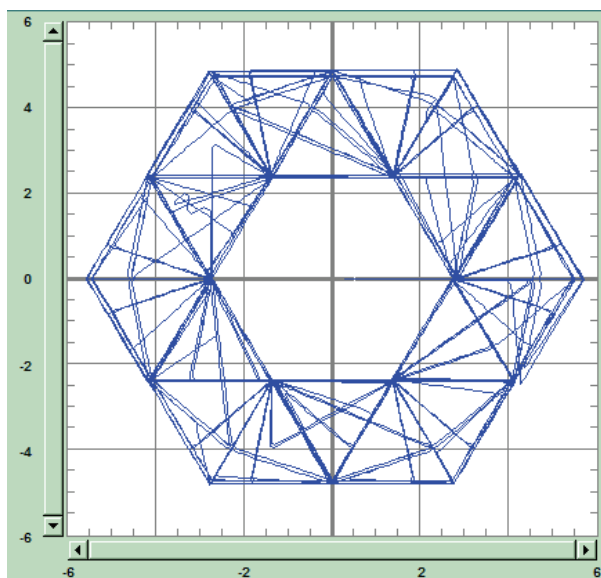


Rys. 7.3.56. Hodograf wektora przestrzennego prądów

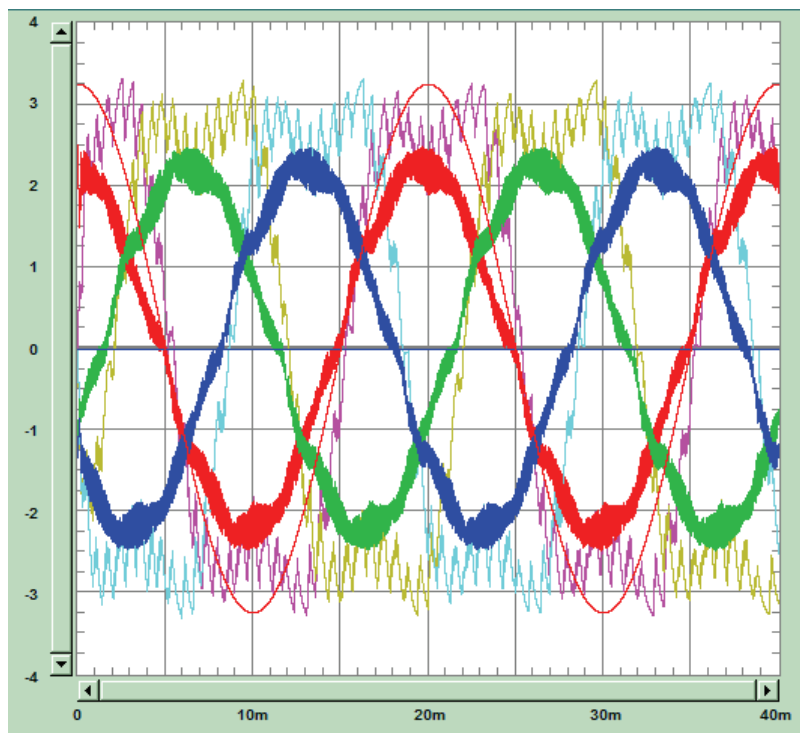
$$N = 3 \quad f_{PWM} = 10kHz$$



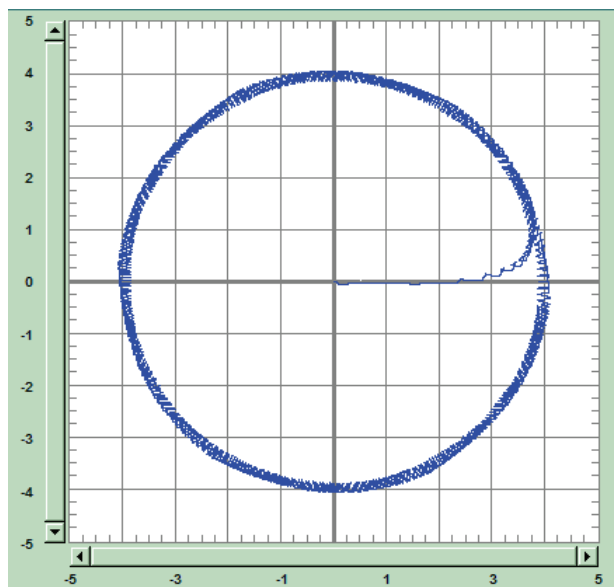
Rys. 7.3.57. Przebiegi czasowe prądów fazowych, napięcia fazowego sieci, napięcia fazowego przekształtnika



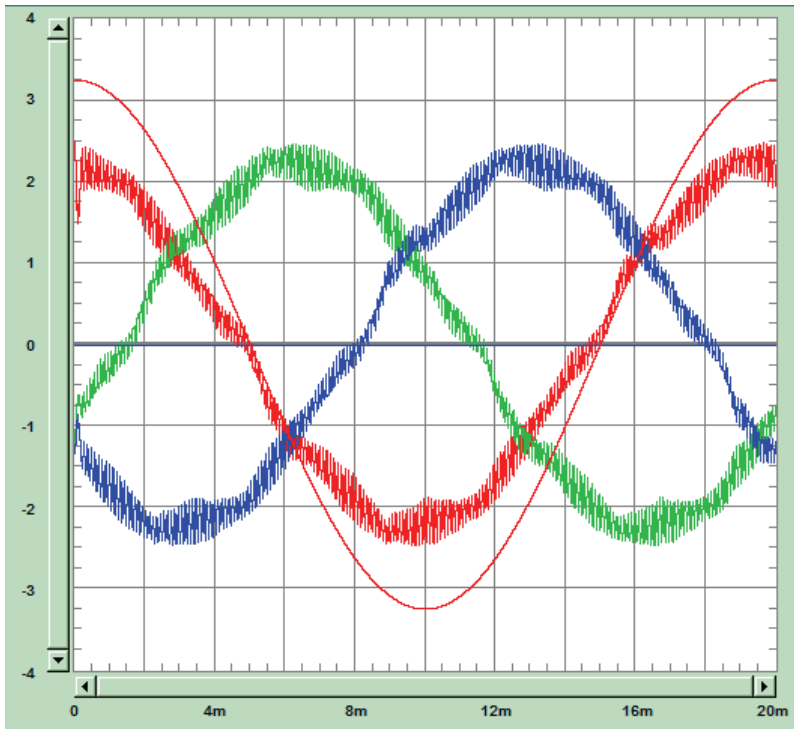
Rys. 7.3.58. Hodograf wektora przestrzennego napięć przekształtnika



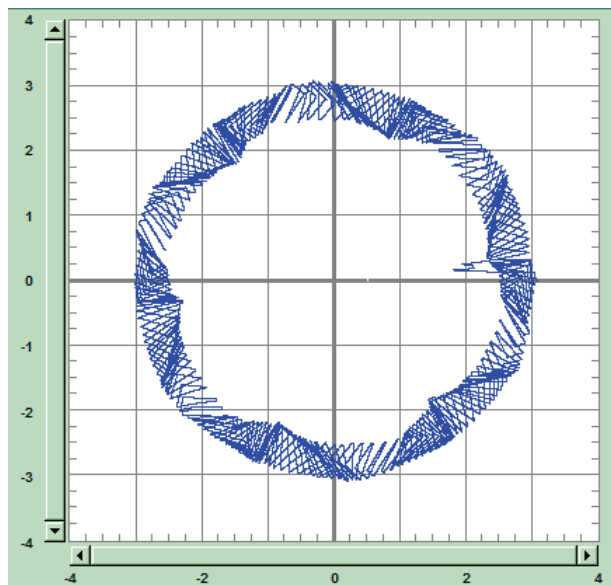
Rys. 7.3.59. Przebiegi czasowe prądów fazowych, filtrowanych napięć fazowych przekształtnika, napięcia fazowego sieci



Rys. 7.3.60. Hodograf filtrowanego wektora przestrzennego napięć przekształtnika

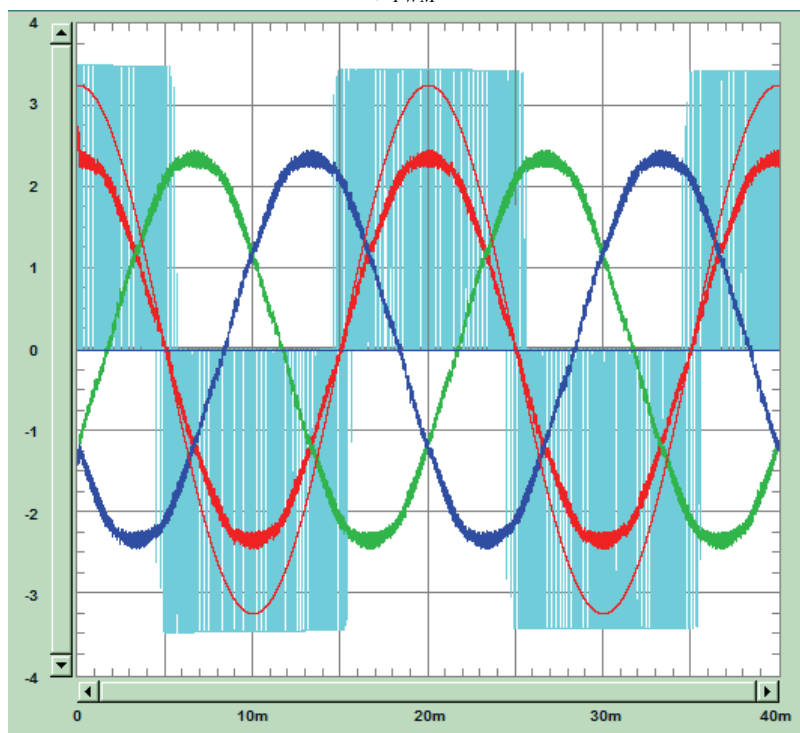


Rys. 7.3.61. Przebiegi czasowe prądów fazowych, napięcia fazowego sieci

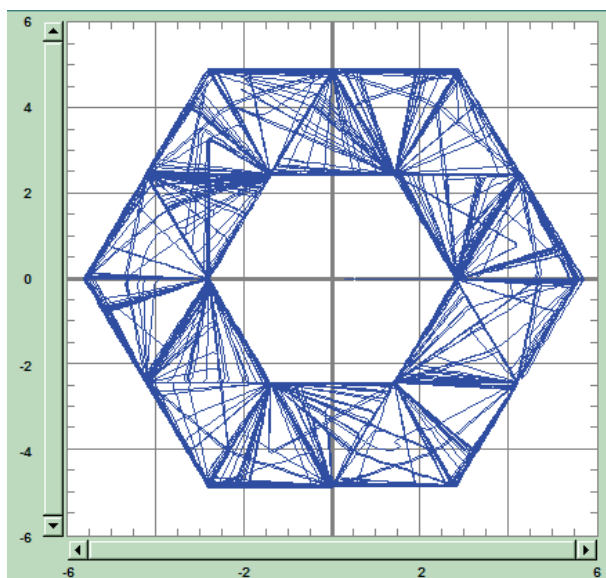


Rys. 7.3.62 Hodograf wektora przestrzennego prądów

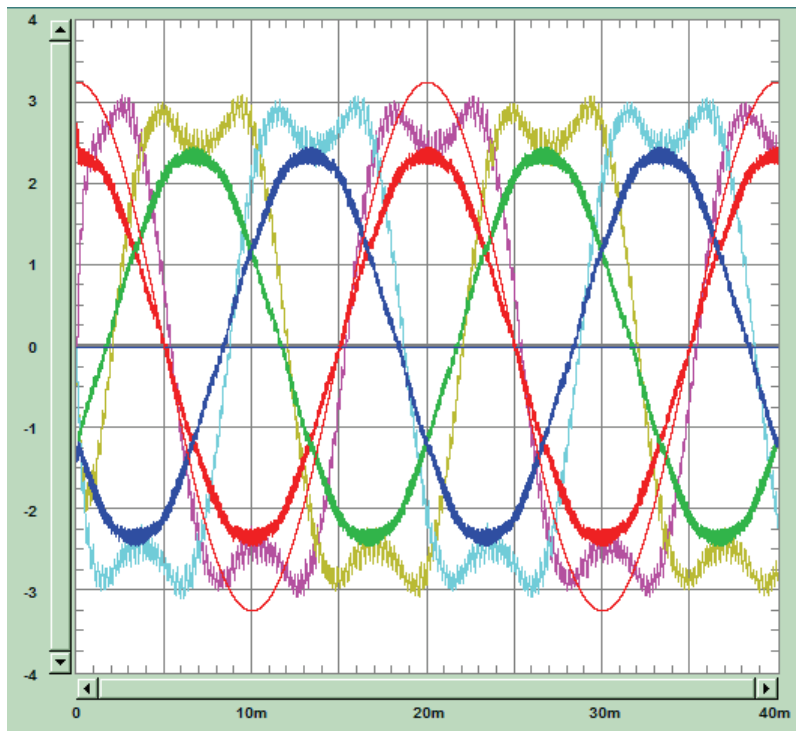
$$N = 3 \quad f_{PWM} = 30kHz$$



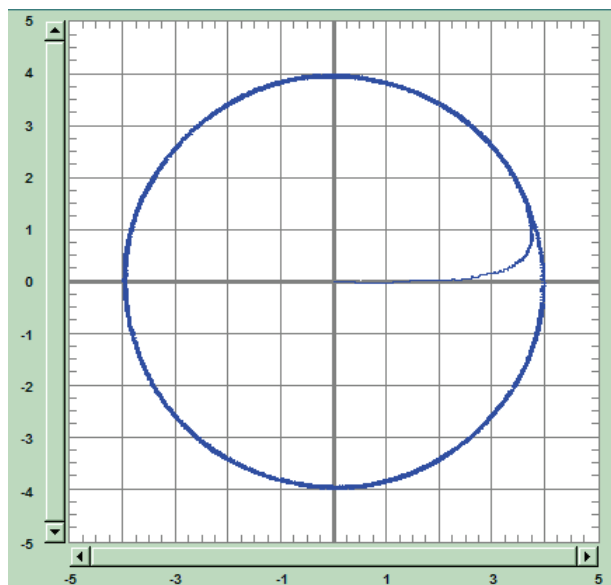
Rys. 7.3.63. Przebiegi czasowe prądów fazowych, napięcia fazowego sieci, napięcia fazowego przekształtnika



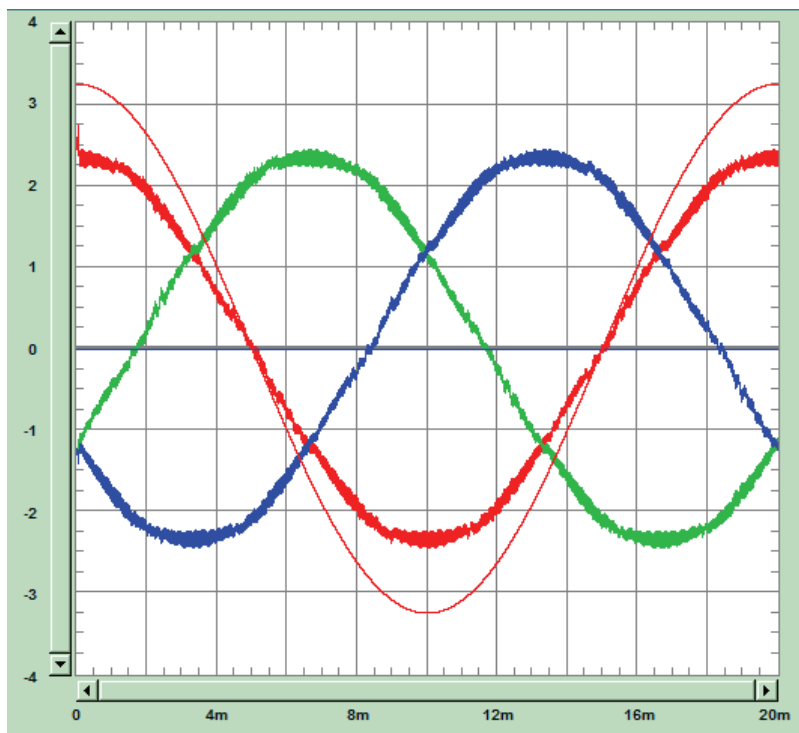
Rys. 7.3.64. Hodograf wektora przestrzennego napięć przekształtnika



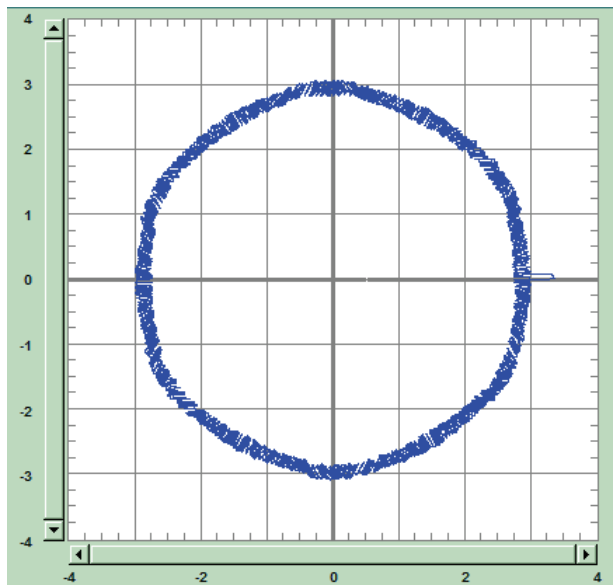
Rys. 7.3.65. Przebiegi czasowe prądów fazowych, filtrowanych napięć fazowych przekształtnika, napięcia fazowego sieci



Rys. 7.3.66. Hodograf filtrowanego wektora przestrzennego napięć przekształtnika

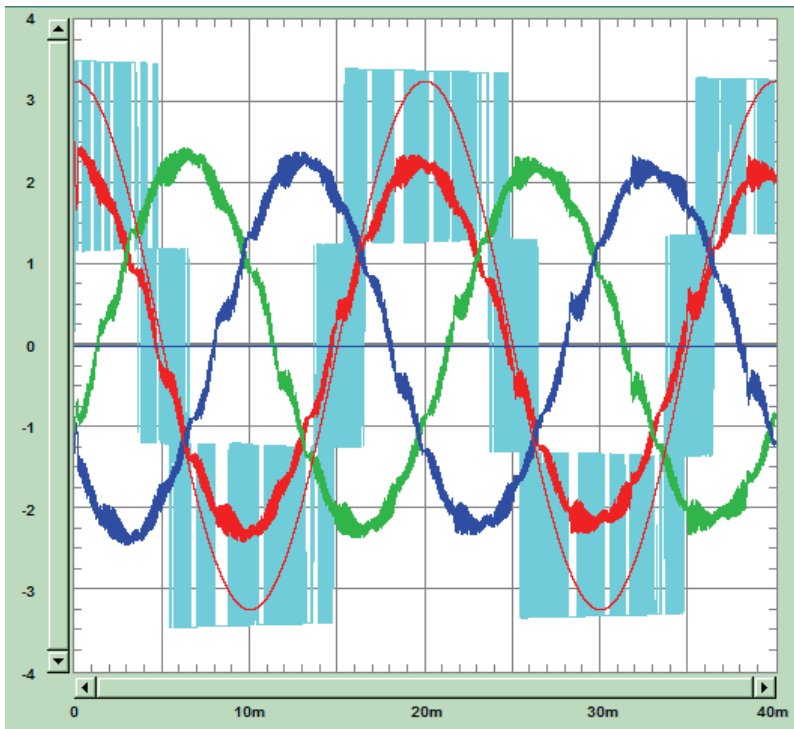


Rys. 7.3.67. Przebiegi czasowe prądów fazowych, napięcia fazowego sieci

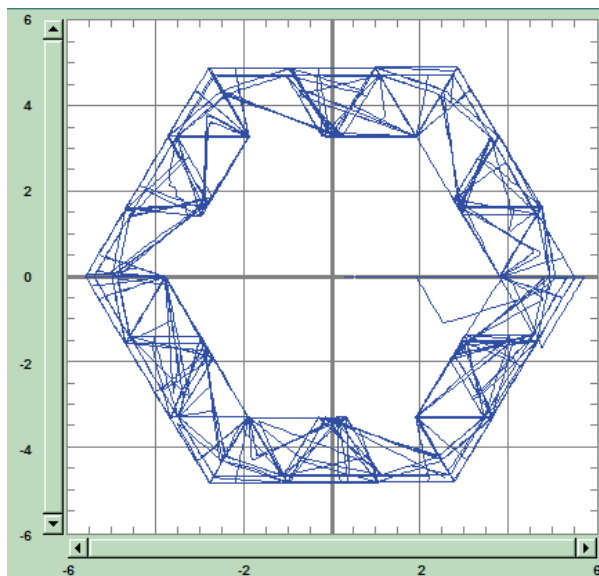


Rys. 7.3.68. Hodograf wektora przestrzennego prądów

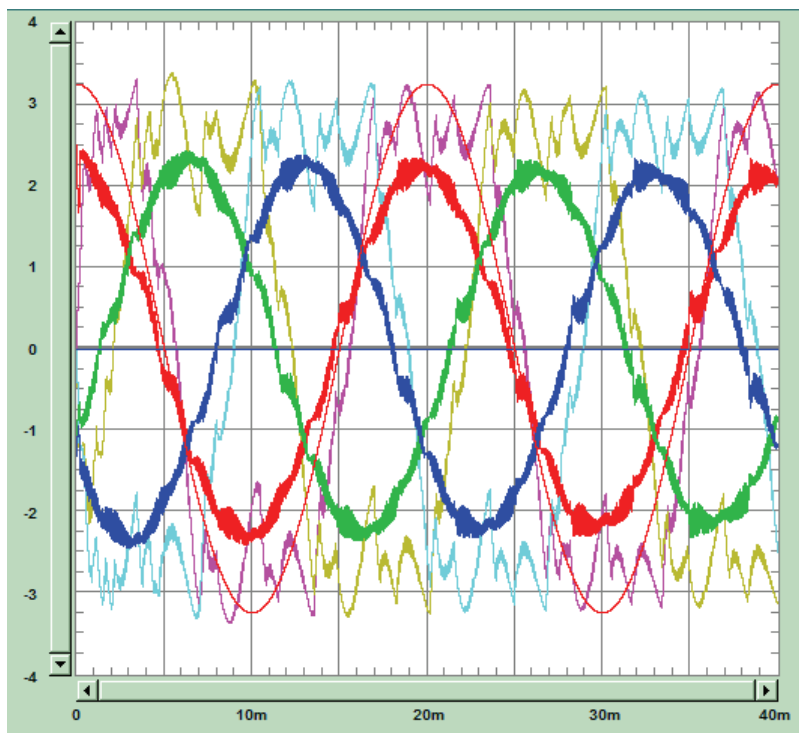
$$N = 4 \quad f_{PWM} = 10kHz$$



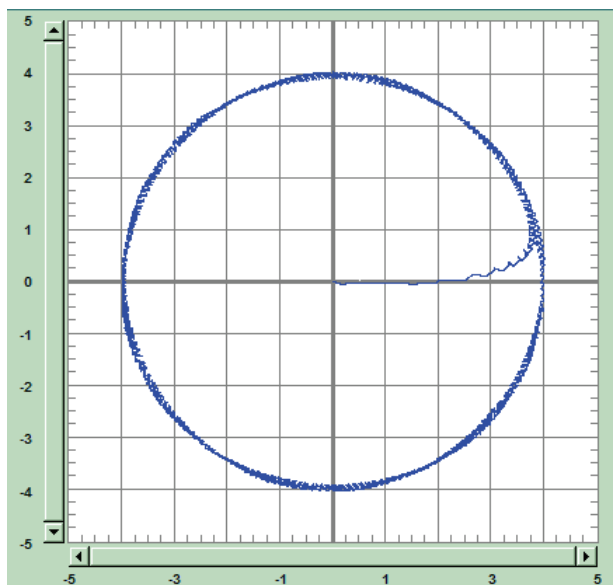
Rys. 7.3.69. Przebiegi czasowe prądów fazowych, napięcia fazowego sieci, napięcia fazowego przekształtnika



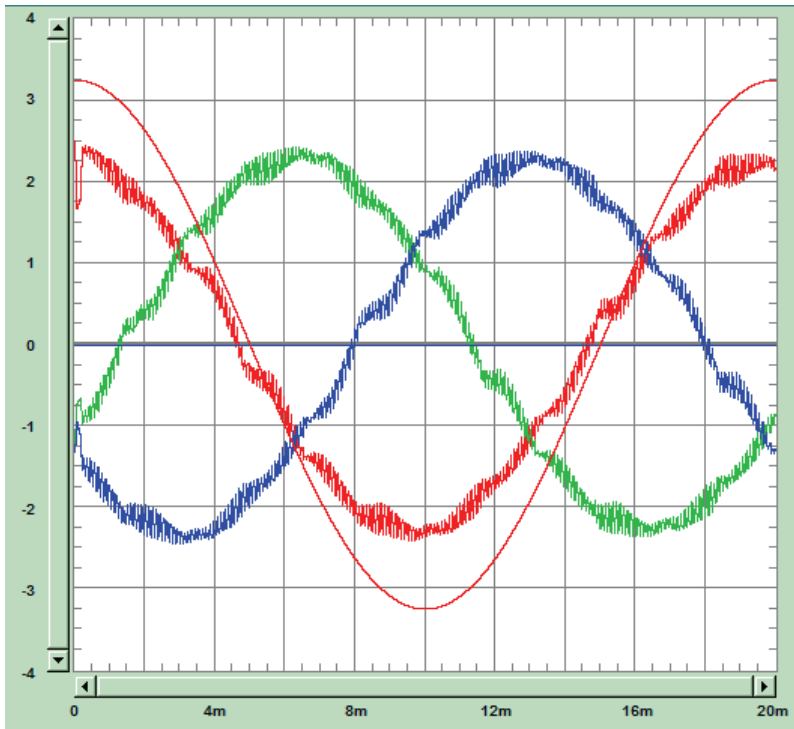
Rys. 7.3.70. Hodograf wektora przestrzennego napięć przekształtnika



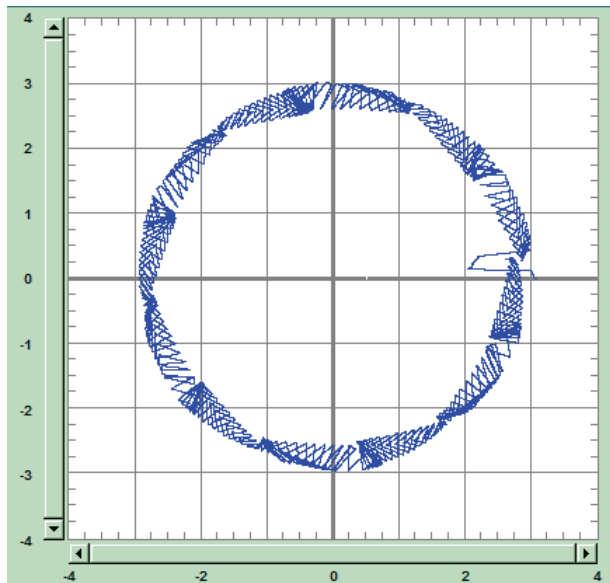
Rys. 7.3.71. Przebiegi czasowe prądów fazowych, filtrowanych napięć fazowych przekształtnika, napięcia fazowego sieci



Rys. 7.3.72. Hodograf filtrowanego wektora przestrzennego napięć przekształtnika

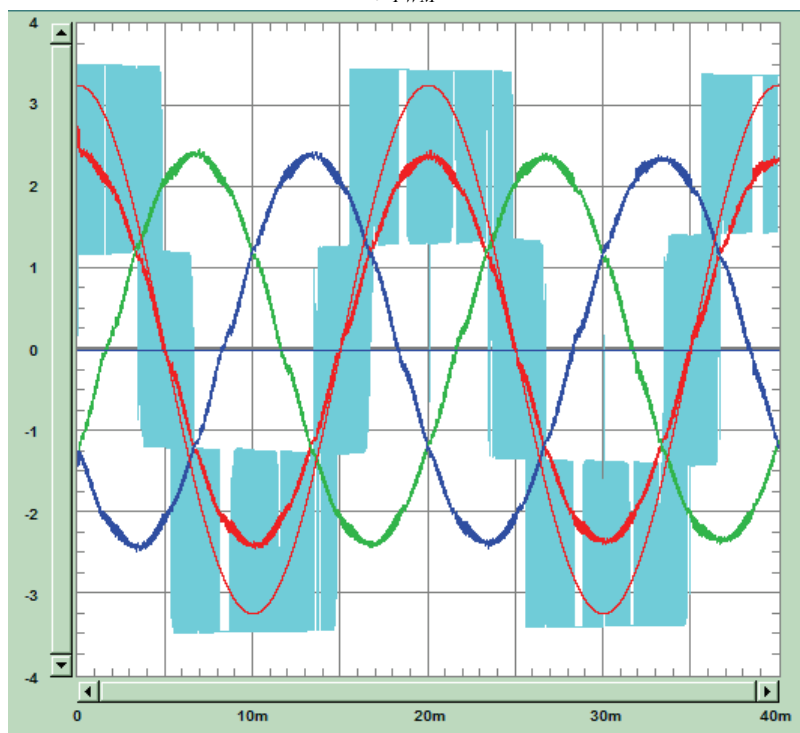


Rys. 7.3.73. Przebiegi czasowe prądów fazowych, napięcia fazowego sieci

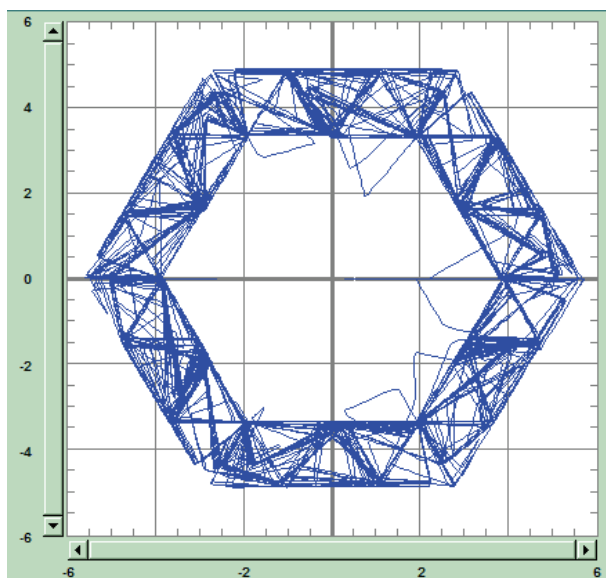


Rys. 7.3.74. Hodograf wektora przestrzennego prądów

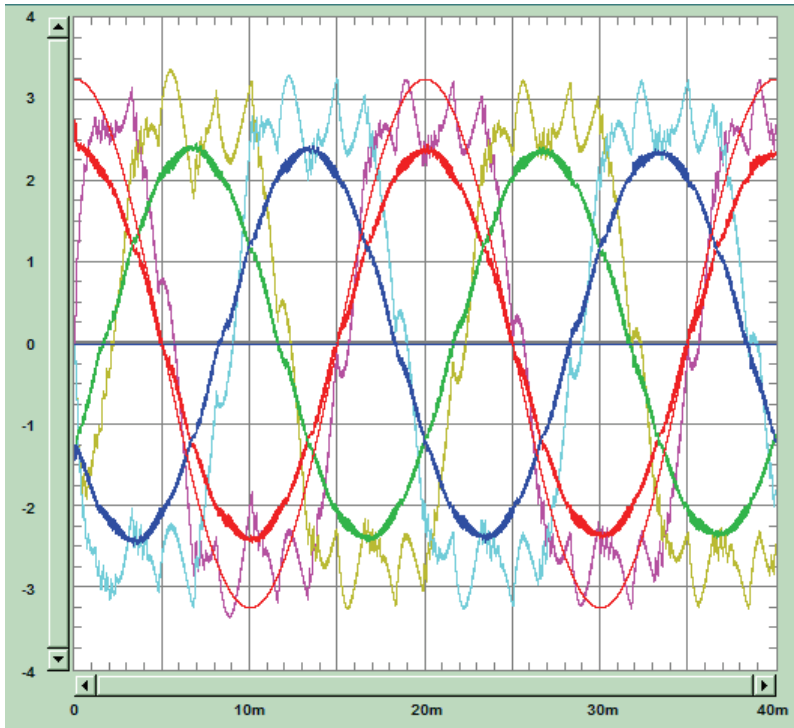
$$N = 4 \quad f_{PWM} = 30kHz$$



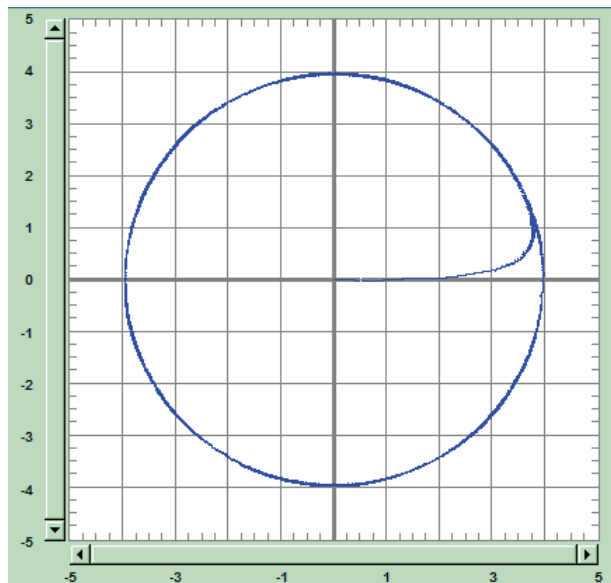
Rys. 7.3.75. Przebiegi czasowe prądów fazowych, napięcia fazowego sieci, napięcia fazowego przekształtnika



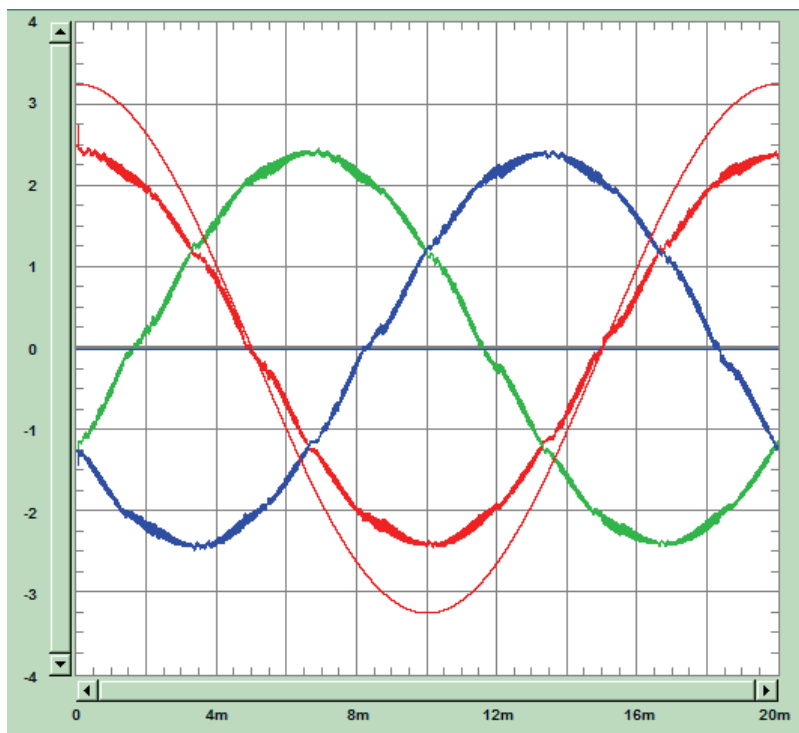
Rys. 7.3.76. Hodograf wektora przestrzennego napięć przekształtnika



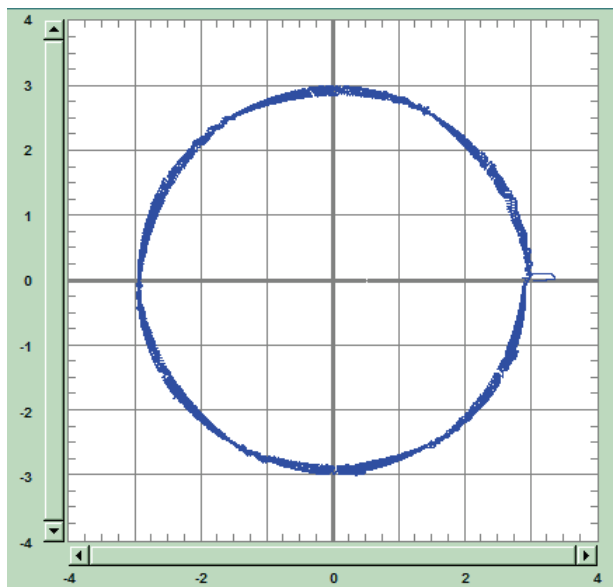
Rys. 7.3.77. Przebiegi czasowe prądów fazowych, filtrowanych napięć fazowych przekształtnika, napięcia fazowego sieci



Rys. 7.3.78. Hodograf filtrowanego wektora przestrzennego napięć przekształtnika

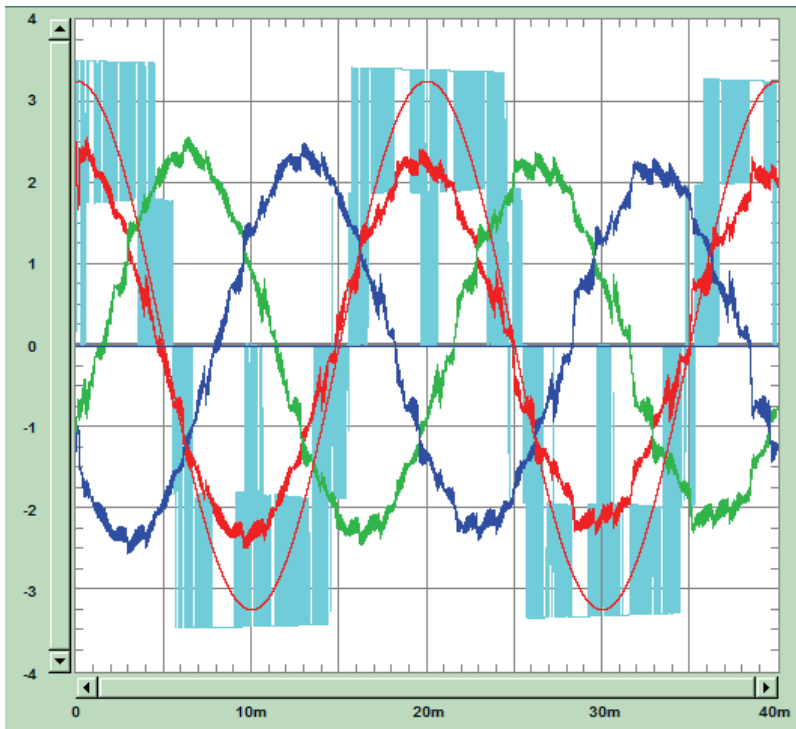


Rys. 7.3.79. Przebiegi czasowe prądów fazowych, napięcia fazowego sieci

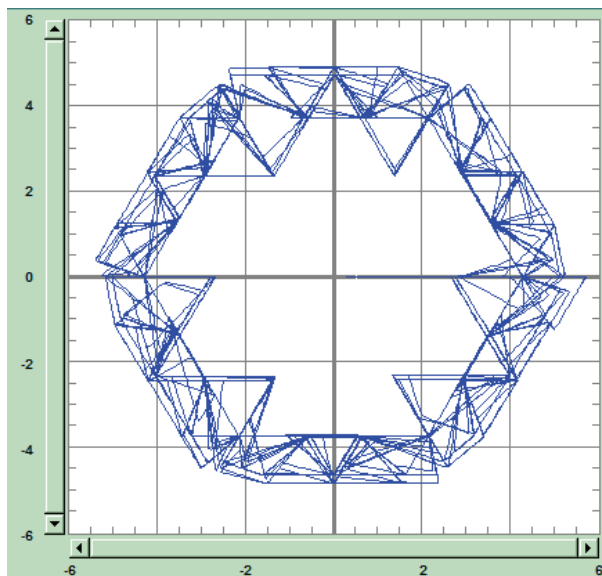


Rys. 7.3.80. Hodograf wektora przestrzennego prądów

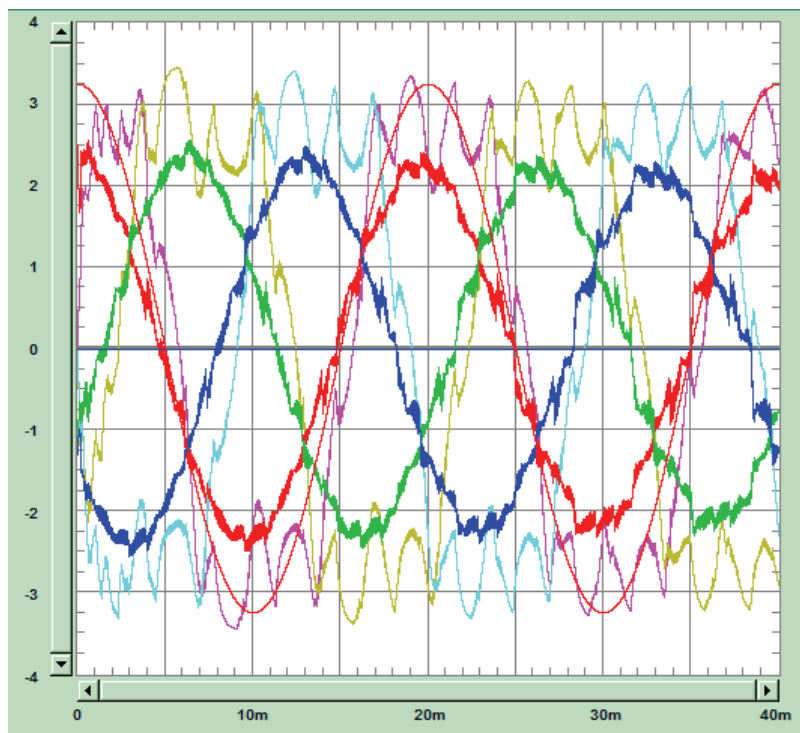
$$N=5 \quad f_{PWM} = 10kHz$$



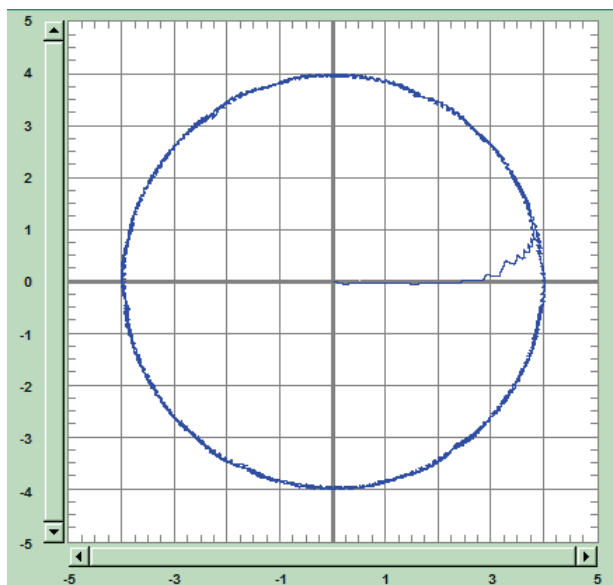
Rys. 7.3.81. Przebiegi czasowe prądów fazowych, napięcia fazowego sieci, napięcia fazowego przekształtnika



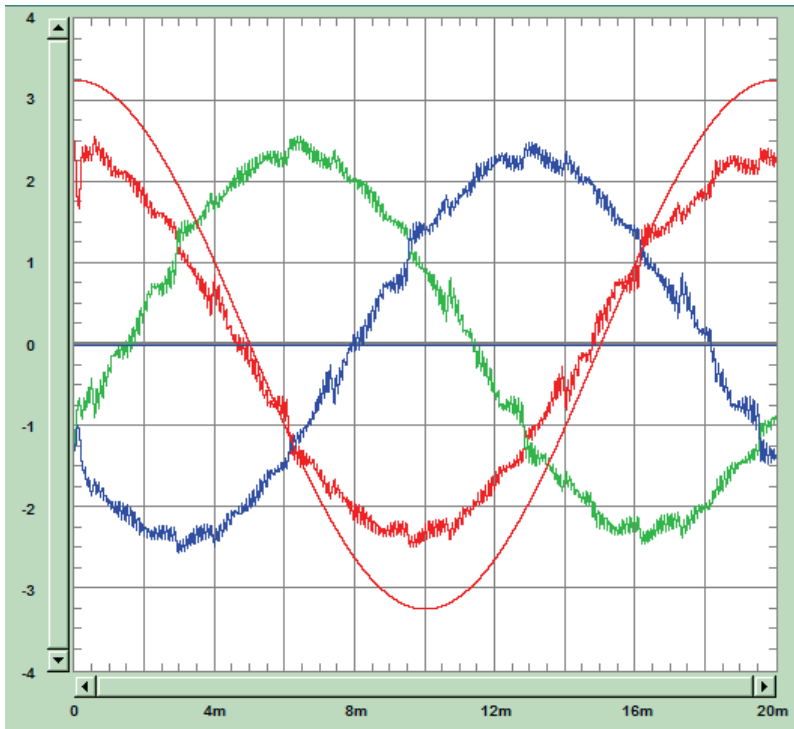
Rys. 7.3.82. Hodograf wektora przestrzennego napięć przekształtnika



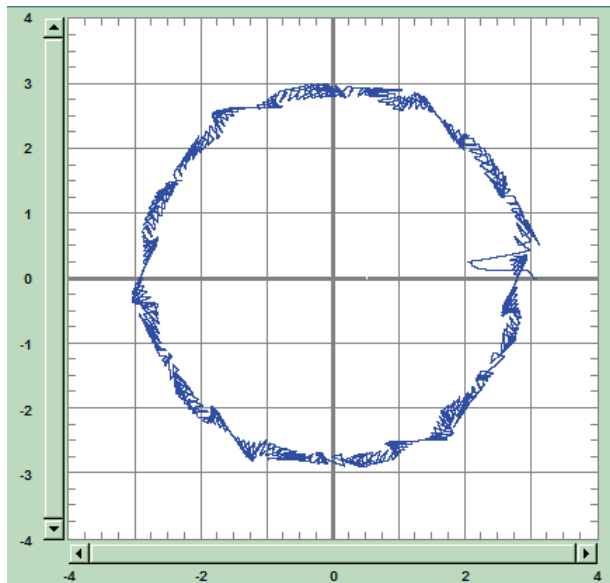
Rys. 7.3.83. Przebiegi czasowe prądów fazowych, filtrowanych napięć fazowych przekształtnika, napięcia fazowego sieci



Rys. 7.3.84. Hodograf filtrowanego wektora przestrzennego napięć przekształtnika

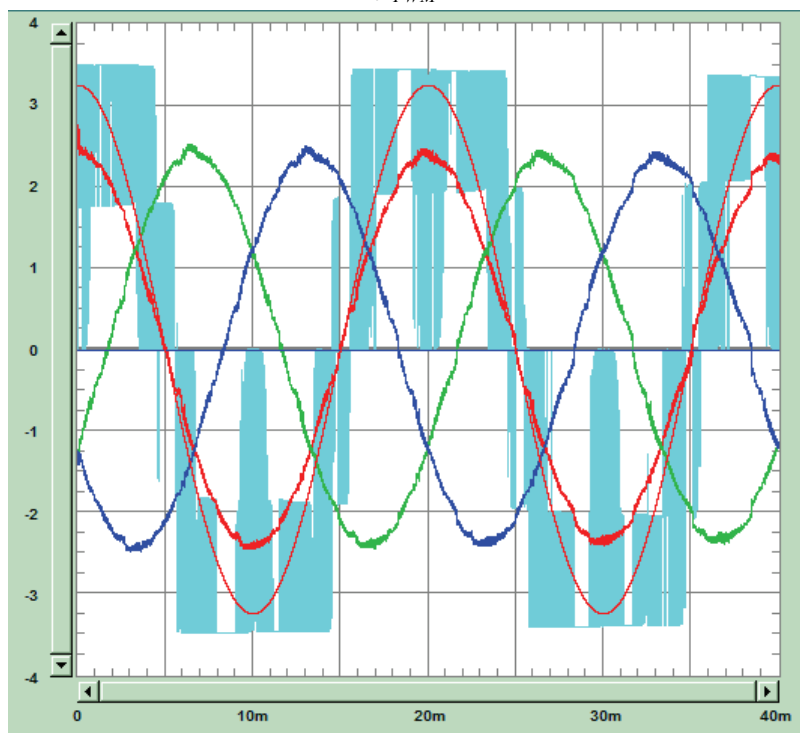


Rys. 7.3.85. Przebiegi czasowe prądów fazowych, napięcia fazowego sieci

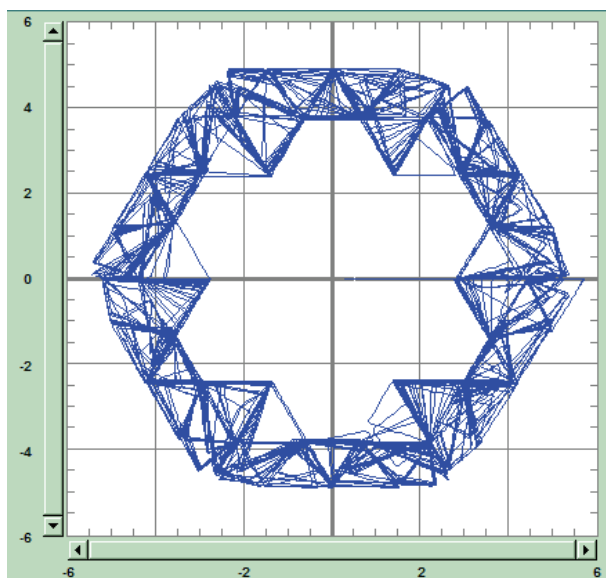


Rys. 7.3.86. Hodograf wektora przestrzennego prądów

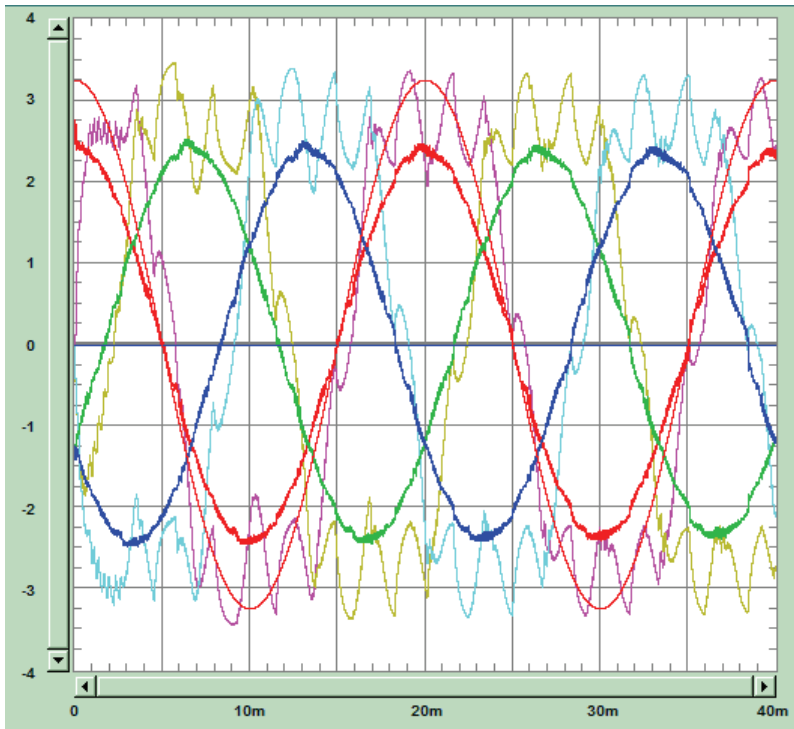
$$N = 5 \quad f_{PWM} = 30kHz$$



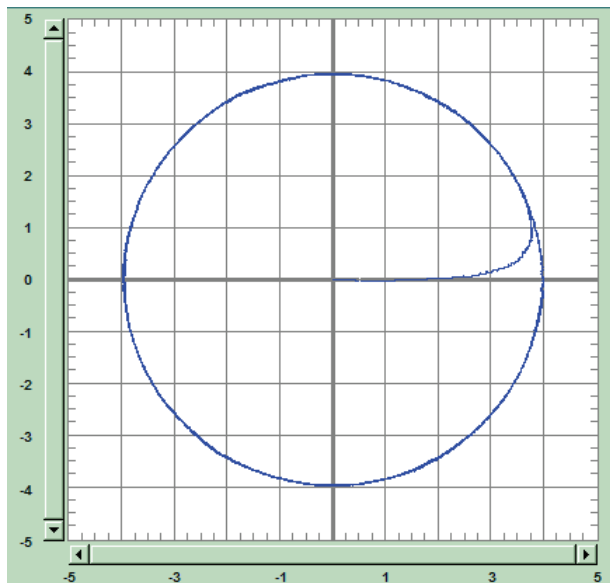
Rys. 7.3.87. Przebiegi czasowe prądów fazowych, napięcia fazowego sieci, napięcia fazowego przekształtnika



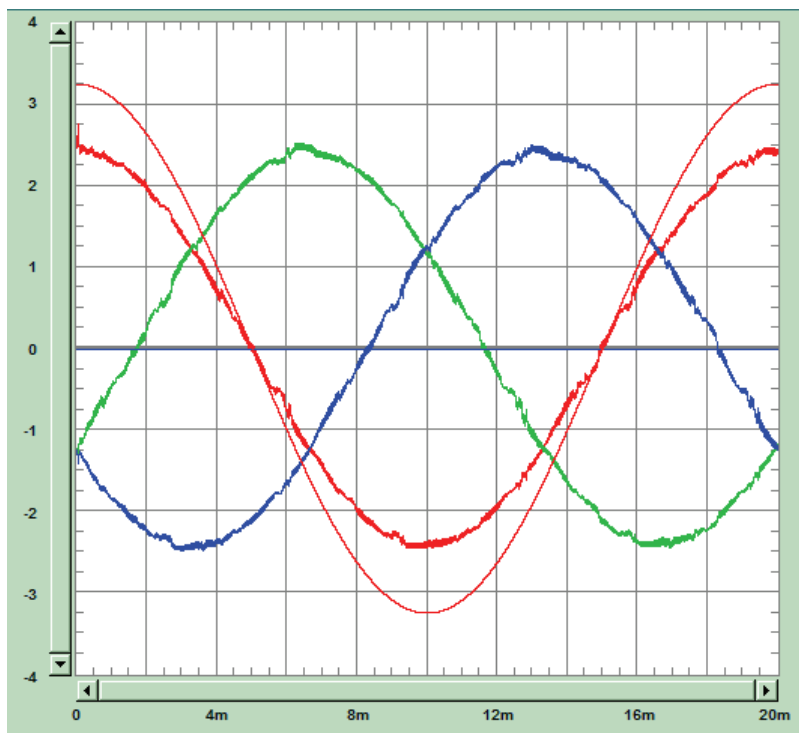
Rys. 7.3.88. Hodograf wektora przestrzennego napięć przekształtnika



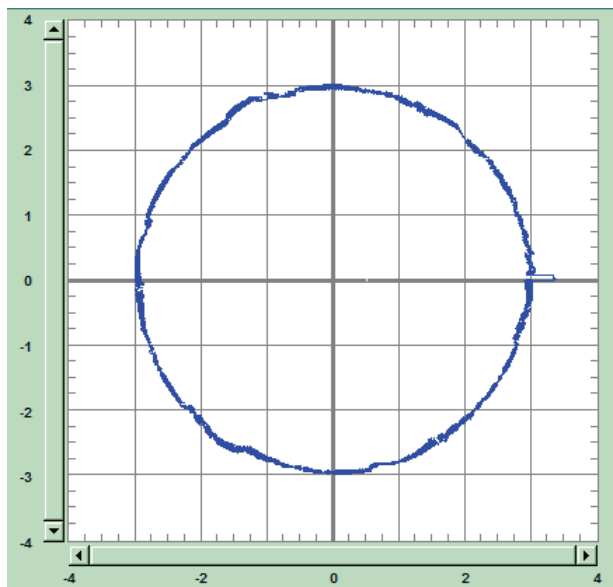
Rys. 7.3.89. Przebiegi czasowe prądów fazowych, filtrowanych napięć fazowych przekształtnika, napięcia fazowego sieci



Rys. 7.3.90. Hodograf filtrowanego wektora przestrzennego napięć przekształtnika



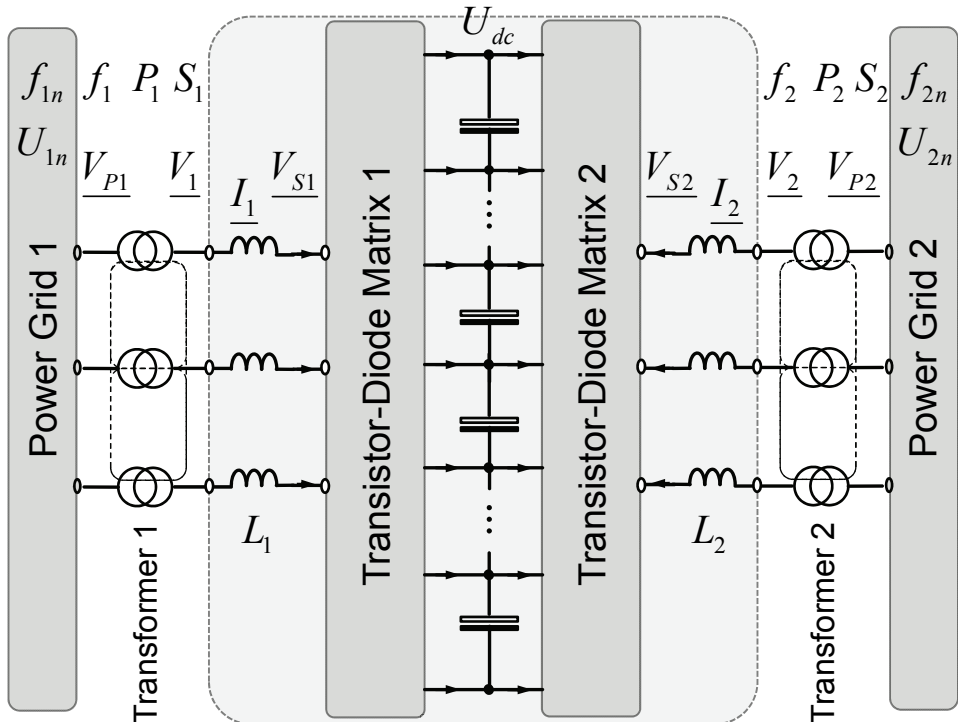
Rys. 7.3.91. Przebiegi czasowe prądów fazowych, napięcia fazowego sieci



Rys. 7.3.92. Hodograf wektora przestrzennego prądów

7.3.12. Przekształtniki wielopoziomowe pracujące jako sprzęgi systemów energetycznych

Nasuwającym się, na podstawie przeprowadzonej analizy, zakresem zastosowań wielopoziomowych przekształtników napięciowych są układy tak zwanych sprzęgów systemowych używanych do zapewnienia przepływu energii pomiędzy systemami energetycznymi o różnych nominalnych częstotliwościach i napięciach pracy bądź pomiędzy systemami o tej samej częstotliwości nominalnej i napięciu ale w przypadku gdy występują trudności w utrzymaniu ich synchronizacji. W układach tych, napięcia doprowadzone do obu stron sprzęgu bądź mają takie same amplitudy lub doprowadzamy do takich samych amplitud poprzez transformację tych napięć. Różnice częstotliwości pracy sprzęganych systemów wynikają z innego unormowania częstotliwości nominalnych lub z trudności synchronizacji systemów o tej samej częstotliwości nominalnej. Formą realizacji sprzęgu systemów energetycznych jest połączenie dwóch przekształtników sieciowych o takiej samej liczbie poziomów napięcia poprzez wspólny pojemnościowy dzielnik napięcia DC. Rysunek 7.3.93 przedstawia, w sposób poglądowy, schemat ideowy sprzęgu systemowego zbudowanego z dwóch wielopoziomowych przekształtników napięciowych ze wspólnym obwodem prądu stałego.



Rys. 7.3.93 Schemat układu sprzęgła systemów energetycznych

Podstawą do opracowania sprzęgu systemów energetycznych jest równanie (7.3.101). W przypadku bezstratnego sprzęgu systemów energetycznych moc czynna po stronie wejściowej i wyjściowej ma tę samą wartość bezwzględną lecz różni się co do znaku (7.3.253). Stan równowagi napięć pojemnościowego dzielnika DC występuje gdy wartości średnie prądu doprowadzanego przez jeden z przekształtników do punktu potencjałowego i pobieranego przez drugi są takie same. Zachodzi to jeżeli kąty występujące w równaniu (7.3.101) są takie same. Wymaga to spełnienia warunku równości modułów wektorów przestrzennych napięć strony AC przekształtników (7.3.256).

$$f_1 \neq f_2 \quad (7.3.250)$$

$$R_1 = R_2 = 0 \quad (7.3.251)$$

$$\omega L_1 = \omega L_2 \quad (7.3.252)$$

$$P_1 = -P_2 \quad (7.3.253)$$

$$Q_1 = Q_2 \quad (7.3.254)$$

$$\underline{V}_1 = \underline{V}_2 \quad (7.3.255)$$

$$|\underline{V}_{S1}| = |\underline{V}_{S2}| \quad (7.3.256)$$

$$\underline{V}_{L1} = -\underline{V}_{L2} \quad (7.3.257)$$

$$\underline{I}_1 = -\underline{I}_2 \quad (7.3.258)$$

$$P_{S1} = -P_{S2} \quad (7.3.259)$$

$$Q_{S1} = Q_{S2} \quad (7.3.260)$$

gdzie: f_1, f_2 - częstotliwości sprzęganych systemów elektroenergetycznych,

P_1, P_2 - wartości mocy czynnych sprzęganych systemów elektroenergetycznych,

Q_1, Q_2 - wartości mocy biernych sprzęganych systemów elektroenergetycznych,

$\underline{V}_1, \underline{V}_2$ - wartości napięć sprzęganych systemów elektroenergetycznych,

$\underline{V}_{S1}, \underline{V}_{S2}$ - wartości napięć przekształtników sprzęganych systemów elektroenergetycznych,

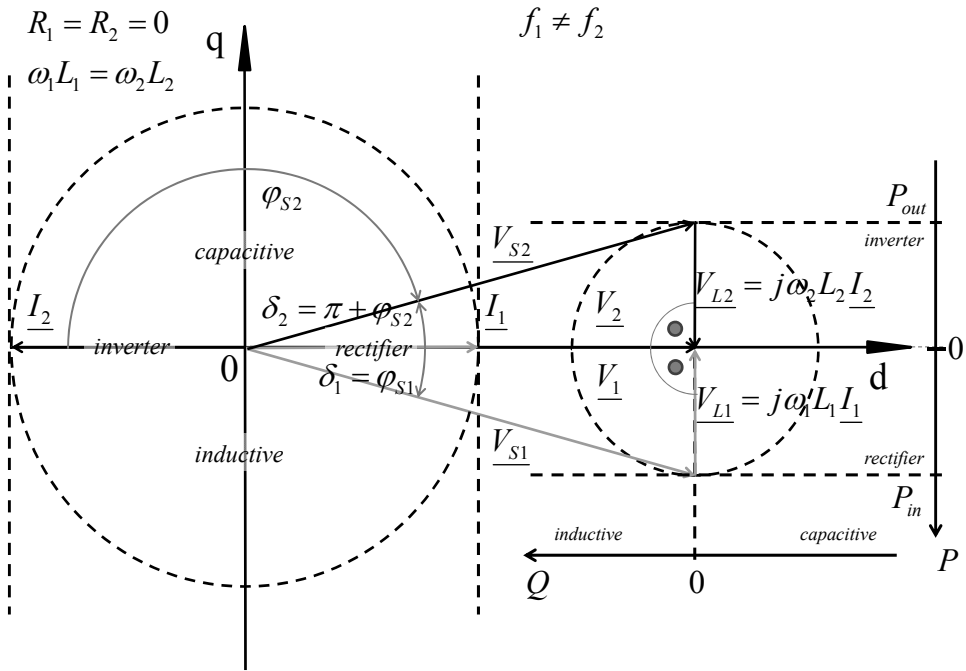
$\underline{V}_{L1}, \underline{V}_{L2}$ - wartości napięć dławików indukcyjnych sprzęganych systemów elektroenergetycznych,

$\underline{I}_1, \underline{I}_2$ - wartości prądów przekształtników sprzęganych systemów elektroenergetycznych,

P_{S1}, P_{S2} - wartości mocy czynnych na zaciskach prądu przemiennego matryc tranzystorowo-diodowych sprzęganych systemów elektroenergetycznych,

Q_{S1}, Q_{S2} - wartości mocy biernych na zaciskach prądu przemiennego matryc tranzystorowo-diodowych sprzęganych systemów elektroenergetycznych.

Rysunek przedstawia wykres wektorowy ilustrujący zasadę pracy sprzęgła systemowego.



Rys. 7.3.94 Wykres wektorowy sprzęgła systemów energetycznych

Występująca, w układzie rzeczywistym, nierównowaga wartości średnich prądów (7.3.262) będzie wynikała z nieidealnej sprawności przetwarzania energii przez układy przekształtnikowe sprzęgu.

$$\frac{\tilde{I}_{hCout}}{\tilde{I}_{hCin}} = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \eta \quad (7.3.261)$$

$$\Delta \tilde{I}_{hc} = \tilde{I}_{hCin} - \tilde{I}_{hCout} = (1 - \eta) \tilde{I}_{hCin} = \left(\frac{1}{\eta} - 1 \right) \tilde{I}_{hCout} \quad (7.3.262)$$

gdzie: $\tilde{I}_{hCout}$ - estymata wartości średniej prądu zasilającego punkt potencjałowy h przekształtnika oddającego energię do systemu elektroenergetycznego,

$\tilde{I}_{hCin}$ - estymata wartości średniej prądu zasilającego punkt potencjałowy h przekształtnika pobierającego energię z systemu elektroenergetycznego,

P_{out} - moc czynna przekształtnika oddającego energię do systemu elektroenergetycznego,

P_{in} - moc czynna przekształtnika pobierającego energię z systemu elektroenergetycznego,

η - współczynnik sprawności sprzęgu systemów elektroenergetycznych,

$\tilde{\Delta}_{hC}$ - różnica estymat wartości średniej prądu zasilającego punkt potencjałowy h przekształtnika pobierającego energię z systemu elektroenergetycznego i przekształtnika oddającego energię do systemu elektroenergetycznego.

Należy zauważyć, że zależność (7.3.261) jest słuszna jeżeli współczynniki modulacji napięć przekształtników składowych są równe, niezależnie od tego jaką wartość mają napięcia. Wynik pomimo, że otrzymany dla przekształtnika sterowanego według sinusoidalnej metody PWM pozostaje słuszny także dla innego sposobu kształtowania napięć strony AC jeżeli tylko względne czasy trwania danego poziomu napięcia pozostaną niezmienione a prąd można z dobrym przybliżeniem traktować jako sinusoidalny. Możliwe zatem jest zastosowanie metody kształtowania napięcia wejściowego przekształtnika w postaci przebiegu schodkowego aproksymującego przebieg sinusoidalny, bez użycia metody modulacji szerokości impulsów. Ten sposób kształtowania napięcia jest bardziej użyteczny, ze względu na mniejsze straty mocy przełączania oraz ograniczenia szybkości przełączeń, w przypadku układów sprzęgów systemowych, układów dużych mocy. Aczkolwiek, należy zauważyć, że straty mocy przełączania w przypadku wielopoziomowego przekształtnika napięciowego nie zależą od całego napięcia U_{dc} lecz od napięcia na łączniku półprzewodnikowym równego $U_{dc} / (N - 1)$. Tak więc równomierny rozkład napięcia blokowania na poszczególne łączniki elektroniczne jest szczególnie użyteczny dla realizacji sprzęgów systemowych pracujących przy napięciach rzędu dziesiątek lub nawet setek kilowoltów.

7.3.13. Podsumowanie

W rozdziale omówiono właściwości, metody sterowania i modulacji napięcia rodziny wielopoziomowych przekształtników napięciowych z diodami poziomującymi. W ramach wykonanych prac dokonano analizy właściwości rodziny przekształtników, zaproponowano metody modulacji napięcia, dokonano analiz pracy przekształtników sieciowych przy zastosowaniu poszczególnych metod modulacji. Jako podstawę, do określenia właściwości elektrycznych, opracowano uogólniony model przekształtnika napięciowego z diodami poziomującymi o przyjętej arbitralnie liczbie poziomów napięcia. Ponieważ opis matematyczny uwzględnia stan każdego z tranzystorów, nadaje się on również do symulacji stanów awaryjnych przekształtnika. Zaprezentowany w pracy model uogólnionego N - poziomowego przekształtnika napięciowego z diodami poziomującymi jest zgodny z modelami poszczególnych prostych przekształtników napięciowych. Przyjęty opis modelu uwzględnia działanie przekształtnika

w trakcie trwania czasów martwych, gdy wytwarzane napięcie wejściowe zależy od znaku prądu. Wykazano, że napięcie przekształtnika w trakcie czasu martwego jest równe napięciu występującemu na wejściu przekształtnika przed lub po przełączeniu (7.3.106). Przedstawiono metodę modulacji sinusoidalnej napięcia przekształtnika oraz przeprowadzono analizę jej właściwości. W szczególności, badano warunki pracy kondensatorów wyjściowego, pojemnościowego dzielnika napięcia. Wykazano, że zachowanie równowagi napięć kondensatorów, w przypadku stosowania modulacji sinusoidalnej, jest możliwe jedynie dla przekształtników dwu i trzy poziomowego. W przypadku układów o większej liczbie poziomów napięcia przekształcających moc czynną, konieczne jest stosowanie dodatkowych układów równoważących napięcia dzielnika pojemnościowego. Oznacza to realizację napięć dzielnika napięcia stałego za pomocą aktywnych źródeł napięciowych. Wyznaczono wektory przestrzenne napięć wytwarzanych w trakcie czasu martwego oraz dokonano analizy ich położenia geometrycznego. Zaproponowano metodę kompensacji wpływu czasu martwego na uśredniony wektor przestrzenny napięć wytwarzany w okresie modulacji. Przedstawiono, opracowaną dla N - poziomowego przekształtnika napięciowego z diodami poziomującymi, metodę modulacji wektora przestrzennego napięć. Nakreślono, złożony problem równoważenia napięć pojemnościowego dzielnika napięcia. W opracowanej metodzie modulacji wybór podzbioru bazowych wektorów przestrzennych napięć dokonywany jest na podstawie równań algebraicznych określających uśredniony wektor przestrzenny napięć w funkcji uśrednionych różnic poziomów napięć (7.3.147). Następnie wybierane są całkowite różnice poziomów napięć (7.3.153) wyznaczające przedział w którym leży uśredniona wartość różnicy poziomów. W tym zakresie, metoda modulacji wektora przestrzennego napięć może być stosowana w odniesieniu do dowolnej struktury przekształtnika napięciowego o równomiernym rozłożeniu poziomów napięć realizowanych na wejściu przekształtnika. Wyboru bazowych wektorów przestrzennych, wykorzystywanych w danym okresie modulacji, spośród nadmiarowych realizacji bazowych wektorów przestrzennych napięć, różniących się wartością składowej zerowej napięcia i wartościami prądów ładujących kondensatory dzielnika napięcia wyjściowego, dokonano na podstawie kryterium równowagi napięć kondensatorów tego dzielnika. Zamieszczono wyniki symulacji działania dwupoziomowego, trójpoziomowego, czteropoziomowego i pięciopoziomowego przekształtnika napięcia z diodami poziomującymi. Przedstawione analizy teoretyczne oraz symulacyjne wskazują, że jedynie trójpoziomowy przekształtnik napięciowy z diodami poziomującymi posiada właściwości pozwalające równoważyć napięcia wyjściowego dzielnika pojemnościowego bez stosowania dodatkowych obwodów równoważących. Na podstawie symulacji można stwierdzić, że napięcie przekształtnika jest przez układ modulatora utrzymywane na względnie wysokiej wartości co powoduje, że większość mocy czynnej przekazywana jest do szyn obwodu DC. Potwierdza to wnioski wypływające z analizy otrzymanej dla przypadku modulacji sinusoidalnej. Stwierdzono, że jakość napięcia wytwarzanego

przez przekształtnik zależy od promienia trajektorii jaką zatacza uśredniony wektor przestrzenny napięć w przestrzeni rozpiętej na zbiorze bazowych wektorów przestrzennych napięć. Przedstawiono metodę modulacji czasowej oraz jej ujęcie wektorowe.

Z praktycznego punktu widzenia istotny jest zakres zastosowań struktur przekształtników wielopoziomowych. Układy tego typu przekształtników stosuje się w zestawach przekształtnik sieciowy - przekształtnik maszynowy do napędu maszyn prądu przemiennego wykorzystujących wspólny pojemnościowy dzielnik napięcia stałego. W tym przypadku warunkiem równowagi napięć wyjściowych jest występowanie równych wartości średnich prądów dostarczanych do i pobieranych z danego punktu potencjałowego dzielnika przez przekształtniki składowe. Jednakże, nawet w tych układach równowaga napięć dzielnika wyjściowego jest możliwa jedynie w przypadku pracy obydwóch przekształtników z tym samym współczynnikiem modulacji napięcia (7.3.101). W ogólnym przypadku, wymagany jest pobór z sieci zasilającej mocy biernej przesunięcia o odpowiedniej wartości $[P_5, P_1]$, co prowadzi do zmniejszenia współczynnika mocy przesunięcia i tym samym niespełnienia warunków czystej konwersji mocy. Powyższe rozważania wskazują na bardzo silne ograniczenia dotyczące stosowalności przekształtników napięciowych z diodami poziomującymi o liczbie poziomów większej od trzech. Jednocześnie, przeprowadzona dla przypadku modulacji sinusoidalnej, analiza równoważenia napięć kondensatorów dzielnika pojemnościowego wykazała, że przekształtnik o dowolnej liczbie poziomów napięcia pozostaje w stanie równowagi jeżeli nie pobiera ani nie oddaje mocy czynnej (7.3.101). Wynika stąd, że wielopoziomowe przekształtniki napięcia z diodami poziomującymi mogą być stosowane jako układy kompensatorów mocy biernej. Potwierdzają to prace dotyczące zastosowania przekształtnika jedenastopoziomowego z diodami poziomującymi jako kompensatora mocy biernej i mocy odkształcenia w układach aktywnych filtrów mocy [S9]. Zaproponowano i uzasadniono celowość wykorzystania przekształtników wielopoziomowych z diodami poziomującymi do budowy sprzęgów systemowych. Przedstawiono analizę równoważenia napięć dzielnika napięcia układu sprzęgu systemowego. W przypadku realizacji energetycznego sprzęgu systemowego w postaci dwóch wielopoziomowych przekształtników z diodami poziomującymi ze wspólnym dzielnikiem napięciowym, poziom niezrównoważenia prądów przekształtnika zasilającego i przekształtnika obciążającego punkt potencjałowy dzielnika napięcia DC (7.3.262) zależy od sprawności energetycznej sprzęgu (7.3.261).

8. PODSUMOWANIE

Na podstawie przeprowadzonych badań teoretycznych, symulacyjnych i eksperymentalnych autor sformułował następujące wnioski ogólne:

1. Tak zwane przekształtniki sieciowe, pracujące w trybach prostownika, falownika bądź kompensatora mocy biernej i mocy odkształcenia, ze względu na ich połączenie z siecią zasilającą o stosunkowo niskiej wartości impedancji wewnętrznej oraz stałej, niezależnej od przekształtnika, częstotliwości poprzez dławiki o niewielkich reaktancjach, wymagają bardzo precyzyjnego sterowania wartościami chwilowymi napięć strony AC przekształtnika.
2. W celu osiągnięcia wymaganej precyzji sterowania napięć konieczne jest stosowanie zarówno precyzyjnych metod sterowania prądu i modulacji napięcia przekształtnika. Przez precyzję wytwarzania napięcia rozumie się prawie idealną jego synchronizację do napięcia sieci oraz kształtowanie jego profilu harmonicznego.
3. W celu zapewnienia poprawnej synchronizacji i zmniejszenia wpływu opóźnienia sterowania realizowanego z użyciem systemu mikroprocesorowego stosuje się metody sterowania z predykcją wartości prądu.
4. Precyzję sterowania napięcia osiąga się poprzez zwiększenie liczby skwantowanych poziomów napięcia realizowanych przez przekształtnik oraz stosowanie precyzyjnych metod modulacji napięcia.
5. Konieczność stosowania czasu martwego pomiędzy kombinacjami włączeń łączników elektronicznych realizujących określone poziomy napięcia powoduje odkształcenia napięć strony AC przekształtnika i w konsekwencji odkształcenie prądów przekształtnika.
6. Poprawna kompensacja wpływu czasu martwego na napięcia przekształtnika wymaga poprawnego rozpoznania znaków prądów fazowych.
7. Zwiększenie liczby poziomów napięcia przekształtnika wielopoziomowego nie zawsze prowadzi do zwiększenia precyzji wytwarzania napięcia. W przestrzeni wektorów przestrzennych napięć istnieją obszary o różnej dokładności wytwarzania napięcia uśrednionego.
8. Rodzina wielopoziomowych przekształtników napięcia z diodami poziomującymi wymaga utworzenia wielopoziomowego źródła napięcia DC. Ze względów ekonomicznych, źródło to jest przeważnie realizowane przy

użyciu kondensatorów o względnie dużych pojemnościach, rzadko przy pomocy źródeł aktywnych. Realizacja wielopoziomowego źródła napięcia stałego przy pomocy dzielnika pojemnościowego stwarza problemy z równoważeniem jego napięć. Jedynie dla struktury trójpoziomowej istnieje proste rozwiązanie problemu równoważenia napięć źródła DC. W strukturze dwupoziomowej, będącej jednocześnie układem podstawowym dla wszystkich rodzin przekształtników wielopoziomowych, problem równoważenia napięć nie istnieje. Koncepcje stosowania układów wielopoziomowego przekształtnika sieciowego i przekształtnika napędowego o większej od trzech ilości poziomów napięcia, ze współdzielonym źródłem napięcia DC realizowanym z użyciem kondensatorów, mają bardzo ograniczone zastosowanie.

9. Wyniki badań teoretycznych wskazują, że w przekształtnikach wielopoziomowych z diodami poziomującymi, w przypadku pracy z zerową wartością mocy czynnej, nie występuje problem równoważenia napięć dzielnika pojemnościowego. Z tego powodu mogą one pełnić rolę układów kompensatorów mocy biernej i odkształcenia.
10. Wyniki badań teoretycznych wskazują na szczególną użyteczność wielopoziomowych przekształtników z diodami poziomującymi do realizacji energetycznych sprzęgów systemowych, pozwalających na przepływ energii pomiędzy systemami energetycznymi o różnej częstotliwości pracy.

Za oryginalne osiągnięcia przedstawione w niniejszej pracy autor uważa:

1. Opracowanie metod modulacji wektora przestrzennego napięć dwupoziomowego przekształtnika o napięciowym obwodzie pośredniczącym. Opracowane metody realizują:
 - model matematyczny dwupoziomowego przekształtnika napięcia,
 - wektorowe ujęcie wpływu czasu martwego na napięcia przekształtnika,
 - kompensację wpływu czasu martwego na napięcia przekształtnika,
 - niewielkie zniekształcenia przebiegu prądu fazowego,
 - pracę przy prawie jednostkowym współczynniku mocy.
2. Opracowanie precyzyjnej metody modulacji wektora przestrzennego napięć prostownika Vienna. W opracowanej metodzie modulacji rozwiązano następujące problemy:
 - opracowanie modelu matematycznego prostownika Vienna,
 - efektywne wyznaczanie bazowych wektorów przestrzennych napięć aktywnych w danym okresie modulacji – wykorzystanie analogii

- geometrycznej do układu przekształtnika o dwupoziomowym napięciu AC,
- równoważenie napięcia wyjściowego,
 - kontrolowane przejście pomiędzy sektorami prądu,
 - niewielkie zniekształcenia przebiegu prądu fazowego,
 - pracę przy prawie jednostkowym współczynniku mocy.
3. Opracowanie metody modulacji wektora przestrzennego napięć uogólnionego N - poziomowego przekształtnika napięciowego z diodami poziomującymi.
 - opracowanie modelu matematycznego N - poziomowego przekształtnika napięciowego z diodami poziomującymi,
 - metoda charakteryzuje się optymalnym w sensie równowagi napięć dzielnika pojemnościowego wyborem składowej zerowej wektorów przestrzennych napięć.
 4. Opracowanie metod modulacji czasowej N – poziomowego przekształtnika napięciowego z diodami poziomującymi:
 - metody z napięciem schodkowym aproksymującym przebieg harmoniczny poprzez minimalizację wartości skutecznej błędu odwzorowania napięcia,
 - metody z napięciem kształtowanym poprzez definicję jego profilu harmonicznego: założenie amplitudy harmonicznej podstawowej i eliminację wybranych wyższych harmonicznych.
 5. Określenie właściwości N – poziomowego przekształtnika napięciowego z diodami poziomującymi:
 - wyznaczono wartości średnie prądów dzielnika napięcia DC,
 - wyznaczono wektory przestrzenne napięć występujące w trakcie czasu martwego dla różnych konfiguracji przełączanych bazowych wektorów przestrzennych napięć, pomiędzy którymi następuje przełączenie,
 - wyznaczenie hodografów wektora przestrzennego napięć występujących w przypadku opracowanych modulacji czasowych.
 6. Wykonanie badań symulacyjnych i eksperymentalnych analizowanych przekształtników napięciowych sterowanych według opracowanych metod.

Autor wyraża nadzieję, że przedstawione badania, oprócz znaczenia poznawczego, posiadają aspekt praktyczny i przyczynią się do udoskonalenia struktur układów sterowania i modulacji przekształtników napięciowych. Ocenę w jakim stopniu udało się zrealizować postawione cele oraz istotności przedstawionych rozwiązań, autor pozostawia wnikliwości i osądowi czytelnika.

9. DODATKI

9.1. WSPÓŁCZYNNIK THD

Istotnym elementem świadczącym o jakości przekształtnika jest pobierany przez niego prąd. Jako kryterium jakości prądu pobieranego przez przekształtnik z sieci zasilającej stosuje się prądowy współczynnik THDi (9.1) lub rzadziej w postaci (9.2). Analogiczne postaci współczynnika THD stosuje się w przypadku oceny jakości napięcia sieci zasilającej (9.6), (9.7).

$$THDi = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} = \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2}}{I_1} = \sqrt{\left(\frac{I}{I_1}\right)^2 - 1} \quad (9.1)$$

$$THDi^H = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^H I_h^2}}{I_1} \quad (9.2)$$

$$I = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2} \quad (9.3)$$

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} i^2 dt} \quad (9.4)$$

$$I^H = \sqrt{\sum_{h=1}^H I_h^2} \quad (9.5)$$

$$THDu = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} U_h^2}}{U_1} = \frac{\sqrt{U^2 - U_1^2}}{U_1} = \sqrt{\left(\frac{U}{U_1}\right)^2 - 1} \quad (9.6)$$

$$THDu^H = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^H U_h^2}}{U_1} \quad (9.7)$$

$$U = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} U_h^2} \quad (9.8)$$

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} u^2 dt} \quad (9.9)$$

$$U^H = \sqrt{\sum_{h=1}^H U_h^2} \quad (9.10)$$

gdzie: h - numer harmonicznej,

H - liczba istotnych harmonicznych,

T - okres przebiegów prądu i napięcia,

i - wartość chwilowa prądu,

$THDi$ - całkowity współczynnik odkształcenia prądu,

I_h - wartość skuteczna harmonicznej prądu o numerze h ,

I_1 - wartość skuteczna harmonicznej podstawowej prądu,

I - wartość skuteczna prądu,

$THDi^H$ - całkowity współczynnik odkształcenia prądu wyznaczony na podstawie jego H kolejnych harmonicznych,

I^H - wartość skuteczna H kolejnych harmonicznych prądu,

u - wartość chwilowa napięcia,

$THDu$ - całkowity współczynnik odkształcenia napięcia,

U_h - wartość skuteczna harmonicznej napięcia o numerze h ,

U_1 - wartość skuteczna harmonicznej podstawowej napięcia,

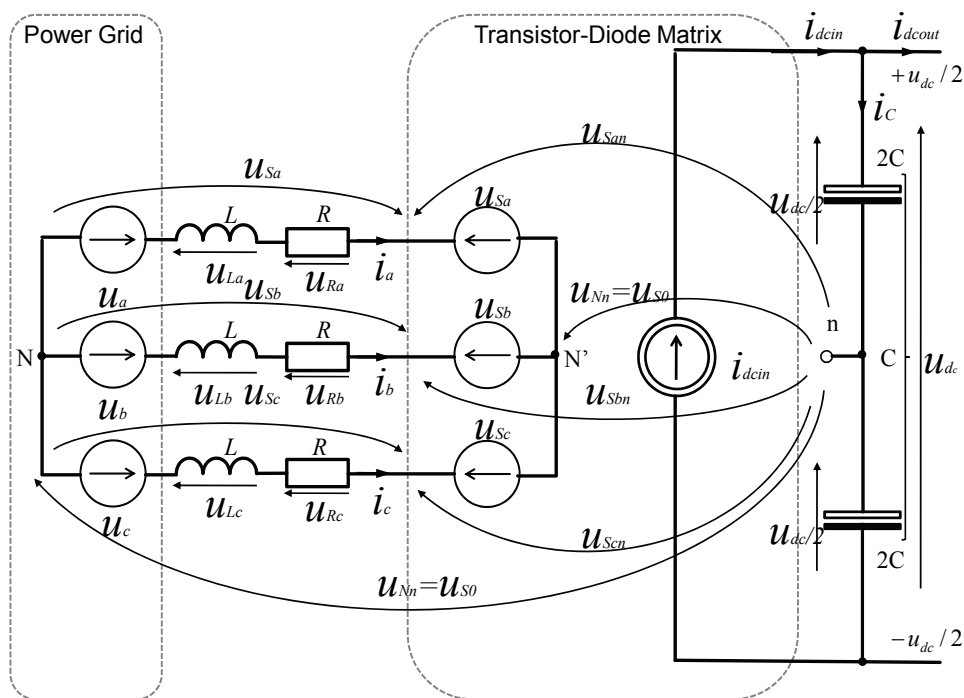
U - wartość skuteczna napięcia,

$THDu^H$ - całkowity współczynnik odkształcenia napięcia wyznaczony na podstawie jego H kolejnych harmonicznych,

U^H - wartość skuteczna H kolejnych harmonicznych napięcia.

W wyrażeniach (9.1) i (9.6) pozwalających w sposób dokładny określić wartość współczynnika THD występuje wartość skuteczna przebiegu prądu (9.3) lub napięcia (9.8), które dokładnie określają związki definicyjne wartości skutecznych (9.4), (9.9). Do pewnych celów przydatne mogą być częściowe, ograniczone do pierwszych H harmonicznych, oszacowania wartości skutecznych prądów (9.5) i napięć (9.10).

Na rysunku 9.1 przedstawiono schemat zastępczy przekształtnika napięciowego, dla którego to podjęto próbę zdefiniowania adekwatnych wskaźników jakości konwersji energii elektrycznej.



Rys. 9.1. Schemat zastępczy przekształtnika napięciowego zasilanego z sieci o zerowej wartości impedancji wyjściowej

Współczynniki (9.1) i (9.6) wyznaczone dla prądu pobieranego przez przekształtnik z sieci zasilającej i dla napięcia sieci zasilającej nie mogą być bezpośrednim kryterium oceny jakości modulacji napięcia przekształtnika. Należy zdefiniować współczynnik bezpośrednio odnoszący się do widma przebiegu napięcia AC przekształtnika.

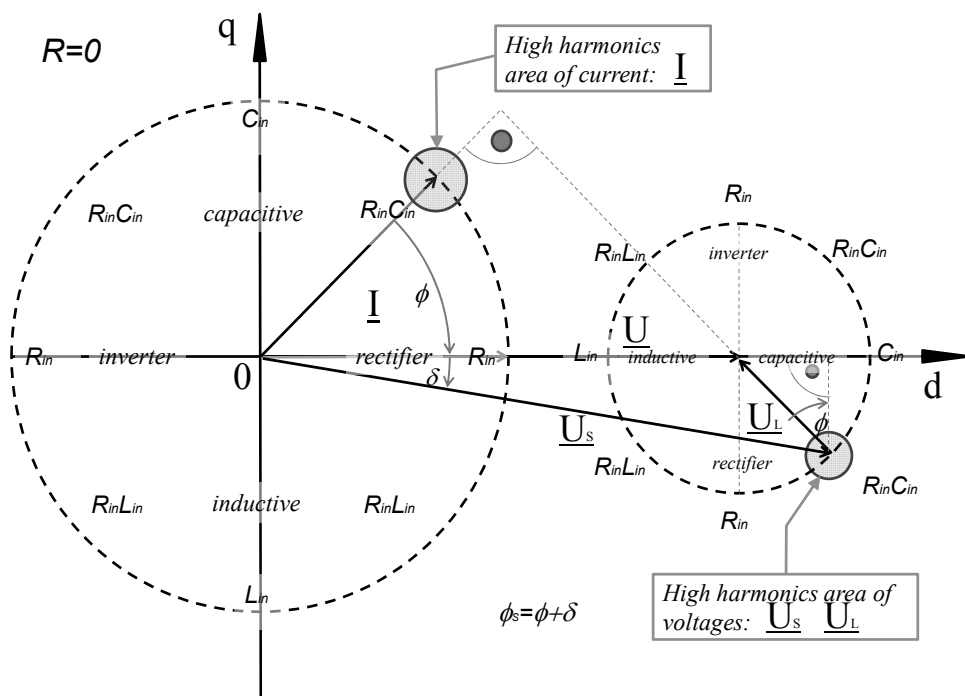
Stosowanie definicji współczynnika THDu (9.6), (9.7) w przypadku impulsowych przebiegów napięć wejściowych przekształtników daje bardzo duże (większe od jedności) wartości tego współczynnika, które nie odzwierciedlają wpływu wyższych harmonicznych napięcia wytwarzanych przez przekształtnik na prąd pobierany przez ten przekształtnik z sieci zasilającej. Fakt ten zdaje się zauważać wielu autorów proponując do oceny jakości napięcia wytwarzanego przez przekształtnik, odmienne od klasycznej (9.6) definicje współczynnika THD [14].

Z drugiej strony przebieg tego napięcia określa jakość prądu pobieranego przez przekształtnik i dlatego ocena jego powinna stanowić ważne kryterium jakości działania przekształtnika. Wobec powyższych konkluzji, zdecydowano się wprowadzić definicję współczynnika napięciowego THD_{hu} (9.11) wywodzącą się wprost z definicji prądowego współczynnika THDi (9.2).

W analizie przyjęto następujące założenia upraszczające:

1. napięcie sieci nie zawiera wyższych harmonicznych, wobec czego wyższe harmoniczne wytwarzane przez przekształtnik – obecne w napięciu wejściowym przekształtnika występują również w napięciu dławika i mają tę samą amplitudę, a moc czynna dostarczana jest jedynie przez składowe podstawowe napięcia i prądu,
2. straty energii w dławikach wejściowych są pomijalnie małe.

Do dalszej analizy użyteczny jest rysunek 9.2.



Rys. 9.2. Ilustracja koncepcji wyznaczania współczynnika THD w przypadku sieci niezakłóconej

W wyniku otrzymano estymator prądowego współczynnika THDi (9.11), który można traktować jako zmodyfikowaną definicję napięciowego współczynnika THDhu obliczanego dla napięcia dławika indukcyjnego, które w bezpośredni sposób wpływa na przebieg prądu.

$$THD\tilde{i} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{U_h}{\omega_h L} \right)^2}}{\frac{U_{L1}}{\omega L}} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{U_h}{h \omega L} \right)^2}}{\frac{U_{L1}}{\omega L}} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{U_h}{h} \right)^2}}{U_{L1}} = THDhu(u_L) \quad (9.11)$$

$$I_1 = \frac{U_{L1}}{\omega L} \quad (9.12)$$

$$I_h = \frac{U_{Lh}}{\omega_h L} = \frac{U_{Lh}}{h \omega L} \quad (9.13)$$

$$U_{L1} = \sqrt{U_{s1}^2 \sin^2 \delta + (U_{s1} \cos \delta - U_1)^2} \quad (9.14)$$

$$P = 3U_1 I_1 \cos \varphi \quad (9.15)$$

gdzie: $THD \tilde{i}$ - estymator całkowitego współczynnika odkształcenia prądu,

U_{L1} - wartość skuteczna harmoniczej podstawowej napięcia dławika indukcyjnego,

U_{Lh} - wartość skuteczna harmoniczej o numerze h napięcia dławika indukcyjnego,

ω - częstotliwość kątowna napięcia sieci zasilającej,

ω_h - częstotliwość kątowna harmoniczej o numerze h napięcia dławika indukcyjnego,

L - indukcyjność dławika separacyjnego,

$THDhu(u_L)$ - zmodyfikowany, całkowity współczynnik odkształcenia napięcia dławika separacyjnego,

U_1 - wartość skuteczna harmoniczej podstawowej napięcia sieci zasilającej,

U_{s1} - wartość skuteczna harmoniczej podstawowej napięcia przekształtnika,

δ - kąt, o który napięcie przekształtnika opóźnia się względem napięcia sieci,

φ - kąt przesunięcia fazowego harmoniczych podstawowych prądu i napięcia,

P - moc czynna na wejściu przekształtnika, przenoszona przez harmoniczne podstawowe prądów i napięć.

Zastępując w równaniu (9.11) wartość skuteczną pierwszej harmoniczej napięcia dławika wyrażeniem (9.14) bądź wartość skuteczną pierwszej harmoniczej prądu wyrażeniem (9.12) otrzymujemy odpowiednio równania (9.16) i (9.17). Równanie (9.16) opisuje wpływ sterowania przekształtnika na prądowy współczynnik THDi.

$$THD\tilde{i} = THDhu(u_L) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{U_h}{h}\right)^2}}{U_{L1}} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{U_h}{h}\right)^2}}{\sqrt{U_{S1}^2 \sin^2 \delta + (U_{S1} \cos \delta - U_1)^2}} \quad (9.16)$$

Natomiast równanie (9.17) mówi jaki wpływ na prądowy współczynnik THDi ma wartość mocy czynnej pobieranej przez przekształtnik i charakter obwodu wejściowego.

$$THD\tilde{i} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} = \frac{1}{U_{L1}} \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{U_h}{h}\right)^2} = \frac{1}{\omega L I_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{U_h}{h}\right)^2} = \frac{3U \cos \varphi}{\omega L P} \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{U_h}{h}\right)^2} \quad (9.17)$$

Występująca w związkach (9.16), (9.17) nieskończona suma nie daje się wyrazić przy pomocy wartości skutecznej i wartości skutecznej pierwszej harmonicznej jak miało to miejsce w przypadku klasycznej definicji napięciowego współczynnika THDu (9.6). Nie można jej również obliczyć jako granicy sumy ciągu, ponieważ występujące w liczniku wartości skuteczne harmonicznych napięcia nie są wyrażone jawną zależnością od numeru harmonicznej. Należy więc ograniczyć się do wyznaczenia współczynnika THDu jako sumy skończonej ilości wyrazów zależnych od ograniczonej liczby znaczących wyższych harmonicznych (9.18). Istotnym problemem jest określenie liczby analizowanych harmonicznych H aby zapewnić odpowiednią dokładność odwzorowania współczynnika (9.1) przez współczynnik (9.16). Jako kryterium do określenia numeru najwyższej analizowanej harmonicznej H zaproponowano przyjąć kryterium dokładności odwzorowania (9.18) współczynnika (9.6) przez współczynnik (9.7), ponieważ obydwa współczynniki występujące w warunku logicznym równania (9.18) mogą być dokładnie wyznaczone.

$$\begin{aligned} \text{if } THDu - THDu^H \leq EpsTHD &\Rightarrow \\ THDhu^H(u_L) = THD\tilde{i}^H &\approx THDhu(u_L) = THD\tilde{i} \end{aligned} \quad (9.18)$$

gdzie: $EpsTHD$ - błąd odwzorowania całkowitego współczynnika odkształcenia napięcia przez współczynnik wyznaczony na podstawie H kolejnych harmonicznych,

$THD\tilde{i}^H$ - estymator całkowitego współczynnika odkształcenia prądu wyznaczony na podstawie H kolejnych harmonicznych.

Kryterium to jest równoważne kryterium dokładności odwzorowania wartości skutecznej przebiegu napięcia przez jej zbiór jej pierwszych H harmonicznym (9.19).

$$\text{if } \frac{\sqrt{U^2 - (U^H)^2}}{U_{L1}} \leq EpsU \Rightarrow \quad (9.19)$$

$$THDhu^H(u_L) = THD\tilde{i}^H \approx THDhu(u_L) = THD\tilde{i}$$

gdzie: $EpsU$ - błąd odwzorowania wartości skutecznej napięcia przez wartość skuteczną wyznaczoną na podstawie H kolejnych harmonicznym.

Estymator prądowego współczynnika THDi obliczany według równania (9.11), (9.16) lub (9.17) został wyznaczony przy założeniu, że napięcie sieci zasilającej jest idealne. Założenie to określa jednocześnie zakres stosowalności estymatora do przypadków gdy sieć nie jest zakłócona, to znaczy, że udział wyższych harmonicznym w napięciu sieci pochodzących od układów zewnętrznych jest nieznaczący, impedancja sieci zaniedbywalnie mała, a zakłócenia generowane przez przekształtnik, szczególnie w paśmie niskich częstotliwości są niewielkie.

Współczynnik THDp

Pełny obraz działania przekształtnika daje przebieg mocy elektrycznej charakteryzujący jakość przekształcania energii. W przypadku pomiaru mocy chwilowej jednofazowego obwodu prądu sinusoidalnego użytecznymi składowymi harmonicznymi są tylko harmoniczna rzędu zero, czyli składowa stała tej mocy, a więc moc czynna i druga harmoniczna. Pozostałe składowe harmoniczne mocy są niepożądane.

W przypadku mocy symetrycznego obwodu trójfazowego jedyną składową użyteczną jest składowa stała czyli moc czynna. Dla układu przekształtnika pracującego przy jednostkowym współczynnikiem mocy wartość chwilowa mocy powinna być stała i równa składowej o częstotliwości zerowej czyli mocy czynnej.

$$THDp1 = \sqrt{\frac{P_1 + \sum_{h=3}^{\infty} P_h}{P_0}} \quad (9.20)$$

$$THD_{p1}^H = \sqrt{\frac{P_1 + \sum_{h=3}^H P_h}{P_0}} \quad (9.21)$$

$$THD_{p3} = \sqrt{\frac{\sum_{h=1}^{\infty} P_h}{P_0}} \quad (9.22)$$

$$THD_{p3}^H = \sqrt{\frac{\sum_{h=1}^H P_h}{P_0}} \quad (9.23)$$

gdzie: THD_{p1} - całkowity współczynnik odkształcenia określony dla mocy układu jednofazowego,

THD_{p1}^H - całkowity współczynnik odkształcenia określony dla mocy układu jednofazowego wyznaczony na podstawie harmonicznych do rzędu H włącznie,

THD_{p3} - całkowity współczynnik odkształcenia określony dla mocy układu trójfazowego,

THD_{p3}^H - całkowity współczynnik odkształcenia określony dla mocy układu trójfazowego wyznaczony na podstawie harmonicznych do rzędu H włącznie,

P_0 - wartość średnia mocy - moc czynna,

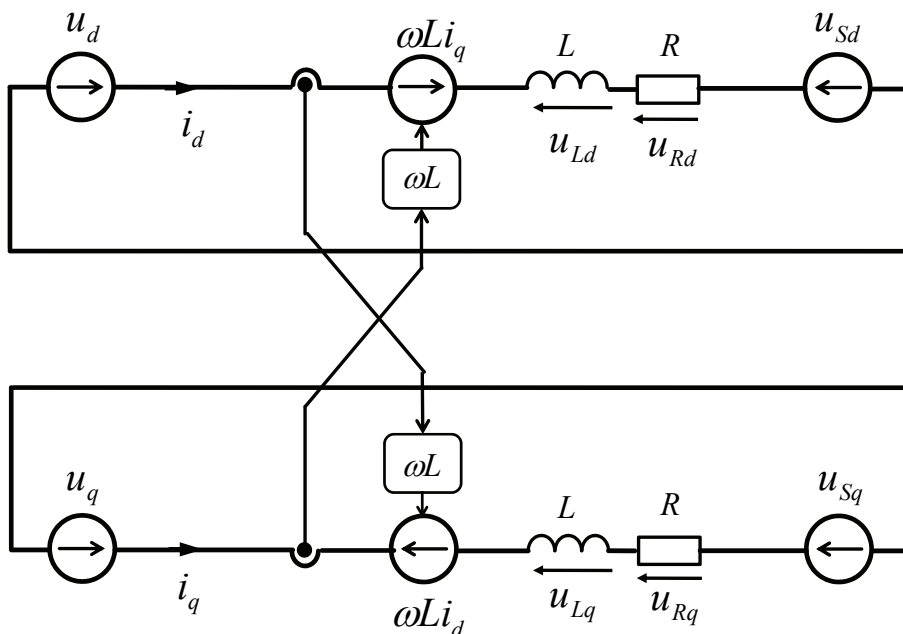
P_1 - harmoniczna rzędu 1 mocy,

P_h - harmoniczna rzędu h mocy.

9.2. STEROWANIE PRZEKSZTAŁNIKA SIECIOWEGO Z PREDYKCJĄ PRĄDU

Predykcja prądu przekształtnika sieciowego

W przypadku sterowania mikroprocesorowego występuje sytuacja gdzie w danym okresie sterowania wyznaczamy sterowanie dla następnego okresu sterowania na podstawie bieżących pomiarów. Rysunek 9.3 przedstawia schemat zastępczy obwodów strony prądu przemiennego przekształtnika napięciowego w wirującym synchronicznie do napięcia sieci zasilającej układzie współrzędnych dq .



Rys. 9.3. Schemat zastępczy przekształtnika napięciowego w układzie współrzędnych wirującym synchronicznie do napięć sieci zasilającej

W tym punkcie wszystkie wektory przestrzenne napięć zostały przedstawione w dwufazowym, wirującym synchronicznie na napięć sieci zasilającej układzie współrzędnych dq . Wyjątek w tym względzie stanowi równanie (9.31), w którym odmiennosć układu współrzędnych oznaczono poprzez zastosowanie indeksów $\alpha\beta$.

W układzie współrzędnych wirujących synchronicznie do napięć sieci zasilającej model przekształtnika sieciowego ma postać daną równaniem

Oznaczając funkcję podcałkową przez równanie (9.28).

$$f(\underline{V}, \underline{V}_S, \underline{I}) = \underline{V} - \underline{V}_S - (R + j\omega L)\underline{I} \quad (9.28)$$

A następnie stosując w odniesieniu do równania (9.28) całkowanie metodą trapezów otrzymujemy postać (9.29).

$$\underline{\tilde{I}}_{(i+1)} = \underline{I}_{(i)} + \frac{1}{2L} \left[f(\underline{\tilde{V}}_{(i+1)}, \underline{V}_{S(i)}, \underline{\tilde{I}}_{(i+1)}) + f(\underline{V}_{(i)}, \underline{V}_{S(i)}, \underline{I}_{(i)}) \right] T_m \quad (9.29)$$

Równanie (9.30) opisuje przewidywaną wartość wektora przestrzennego prądu jaka powinna wystąpić na końcu danego okresu sterowania pod wpływem wektora przestrzennego napięć wyznaczonego w poprzednim okresie sterowania a zastosowanego w bieżącym okresie sterowania.

$$\begin{aligned} \underline{\tilde{I}}_{(i+1)} &= \underline{I}_{(i)} + \frac{1}{2L} \left[f(\underline{\tilde{V}}_{(i+1)}, \underline{V}_{S(i)}, \underline{\tilde{I}}_{(i+1)}) + f(\underline{V}_{(i)}, \underline{V}_{S(i)}, \underline{I}_{(i)}) \right] T_m = \\ &= \underline{I}_{(i)} + \frac{1}{2L} \left[\underline{\tilde{V}}_{(i+1)} - \underline{V}_{S(i)} - (R + j\omega L)\underline{\tilde{I}}_{(i+1)} + \underline{V}_{(i)} - \underline{V}_{S(i)} - (R + j\omega L)\underline{I}_{(i)} \right] T_m \end{aligned} \quad (9.30)$$

Ponieważ napięcia sieci są prawie sinusoidalne i symetryczne więc wektor przestrzenny tych napięć w stacjonarnym dwufazowym układzie współrzędnych można opisać równaniem (9.31). W układzie współrzędnych wirującym synchronicznie z napięciami sieci wektor przestrzenny napięć sieci jest w przybliżeniu stały. To założenie, w szczególności dobrze jest spełnione dla wartości wektora napięć sieci występującego w kolejnych okresach modulacji (9.32).

$$\underline{V}_{\alpha\beta(i)} \approx V_m e^{j\omega T_m} \quad (9.31)$$

$$\underline{\tilde{V}}_{(i+1)} \approx \underline{V}_{(i)} \quad (9.32)$$

Wobec powyższych założeń, predykcji wartości wektora przestrzennego prądu można dokonać na podstawie równania (9.33) po wykonaniu przekształceń:

$$\begin{aligned} \underline{\tilde{I}}_{(i+1)} &= \underline{I}_{(i)} + \frac{1}{2L} \left[2(\underline{V}_{(i)} - \underline{V}_{S(i)}) - (R + j\omega L)(\underline{\tilde{I}}_{(i+1)} + \underline{I}_{(i)}) \right] T_m = \\ &= \underline{I}_{(i)} + \left(\underline{V}_{(i)} - \underline{V}_{S(i)} \right) \frac{T_m}{L} - \left(j\omega + \frac{R}{L} \right) (\underline{\tilde{I}}_{(i+1)} + \underline{I}_{(i)}) \frac{T_m}{2} \end{aligned} \quad (9.33)$$

$$\tilde{\underline{I}}_{(i+1)} \left[1 + \left(j\omega + \frac{R}{L} \right) \frac{T_m}{2} \right] = \left[1 - \left(j\omega + \frac{R}{L} \right) \frac{T_m}{2} \right] \underline{I}_{(i)} + \left(\underline{V}_{(i)} - \underline{V}_{S(i)} \right) \frac{T_m}{L} \quad (9.34)$$

Ostatecznie, wartość wektora przestrzennego prądu, jaki będzie występował na początku następnego okresu sterowania, przewidujemy na podstawie równania (9.35).

$$\tilde{\underline{I}}_{(i+1)} = \frac{\left[1 - \left(j\omega + \frac{R}{L} \right) \frac{T_m}{2} \right] \underline{I}_{(i)} + \left(\underline{V}_{(i)} - \underline{V}_{S(i)} \right) \frac{T_m}{L}}{1 + \left(j\omega + \frac{R}{L} \right) \frac{T_m}{2}} \quad (9.35)$$

Zadanie układu sterowania polega na wyznaczeniu wektora przestrzennego napięć, który w ciągu następnego okresu modulacji doprowadzi błąd regulacji prądu do zera

Wyznaczenie wektora napięć dokonującego korekcji wektora prądów

Wektor przestrzenny napięć przekształtnika wyznaczamy w taki sposób aby pod jego wpływem wartość wektora przestrzennego prądu została, hipotetycznie, skorygowana do wartości wektora referencyjnego. Wynika stąd wartość hipotetycznej zmiany prądu (9.36).

$$\Delta \underline{I}^{ref}_{(i+2)} = \tilde{\underline{I}}^{ref}_{(i+2)} - \tilde{\underline{I}}_{(i+1)} \quad (9.36)$$

Wartość hipotetycznej zmiany prądu od napięcia przekształtnika i napięcia sieci wyraża się zależnością (9.37).

$$\begin{aligned} \tilde{\underline{I}}^{ref}_{(i+2)} = & \tilde{\underline{I}}_{(i+1)} + \\ & + \frac{1}{2L} \left[\tilde{\underline{V}}_{(i+2)} - \tilde{\underline{V}}_{S(i+1)} - (R + j\omega L) \tilde{\underline{I}}^{ref}_{(i+2)} + \tilde{\underline{V}}_{(i+1)} - \tilde{\underline{V}}_{S(i+1)} - (R + j\omega L) \tilde{\underline{I}}_{(i+1)} \right] T_m \end{aligned} \quad (9.37)$$

Z równania (9.37) wyznaczamy wartość wektora przestrzennego napięć przekształtnika, którą należy zrealizować w następnym okresie sterowania (9.38).

$$\underline{\tilde{V}}_{S(i+1)} = \frac{1}{2} \left[\underline{\tilde{V}}_{(i+2)} + \underline{\tilde{V}}_{(i+1)} - (R + j\omega L) \left(\underline{\tilde{I}}_{(i+2)}^{ref} + \underline{\tilde{I}}_{(i+1)} \right) \right] - \frac{L}{T_m} \left(\underline{\tilde{I}}_{(i+2)}^{ref} - \underline{\tilde{I}}_{(i+1)} \right) \quad (9.38)$$

W równaniu (9.38) występują wartości wektora przestrzennego napięć sieci zasilającej dla dwóch następnych okresów sterowania. Wobec założeń opisanych w równaniu (9.32) możemy założyć prawdziwość związku (9.39).

$$\underline{\tilde{V}}_{(i+2)} \approx \underline{\tilde{V}}_{(i+1)} \approx \underline{V}_{(i)} \quad (9.39)$$

Stąd wartość wektora napięć przekształtnika wyraża się równaniem (9.40).

$$\underline{\tilde{V}}_{S(i+1)} = \underline{V}_{(i)} - \frac{1}{2} (R + j\omega L) \left(\underline{\tilde{I}}_{(i+2)}^{ref} + \underline{\tilde{I}}_{(i+1)} \right) - \frac{L}{T_m} \left(\underline{\tilde{I}}_{(i+2)}^{ref} - \underline{\tilde{I}}_{(i+1)} \right) \quad (9.40)$$

Wektor napięć przekształtnika w zależności od wektora przestrzennego prądu wyznaczonego według metody predykcji (9.35) oraz założonego przyrostu zmiany wektora prądu opisuje równanie (9.41).

$$\underline{\tilde{V}}_{S(i+1)} = \underline{V}_{(i)} - \frac{1}{2} (R + j\omega L) \left(2\underline{\tilde{I}}_{(i+1)} + \Delta \underline{I}_{(i+2)}^{ref} \right) - \frac{L}{T_m} \Delta \underline{I}_{(i+2)}^{ref} \quad (9.41)$$

Równania (9.40) i (9.41) są podstawą do wyznaczania wektora przestrzennego napięć modulujących.

9.3. PRZEPŁYW MOCY W UJĘCIU WEKTOROWYM

Wartość mocy chwilowej może zostać wyrażona, w układzie współrzędnych fazowych, jako iloczyn skalarny wektora napięcia $\mathbf{u}$ i wektora prądu $\mathbf{i}$.

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (9.42)$$

$$\mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (9.43)$$

$$p = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c = \mathbf{u} \cdot \mathbf{i} = \mathbf{u} \mathbf{i}^T = \mathbf{u}^T \mathbf{i} \quad (9.44)$$

Zastępcze, dwufazowe układy współrzędnych są powszechnie stosowane w przypadku analizy i syntezy układów przekształtnikowych. Macierze (9.45) i (9.46) opisują przekształcenie wielkości układu trójfazowego do zastępczego układu dwufazowego (9.45) oraz przekształcenie odwrotne (9.46) bez wyznaczania składowej zerowej.

$$\mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_\alpha \\ \mathbf{c}_\beta \end{bmatrix} = K_P \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (9.45)$$

$$\mathbf{C}_{\alpha\beta \rightarrow n} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_a \\ \mathbf{c}_b \\ \mathbf{c}_c \end{bmatrix} = K_P \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (9.46)$$

$$K_P = \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (9.47)$$

Macierze przekształcenia wielkości z układu trójfazowego do zastępczego układu dwufazowego mają postacie: dla klasycznych definicji składowej zerowej (9.48) i (9.50) dla zmodyfikowanej do potrzeb opisu mocy. Odpowiednie macierze przekształcenia odwrotnego mają postacie (9.49) i (9.51). Występujący

w wyrażeniach (9.45), (9.46) oraz (9.48), (9.49) i (9.50), (9.51) współczynnik normujący (9.47) warunkuje inwariantność mocy wyrażonej w układzie współrzędnych fazowych i w zastępczym układzie dwufazowym.

$$\mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_\alpha \\ \mathbf{c}_\beta \\ \mathbf{c}_0 \end{bmatrix} = K_P \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{6}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta} \\ \mathbf{c}_0 \end{bmatrix} \quad (9.48)$$

$$\mathbf{C}_{\alpha\beta 0 \rightarrow n} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_a \\ \mathbf{c}_b \\ \mathbf{c}_c \end{bmatrix} = K_P \begin{bmatrix} 1 & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \sqrt{\frac{3}{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} = [\mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta}^T \vdots 3\mathbf{c}_0^T] = [\mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta}^T \vdots \sqrt{3}\mathbf{c}_{p0}^T] \quad (9.49)$$

$$\mathbf{C}_{pn \rightarrow \alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_\alpha \\ \mathbf{c}_\beta \\ \mathbf{c}_{p0} \end{bmatrix} = K_P \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta} \\ \mathbf{c}_{p0} \end{bmatrix} \quad (9.50)$$

$$\mathbf{C}_{p\alpha\beta 0 \rightarrow n} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{pa} \\ \mathbf{c}_{pb} \\ \mathbf{c}_{pc} \end{bmatrix} = K_P \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} = [\mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta}^T \vdots \mathbf{c}_{p0}^T] \quad (9.51)$$

Wyrażenia (9.52) i (9.53) definiują wiersz macierzy przekształcenia z układu współrzędnych fazowych do zastępczego układu dwufazowego z uwzględnieniem składowej zerowej.

Wyrażenie (9.52) jest zdefiniowane dla klasycznej definicji składowej zerowej, natomiast (9.53) dla zmodyfikowanej do potrzeb opisu mocy.

$$\mathbf{c}_0 = K_P \frac{1}{\sqrt{6}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (9.52)$$

$$\mathbf{c}_{p0} = K_P \sqrt{3} \frac{1}{\sqrt{6}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (9.53)$$

Pomiędzy podmacierzami (9.52) i (9.53) zachodzą związki (9.54), (9.55) natomiast ich moduły mają wartości (9.56), (9.57).

$$\mathbf{c}_0 = \frac{1}{\sqrt{3}} \mathbf{c}_{p0} \quad (9.54)$$

$$\mathbf{c}_{p0} = \sqrt{3} \mathbf{c}_0 \quad (9.55)$$

$$|\mathbf{c}_0|^2 = \frac{1}{3} \quad (9.56)$$

$$|\mathbf{c}_{p0}|^2 = 1 \quad (9.57)$$

Moc chwilową w zastępczym, dwufazowym układzie współrzędnych opisuje równanie (9.58).

$$\begin{aligned} p &= \sum_{i \in \{a,b,c\}} u_i i_i = \mathbf{u}^T \mathbf{i} = \mathbf{i}^T \mathbf{u} = \\ &= (\mathbf{C}_{\alpha\beta 0 \rightarrow n} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0})^T (\mathbf{C}_{\alpha\beta 0 \rightarrow n} \mathbf{i}_{\alpha\beta 0}) = (\mathbf{C}_{\alpha\beta 0 \rightarrow n} \mathbf{i}_{\alpha\beta 0})^T (\mathbf{C}_{\alpha\beta 0 \rightarrow n} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}) = \\ &= \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}^T \mathbf{C}_{\alpha\beta 0 \rightarrow n}^T (\mathbf{C}_{\alpha\beta 0 \rightarrow n} \mathbf{i}_{\alpha\beta 0}) = \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}^T \mathbf{C}_{\alpha\beta 0 \rightarrow n}^T \mathbf{C}_{\alpha\beta 0 \rightarrow n} \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} = \\ &= \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}^T (\mathbf{C}_{\alpha\beta 0 \rightarrow n}^T \mathbf{C}_{\alpha\beta 0 \rightarrow n}) \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} = \\ &= \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}^T \left(\begin{bmatrix} \mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta} \\ \hline 3\mathbf{c}_0 \end{bmatrix} \right) \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} = \\ &= \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}^T \left(\left(\begin{bmatrix} \mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta} \\ \hline 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline 3\mathbf{c}_0 \end{bmatrix} \right) \left(\begin{bmatrix} \mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta}^T \\ \hline 0 \\ \hline 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 \\ \hline 3\mathbf{c}_0^T \end{bmatrix} \right) \right) \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} = \\ &= \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}^T \left(\left(\begin{bmatrix} \mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta} \\ \hline 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline 3\mathbf{c}_0 \end{bmatrix} \right) \left(\begin{bmatrix} \mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta}^T \\ \hline 0 \\ \hline 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 \\ \hline 3\mathbf{c}_0^T \end{bmatrix} \right) \right) \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}^T \left(\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 9|\mathbf{c}_0|^2 \end{bmatrix} \right) \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}^T \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 9|\mathbf{c}_0|^2 \end{bmatrix} \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} = \\
 &= \mathbf{u}_{\alpha\beta}^T \mathbf{i}_{\alpha\beta} + 9|\mathbf{c}_0|^2 u_0 i_0 = \mathbf{u}_{\alpha\beta}^T \mathbf{i}_{\alpha\beta} + 3u_0 i_0
 \end{aligned} \tag{9.58}$$

Na podstawie równania (9.58) widać, że moc przenoszona przez składowe zerowe, w przypadku klasycznej definicji składowej zerowej, wymaga odrębnego potraktowania tych składowych. Powodem jest to, że macierz występująca w przekształceniach pomiędzy transponowaną macierzą napięć a macierzą prądów nie jest macierzą jednostkową. Równania (9.59), (9.60) opisują zmodyfikowane, dla potrzeb wyrażenia mocy chwilowej, wartości składowych zerowych napięć i prądów.

$$u_{0p} = \sqrt{3}u_0 \tag{9.59}$$

$$i_{0p} = \sqrt{3}i_0 \tag{9.60}$$

Składowe zerowe, używane do obliczania mocy, u_{0p} , i i_{0p} mają inną definicję niż klasycznie zdefiniowane składowe u_0 , i_0 . Powodem odmiennej definicji składowych zerowych jest fakt, że aby wyznaczyć wartość chwilową mocy przenoszonej przez składowe zerowe napięć i prądów, należy składową zerową napięć pomnożyć przez potrójną wartość składowej zerowej prądu. Równomierne rozdzielenie współczynnika o wartości 3 pomiędzy składową zerową napięć i składową zerową prądów prowadzi do definicji danej wyrażeniami (3.2), (3.3), (3.4). Wtedy wartość mocy chwilowej może zostać wyrażona jako iloczyn skalarny wektora napięcia $\mathbf{u}_{\alpha\beta 0p}$ i wektora prądu $\mathbf{i}_{\alpha\beta 0p}$. Wprowadźmy macierze napięć (9.61) i prądów (9.62).

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta 0p} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_{0p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ \sqrt{3}u_0 \end{bmatrix} \tag{9.61}$$

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta 0p} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_{0p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \sqrt{3}i_0 \end{bmatrix} \tag{9.62}$$

Równanie (9.63) opisuje wartość chwilową mocy z definicjami składowych zerowych (9.59), (9.60) zmodyfikowanymi dla potrzeb opisu mocy.

$$\begin{aligned}
 p &= \sum_{i \in \{a, b, c\}} u_i i_i = \mathbf{u}^T \mathbf{i} = \mathbf{i}^T \mathbf{u} = \\
 &= (\mathbf{C}_{p\alpha\beta 0 \rightarrow n} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0 p})^T (\mathbf{C}_{p\alpha\beta 0 \rightarrow n} \mathbf{i}_{\alpha\beta 0 p}) = (\mathbf{C}_{p\alpha\beta 0 \rightarrow n} \mathbf{i}_{\alpha\beta 0 p})^T (\mathbf{C}_{p\alpha\beta 0 \rightarrow n} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0 p}) = \\
 &= \mathbf{u}_{\alpha\beta 0 p}^T \mathbf{C}_{p\alpha\beta 0 \rightarrow n}^T (\mathbf{C}_{p\alpha\beta 0 \rightarrow n} \mathbf{i}_{\alpha\beta 0 p}) = \mathbf{u}_{\alpha\beta 0 p}^T \mathbf{C}_{p\alpha\beta 0 \rightarrow n}^T \mathbf{C}_{p\alpha\beta 0 \rightarrow n} \mathbf{i}_{\alpha\beta 0 p} = \\
 &= \mathbf{u}_{\alpha\beta 0 p}^T (\mathbf{C}_{p\alpha\beta 0 \rightarrow n}^T \mathbf{C}_{p\alpha\beta 0 \rightarrow n}) \mathbf{i}_{\alpha\beta 0 p} = \\
 &= \mathbf{u}_{\alpha\beta 0 p}^T (\mathbf{C}_{n \rightarrow p\alpha\beta 0} \mathbf{C}_{p\alpha\beta 0 \rightarrow n}) \mathbf{i}_{\alpha\beta 0 p} = \mathbf{u}_{\alpha\beta 0 p}^T (\mathbf{C}_{p\alpha\beta 0 \rightarrow n}^{-1} \mathbf{C}_{p\alpha\beta 0 \rightarrow n}) \mathbf{i}_{\alpha\beta 0 p} = \\
 &= \mathbf{u}_{\alpha\beta 0 p}^T \mathbf{1}_{\alpha\beta 0 p} = \mathbf{u}_{\alpha\beta 0 p}^T \mathbf{i}_{\alpha\beta 0 p} = \mathbf{i}_{\alpha\beta 0 p}^T \mathbf{u}_{\alpha\beta 0 p}
 \end{aligned} \tag{9.63}$$

W równaniu (9.63) iloczyn transponowanej macierzy przekształcenia (9.51) i macierzy przekształcenia (9.51) daje w wyniku macierz jednostkową. Jest tak dlatego, że macierz transponowana jest jednocześnie macierzą odwrotną przekształcenia.

$$\mathbf{C}_{\alpha\beta 0 \rightarrow n}^T = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_a^T & \mathbf{c}_b^T & \mathbf{c}_c^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta} \\ -\frac{\mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta}}{3\mathbf{c}_0} \end{bmatrix} \tag{9.64}$$

$$\mathbf{C}_{\alpha\beta 0 \rightarrow n}^T \mathbf{C}_{\alpha\beta 0 \rightarrow n} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta} \\ -\frac{\mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta}}{3\mathbf{c}_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta}^T & 3\mathbf{c}_0^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta} \\ -\frac{\mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta}}{3\mathbf{c}_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{\alpha\beta \rightarrow n} & 3\mathbf{c}_0^T \end{bmatrix} \tag{9.65}$$

$$\mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta} = \mathbf{C}_{\alpha\beta \rightarrow n}^T \tag{9.66}$$

$$\mathbf{C}_{\alpha\beta \rightarrow n} = \mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta}^T \tag{9.67}$$

$$\mathbf{C}_{\alpha\beta 0 \rightarrow n} = \mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta 0}^{-1} \tag{9.68}$$

$$\mathbf{C}_{n \rightarrow \alpha\beta 0} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0 \rightarrow n}^{-1} \tag{9.69}$$

$$\mathbf{C}_{p\alpha\beta 0 \rightarrow n} = \mathbf{C}_{pn \rightarrow \alpha\beta 0}^{-1} \tag{9.70}$$

$$\mathbf{C}_{pn \rightarrow \alpha\beta 0} = \mathbf{C}_{p\alpha\beta 0 \rightarrow n}^{-1} \tag{9.71}$$

Macierze przekształceń są wzajemnymi transpozycjami (9.72), (9.73).

$$\mathbf{C}_{p\alpha\beta 0 \rightarrow n} = \mathbf{C}_{pn \rightarrow \alpha\beta 0}^T \tag{9.72}$$

$$\mathbf{C}_{pn \rightarrow \alpha\beta 0} = \mathbf{C}_{p\alpha\beta 0 \rightarrow n}^T \tag{9.73}$$

Wobec tego, dla zmodyfikowanej definicji składowej zerowej, otrzymujemy spójny opis wartości chwilowej mocy w postaci wyrażenia (9.74). Moc chwilowa

jest iloczynem skalarnym wektora napięcia $\mathbf{u}_{\alpha\beta 0p}$ i prądu $\mathbf{i}_{\alpha\beta 0p}$.

$$p = \mathbf{u}_{\alpha\beta 0p} \cdot \mathbf{i}_{\alpha\beta 0p} \quad (9.74)$$

Wyrażenia (9.75), (9.76), (9.77), (9.78) opisują składowe mocy chwilowej wyrażone za pomocą składowych zastępczych dwufazowych wektorów przestrzennych napięć i prądów.

$$p = p_\alpha + p_\beta + p_0 \quad (9.75)$$

$$p_\alpha = u_\alpha i_\alpha \quad (9.76)$$

$$p_\beta = u_\beta i_\beta \quad (9.77)$$

$$p_0 = u_{0p} i_{0p} = 3u_0 i_0 \quad (9.78)$$

Jeżeli obwód jest symetryczny bez przewodu zerowego, wtedy składowa zerowa prądu ma wartość zero. Wtedy prawdziwe jest równanie (9.79).

$$\text{Dla } i_0 = 0 \Rightarrow p = \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}^T \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{i}_{\alpha\beta 0}^T \mathbf{u}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{u}_{\alpha\beta 0p}^T \mathbf{i}_{\alpha\beta 0p} = \mathbf{i}_{\alpha\beta 0p}^T \mathbf{u}_{\alpha\beta 0p} \quad (9.79)$$

gdzie: p - wartość chwilowa mocy.

LITERATURA

- [A1] Ackerman J.: „Regulacja impulsowa”, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1976.
- [A2] Antoniewicz P., Kaźmierkowski M. P.: „Predictive direct power control of three-phase boost rectifier”, Bulletin of the Polish Academy of Science, Technical Science, Vol. 54, No. 3, 2006.
- [A3] Antoniewicz P.; Kazmierkowski M.P.; Cortes P.; Rodriguez J.; Sikorski A.: „Predictive Direct Power Control Algorithm for Three Phase AC/DC Converter”, the IEEE Region 8 Eurocon 2007, International Conference on “Computer as a Tool”, September 9-12, Poland, Warsaw 2007.
- [B1] Baggini, A. (Editor-in-Chief): „Handbook of Power Quality”, John Wiley & Sons, First Edition - April 2008.
- [B2] Barlik R., Nowak M.: „Trójfazowe przekształtniki sieciowe o nastawianym współczynniku mocy – układy o wyjściu napięciowym”, Przegląd Elektrotechniczny, R. LXXVIII, 10/2002, s. 197-203.
- [B3] Barlik R., Nowak M.: „Trójfazowe przekształtniki sieciowe o nastawianym współczynniku mocy – układy o wyjściu prądowym”, Przegląd Elektrotechniczny, R. LXXVIII, 11/2002, s. 252-257.
- [B4] Ben-Brahim L.: „The analysis and Compensation of dead-time effects in three phase PWM inverters”, Industrial Electronics Society, Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE IECON '98, Vol. 2, 31 Aug-4 Sep 1998, pp. 792–797.
- [B5] Bhat A. H., Agarwal P.: „Review Three-phase, power quality improvement ac/dc converters”, ScienceDirect, Electric Power Systems Research 78 (2008) 276–289.
- [B6] Białoskórski P., Koczara W.: „Unity power factor three phase rectifiers”, in PESC Record – IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, 1993.
- [B7] Białoskórski P.: „Analiza pracy prostownika sterowanego o współczynniku mocy równym jedności”, Ph.D. Thesis, Warsaw University of Technology, 1998.
- [B8] Bobrowska-Rafał M., Rafał K., Jasinski M., and Kazmierkowski M.P. „Grid synchronization and symmetrical components extraction with PLL algorithm for grid connected power electronic converters – a review”, Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences, Vol. 59, No. 4, 2011.
- [B9] Brovanov S.: „Harmonic Analysis and Control Strategy of a Three-Phase Three-Level Rectifier”, EUROCON2007, The Int. Conf. on “Computer as a Tool”, Warsaw, September 9-12, 2007.

- [B10] Brückner T., Holmes D. G.: „Optimal Pulse Width Modulation for Three-Level Inverters”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 20, No. 1, January 2005.
- [B11] Burgos R., Lai R., Pei Y., Wang F., Boroyevich D. and Pou J.: „Space Vector Modulator for Vienna-Type Rectifiers Based on the Equivalence Between Two- and Three-Level Converters: A Carrier-Based Implementation”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 23, No. 4, July 2008.
- [C1] Chen L. and Peng F. Z.: “Elimination of Dead-time in PWM Controlled Inverters”, Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE, 25 February – 1 March 2007.
- [C2] Chen L. and Peng F. Z.: „Dead-Time Elimination for Voltage Source Inverters”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 23, No. 2, March 2008.
- [C3] Chindris M., Sudria-Andreu A.: „Static Converters and Power Quality” in „Handbook of Power Quality”, John Wiley & Sons, First Edition - April 2008.
- [C4] Cichowski A. and Nieznanski J.: „Self-Tuning Dead-Time Compensation Method for Voltage-Source Inverters”, IEEE Power Electronics Letters, Vol. 3, No. 2, June 2005.
- [C5] Citko T., Tunia H.: “Przemienniki częstotliwości – metody analizy”, Państwowe Wydawnictwo Naukowe, Warszawa 1993.
- [D1] Dalessandro L., Round S. D., Drofenik U. and Kolar J. W.: „Discontinuous Space-Vector Modulation for Three-Level PWM Rectifiers”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 23, No. 2, March 2008.
- [F1] Fedyczak Z., Strzelecki R.: “Energoelektroniczne układy sterowania mocą prądu przemiennego”, Polska Akademia Nauk, Komitet Elektrotechniki, seria: Postępy Napędu Elektrycznego, Wydawnictwo Adam Marszałek, Toruń 1997.
- [F2] Franquelo L. G., Prats M. M., Portillo R., León J. I., Perales M., Mora J. L., Carrasco J. M. and Galvan E.: “Three dimensional space vector modulation algorithm for four-leg diode clamped converters using abc coordinates”, IEEE Power Electronics Letters, IEEE.
- [F3] Franquelo L. G., Prats Ma. A. M., Portillo R. C., Galvan J. I. L., Perales M. A., Carrasco J. M., Diez E. G., Jimenez J. L. M.: „Three-dimensional space-vector modulation algorithm for four-leg multilevel converters using abc coordinates”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, No. 2, April 2006.
- [F4] Franquelo L. G., Prats M. M., Portillo R., León J. I., Perales M., Carrasco J. M., Galvan E., Mora J. L.: “Simple and advanced three dimensional space vector modulation algorithm for four-leg multilevel converters topology”, IECON 2004, 30th Annual Conference of IEEE, 2-6 Nov. 2004, Volume 3, Pages: 2285-2289.

- [G1] Gupta A. K. and Khambadkone A. M.: „A Space Vector PWM Scheme for Multilevel Inverters Based on Two-Level Space Vector PWM”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, No. 5, October 2006 1631.
- [G2] Gupta A. K., Khambadkone A. M.: „A General Space Vector PWM Algorithm for Multilevel Inverters, Including Operation in Overmodulation Range”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, No. 2, March 2007.
- [G3] Grochowski G.: „Wpływ Czasów Martwych na Pracę Przekształtników Dużej Mocy na Przykładzie Tyrystorowego Falownika Napięcia o Mocy 1 MVA”, Prace Instytutu Elektrotechniki, zeszyt 238, Warszawa 2008.
- [H1] Hansen, S.; Malinowski, M.; Blaabjerg, F.; Kazmierkowski, M.P., "Sensorless control strategies for PWM rectifier," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE* , vol.2, no., pp.832-838 vol.2, 2000.
- [H2] Hartman M. T.: „Wielopoziomowe falowniki napięcia”, Polska Akademia Nauk, Komitet Elektrotechniki, seria: Postępy Napędu Elektrycznego i Energoelektroniki, Tom 53, Fundacja Rozwoju Akademii Morskiej w Gdyni, Gdynia 2006.
- [H3] Hartmann M., Miniboeck J and Kolar J.W.: „A Three-Phase Delta Switch Rectifier for More Electric Aircraft Applications Employing a Novel PWM Current Control Concept”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2009, Twenty-Fourth Annual IEEE, 15-19 Feb. 2009, pp. 1633 – 1640.
- [H4] Holmes D. G., Lipo T. A.: „Pulse Width Modulation for Power Converters, Principles and Practice”, Wiley-Interscience and IEEE Press, 2003.
- [H5] Holtz J.: „Pulsewidth modulation – a Survey”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 39, No. 5, Dec. 1992, pp. 410-420.
- [I1] Inayathullaah M.A, Anita R.: „Single Phase High Frequency AC Converter for Induction Heating Application”, International Journal of Engineering Science and Technology Vol. 2 (12), 2010, pp. 7191-7197.
- [I2] Iwański G., Koczara W.: “Metoda synchronizowanego dołączenia i kontrolowanego odłączenia od sieci prądnicy indukcyjnej pierścieniowej”, Przegląd Elektrotechniczny, Nr 9, 2008.
- [I3] Iwanski G., Koczara W.: „Positive and Negative Sequence based Sensorless Control for Stand-Alone Slip-Ring Generator”, EPE-PEMC 2006, Portoroz, Slovenia.
- [I4] Iwaszkiewicz J.: „Modele matematyczne energoelektronicznych przekształtników wielopoziomowych analiza właściwości i zastosowanie”.
- [J1] Jasiński M.: „Direct Power and Torque Control of AC/DC/AC Converter-Fed Induction Motor Drives”, Ph.D. Thesis, Warsaw University of Technology, Warsaw 2005.

- [J2] Jeong S. G., Park M. H.: „The Analysis and Compensation of Dead-Time Effects in PWM Inverters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 38, no. 2, April 1991.
- [K1] Kaczorek T.: „Teoria sterowania”, Państwowe Wydawnictwo Naukowe, Warszawa 1981.
- [K2] Kaczorek T.: „Teoria sterowania i systemów”, Wydawnictwo Naukowe PWN, Warszawa 1999.
- [K3] Karyś S.: „Projektowanie trójfazowego rezonansowego falownika napięcia, sterowanego metodą PWM o komutacji typu ZCT”, *Zeszyty Naukowe Politechniki Świętokrzyskiej, Elektryka* 41, Kielce 2004, s. 71-84.
- [K4] Karyś S.: „Trójfazowy, rezonansowy przekształtnik biegunowy typu ARCP”, *Zeszyty Naukowe Politechniki Świętokrzyskiej, Elektryka* 42, Kielce 2005, s. 205-217.
- [K5] Karyś S.: „CPLD Based Control System of the Three-Phase Zero-Current-Transition Inverter”, *Electrical Power Quality and Utilisation*, 2004, pp. 57-62.
- [K6] Karyś S.: „Power Loss Comparison for the ARCP Resonant Inverter Regard to Control Method”, *Przegląd Elektrotechniczny* Nr 11, Warszawa 2008, s. 64-68.
- [K7] Karyś S.: „The influence of control method on power loss in the ARCP resonant inverter - experimental results”, *Przegląd Elektrotechniczny* Nr 10, Warszawa 2010, s. 345-348.
- [K8] Karyś S.: „Metody sterowania podnoszące sprawność trójfazowych falowników napięcia o komutacji miękkiej”, *Monografie, Studia, Rozprawy*, Wydawnictwo Politechniki Świętokrzyskiej, Kielce 2012.
- [K9] Kazmierkowski M. P., Dzierniakowski M. A.: „Review of Current Regulation Techniques for Three-phase PWM Inverters”, *20th International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation*, 1994, IECON '94., Vol. 1, pp. 567-575.
- [K10] Kazmierkowski, M.P.; Dzierniakowski, M.A.; Sulowski, W.: „Novel space vector based current controllers for PWM-inverters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 6, Issue: 1, 1991, pp. 158-166.
- [K11] Kazmierkowski 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.
- [K12] Kaźmierkowski M. P., Krishnan R., Blaabjerg F.: „Control in power electronics: selected problems”, Academic Press, An imprint of Elsevier Science, USA 2002.
- [K13] Kaźmierkowski M. P., Tunia H.: „Automatic control of converter –fed driver”, Amsterdam-London, Elsevier Publisher 1994.
- [K14] Kempki A.: „Elektromagnetyczne zaburzenia przewodzone w układach napędów przekształtnikowych”, Oficyna Wydawnicza Uniwersytetu Zielonogórskiego, Zielona Góra 2005.

- [K15] Kim H-S., Kim K-H., and Youn M-J.: „On-Line Dead-Time Compensation Method Based on Time Delay Control”, IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 11, No. 2, March 2003.
- [K16] Koczara W.: “Unity Power Factor Three-Phase Rectifier”, Proceedings of the 6th International (2nd European) Power Quality Conference, München, Germany, Oct. 14-15, pp. 79-88, 1992.
- [K17] Koczara W., Białoskórski P.: “Controllability of the simple three phase rectifier operating with unity power factor”, Proc of the 5th European Conference on Power Electronics and Applications, 13-16 Sep 1993, Vol. 7, pp. 183-187.
- [K18] Koczara W., Białoskórski P.: Modified Rectifiers with Unity Power Factor”, West-East Technology Bridge International Conference on Power Electronics, Motion Control and Associated Applications, PEMC'94, Warsaw, Poland, 20-22 September 1994, pp. 309-314.
- [K19] Koczara W., Rukat M., Teofilak R.: „Compensator Operation of Power Electronic Drive”, West-East Technology Bridge International Conference on Power Electronics, Motion Control and Associated Applications, PEMC'94, Warsaw, Poland, 20-22 September 1994, pp. 241-246.
- [K20] Koczara W., Greetham S., Haydock L.: „An Investigation of the Reduction of Harmonics and Reactive Power in a Single Phase System Using an Adaptive Filter”, West-East Technology Bridge International Conference on Power Electronics, Motion Control and Associated Applications, PEMC'94, Warsaw, Poland, 20-22 September 1994, pp. 196-201.
- [K21] Kolar J. W., Friedli T., Krismer F., Round S. D.: „The Essence of Three-Phase AC/AC Converter Systems”, „Przegląd Elektrotechniczny” nr 9, Warszawa 2008, pp. 14-29.
- [K22] Kolar J. W., Zach F. C.: „A Novel Three-Phase Utility Interface Minimizing Line Current Harmonics of High-Power Telecommunications Rectifier Modules”, Record of the 16th IEEE International Telecommunications Energy Conference, Vancouver, Canada, Oct. 30-Nov. 3, pp. 367-374, 1994.
- [K23] Kolar J. W. and Zach F. C.: „A Novel Three-Phase Utility Interface Minimizing Line Current Harmonics of High-Power Telecommunications Rectifier Modules”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, No. 4, August 1997.
- [K24] Kolar J. W., Ertl H.: „Status of the Techniques of Three-Phase Rectifier Systems with Low Effects on the Mains”, 21st INTELEC, Copenhagen, Denmark, June 6-9, 1999.
- [K25] Kolar J.W., Drofenik U., Zach F.C.: „Current Handling Capability of the Neutral Point of a Three-Phase/Switch/Level Boost-Type PWM (VIENNA) Rectifier”, Proceedings of the 27th IEEE Power Electronics

- Specialists Conference, Baveno, Italy, June 24-27, Vol. II, pp. 1329-1336, 1996.
- [K26] Kolar J.W., Drofenik U., Zach F.C.: „Space Vector Based Analysis of the Variation and Control of the Neutral Point Potential of Hysteresis Current Controlled Three-Phase/Switch/Level PWM Rectifier Systems”, Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Singapore, Feb. 21-24, Vol. 1, pp. 22-33, 1995.
- [K27] Kolar J. W., Zach F. C.: „Analysis of New Three-Phase Forced Commutated High Power Factor Boost-Type AC/DC Converter”, West-East Technology Bridge International Conference on Power Electronics, Motion Control and Associated Applications, PEMC'94, Warsaw, Poland, 20-22 September 1994, pp. 735-741.
- [K28] Krasowski M.: „Budowa i badania prostownika PWM o niskiej zawartości wyższych harmoniczných prądu i regulowanym współczynniku mocy”, Politechnika Świętokrzyska, Kielce 2003,(praca dyplomowa).
- [K29] Kulikowski K., Sikorski A.: „Comparison of new DPC methods for two- and three-level AC/DC converters” , International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation (ISNCC), June 15-18, Łagów 2010 , pp. 156 – 161.
- [L1] Lin J-L.: „A New Approach of Dead-Time Compensation for PWM Voltage Inverters”, IEEE Transactions on Circuits and Systems—I: Fundamental Theory and Applications, Vol. 49, No. 4, April 2002.
- [L2] Liu Y., Huang A. Q., Song W., Bhattacharya S. and Tan G.: „Small-Signal Model-Based Control Strategy for Balancing Individual DC Capacitor Voltages in Cascade Multilevel Inverter-Based STATCOM”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 6, June 2009.
- [L3] Lopatkin N. , Zinoviev G., Usachev A., Weiss H.: „Three-Level Rectifier Fed Four-Level Inverter for Electric Drives”, EPE-PEMC 2006, Portorož, Slovenia.
- [M1] Malinowski M.: „Sensorless Control Strategies for Three-Phase PWM Rectifiers”, Ph.D. Thesis, Warsaw University of Technology, Warsaw 2001.
- [M2] Malinowski M., Kazmierkowski M. P., Hansen S.: „Virtual-Flux-Based Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifiers”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No. 4, July/August 2001.
- [M3] Mao H., Lee F. C. Y., Boroyevich D. and Hiti S.: „Review of High-Performance Three-Phase Power-Factor Correction Circuits”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, No. 4, August 1997.
- [M4] Meynard T.A., Foch H.: „Multi-Level Conversion: High Voltage Choppers and Voltage-Source Inverters”, IEEE 1992.
- [M5] Munoz, A. R. and Lipo T. A.: „On-Line Dead-Time Compensation Technique for Open-Loop PWM-VSI Drives”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, No. 4, July 1999.

- [N1] Nabae A., Takahashi I., and Akagi H.: „A new neutral-point clamped PWM inverter”, IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol. IA-17, no. 5, pp. 518-523, Sep 1981.
- [N2] Nguyen-Thac K., Orlowska-Kowalska T., and Tarchala G.: „Influence of the stator winding resistance on the field-weakening operation of the DRFOC induction motor driver”, Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences, Vol. 60, No. 4, 2012.
- [N3] Nowacki Z.: „Modulacja szerokości impulsów w napędach przekształtnikowych prądu przemiennego”, Państwowe Wydawnictwo Naukowe, Warszawa 1991.
- [N4] Nowak M., Barlik R.: „Poradnik inżyniera energoelektronika”, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1988.
- [O1] Oguchi K., Maki Y.: „A Multilevel-Voltage Source Rectifier with a Three-Phase Diode Bridge Circuit as a Main Power Circuit”, Conference Proceedings., IEEE IAS-1992 Ann. Meeting.
- [P1] Pan Z., Peng F. Z., Corzine K. A., Stefanovic V. R., Leuthen J. M.: „Voltage Balancing Control of Diode-Clamped Multilevel Rectifier/Inverter System”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 41, No. 6, November/December 2005.
- [P2] Pandey A., Singh B., Singh B. N., Chandra A., Al-Haddad K., Kothari D. P.: „A Review of Multilevel Power Converters”, IE (I) Journal. EL, Vol 86, March 2006.
- [P3] Papoulis A. „Obwody i układy”, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1988.
- [P4] Pawelski W.: „Sterowanie tranzystorów IGBT”, Politechnika Łódzka – Monografie, Łódź 2001.
- [P5] Peng F. Z., Lai J-S., McKeever J. and VanCOevering J.: „A Multilevel Voltage-Source Converter System with Balanced DC Voltages”, Power Electronics Specialists Conference, PESC'95, Record., 26th Annual IEEE, 18-22 Jun 1995.
- [P6] Pinheiro H., Botterón F., Reh C., Schuch L., Camargo R. F., Hey H. L., Grundling H. A. Pinheiro J. R.: „Space Vector Modulation for Voltage-Source Inverters: A Unified Approach”, IECON 02 Volume 1, Issue, 5-8 November 2002.
- [P7] Piróg S.: “Energoelektronika – Negatywne oddziaływania układów energoelektronicznych na źródła energii i wybrane sposoby ich ograniczenia”, AGH Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne, Kraków 1998.
- [P8] Prats M. M., Franquelo L. G., Portillo R., Leon J. I., Galvan E., Carrasco J. M.: „A 3-D space vector modulation generalized algorithm for multilevel converters”, Power Electronics Letters, IEEE, Vol. 1, Issue 4, Dec. 2003, Pages: 110-114.
- [P9] Prats M. M., Portillo R., Carrasco J. M., Franquelo L. G.: „New fast space-vector modulation for multilevel converters based on geometrical

- considerations”, IECON 02 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, IEEE 2002, Vol. 4, 5-8 Nov. 2002, Pages: 3134-3139.
- [P10] Prats M. M., Carrasco J. M., Franquelo L. G.: „Effective space-vector modulation algorithm for multilevel converters”, IECON 02 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, IEEE 2002, Vol. 4, 5-8 Nov. 2002, Pages: 3129-3133.
- [P11] Prats Ma. A. M., Carrasco J. M., Franquelo L. G.: „New space vector modulation algorithms applied to multilevel converters with balanced DC-link voltage”, HAIT Journal of Science and Engineering B, Volume 2, Issues 5-6, pp. 690-714.
- [R1] Radomski G.: „Analysis of Modified Diode Bridge Rectifier with Improved Power Factor”, Electrical Power Quality and Utilisation, Vol. 9 – No. 1 – September 2003, pp. 29-37.
- [R2] Radomski G.: „Experimental Investigations of Modified Diode Rectifier with Improved Power Factor”, Electrical Power Quality and Utilisation, Vol. 9 – No. 1 – September 2003, pp. 39-45.
- [R3] Radomski G.: „Prostownik Vienna – model, właściwości, zakres sterowania”, VI Krajowa Konferencja Naukowa Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym SENE 2003, Łódź, 19-21 listopada 2003.
- [R4] Radomski G.: „Synteza modulatora wektora przestrzennego napięcia dla prostownika Vienna”, VI Krajowa Konferencja Naukowa Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym SENE 2003, Łódź, 19-21 listopada 2003.
- [R5] Radomski G.: „Zmodyfikowany, mostkowy prostownik diodowy o poprawionym współczynniku mocy – model, symulacja, eksperyment”, VI Krajowa Konferencja Naukowa Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym SENE 2003, Łódź, 19-21 listopada 2003.
- [R6] Radomski G.: „Modele przekształtnika AC/DC o wejściu prądowym i wyjściu napięciowym”, Zeszyty Naukowe Politechniki Świętokrzyskiej, Elektryka 41, Kielce 2004.
- [R7] Radomski G.: „Zmodyfikowany mostkowy prostownik diodowy o poprawionym współczynniku mocy – badania eksperymentalne”, Zeszyty Naukowe Politechniki Świętokrzyskiej, Elektryka 41, Kielce 2004.
- [R8] Radomski G.: „Analysis of Vienna Rectifier”, Electrical Power Quality and Utilisation, Journal, Vol. XI, No. 1, 2005.
- [R9] Radomski G.: „Układ sterowania prostownika typu Vienna I metodą modulacji wektora przestrzennego napięcia”, Zeszyty Naukowe Politechniki Świętokrzyskiej, Elektryka 42, Kielce 2005.
- [R10] Radomski G.: „Podstawy działania prostownika typu Vienna II”, Zeszyty Naukowe Politechniki Świętokrzyskiej, Elektryka 42, Kielce 2005.

- [R11] Radomski G., Tunia H.: „Realizacja systemu sterowania czasu rzeczywistego prostownika typu Vienna I z użyciem zmiennoprzecinkowego procesora sygnałowego”, X Konferencja Zastosowania Komputerów w Elektrotechnice, Poznań 2005.
- [R12] Radomski G.: „Vienna Rectifier I Voltage Space Vector Control Method”, Proceedings of 8th International Conference, Electrical Power Quality and Utilisation, September 21-23, Cracow 2005.
- [R13] Radomski G.: „Wpływ niezrównoważenia napięć kondensatorów wyjściowych prostownika Vienna I na napięcia wejściowe”, VII Krajowa Konferencja Naukowa Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym SENE 2005, Łódź, 23-25 listopada 2005.
- [R14] Radomski G.: „Prostownik Vienna II – teoria działania”, VII Krajowa Konferencja Naukowa Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym SENE 2005, Łódź, 23-25 listopada 2005.
- [R15] Radomski G., Tunia H.: „Realisation of Vienna Rectifier I Real Time Control System”, Computer Applications in Electrical Engineering under the auspices of Electrical Engineering Committee of Polish Academy of Sciences, Poznań 2006.
- [R16] Radomski G.: „Voltage Space Vector Control System of Vienna Rectifier I”, the IEEE Region 8 Eurocon 2007, International Conference on “Computer as a Tool”, September 9-12, Poland, Warsaw 2007.
- [R17] Radomski G.: „Badania eksperymentalne prostownika Vienna I sterowanego według metody modulacji wektora przestrzennego napięcia”, SENE2007, Łódź, 21-23 listopada 2007.
- [R18] Radomski G.: „Modelling and Modulation of Voltage Source Converter”, 13th International Power Electronics and Motion Control Conference - EPE-PEMC 2008, Poznań 1-3.09.2008.
- [R19] Radomski G.: „Control and modulation methods of voltage source converter”, Bulletin of the Polish Academy of Sciences, Volume 57, No. 4, December 2009, pp. 323-336.
- [R20] Rodríguez J., Dixon J., Espinoza J. and Lezana P.: „PWM Regenerative Rectifiers: State of the Art”.
- [R21] Rodríguez J., Lai J-S. and Peng F.Z.: „Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 4, August 2002.
- [R22] Round S., Karutz P., Heldwein M., Kolar J.W.: „Towards a 30kW/liter, Three-Phase Unity Power Factor Rectifier”, IEEJ Trans. IA, Vol. 128, No. 4, 2008.
- [S1] Sikorski A.: „Current controller minimizing the switching number of the VS-PWM inverter devices for AC motor drive application”, Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE '96., Vol. 1, 1996, pp. 493 – 498.
- [S2] Sikorski A., Citko T.: „Current controller reduced switching frequency for VS-PWM inverter used with AC motor drive applications”, IEEE

- Transactions on Industrial Electronics, Vol. 45 , Issue: 5 1998 , pp. 792-801.
- [S3] Sikorski A., Korzeniewski M., Ruszczyk A.: „Identification of Dead-Time Influence on The Output Voltage of the Inverter Controlled by Non-Linear Controllers”, EUROCON, 2007. The International Conference on "Computer as a Tool", September 9-12, Poland, Warsaw 2007.
- [S4] Sikorski A., Kuźma A.: „Cooperation of induction squirrel-cage generator with grid connected AC/DC/AC converter”, Bulletin of the Polish Academy of Sciences, Technical Sciences, Vol. 57, No. 4, December 2009, pp. 317-322.
- [S5] Sikorski A. and Korzeniewski M.: „AC/DC/AC converter in a small hydroelectric power plant”, Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences, Vol. 59, No. 4, 2011.
- [S6] Sikorski A., Citko T.: “AC/DC/AC Transistor Power Converter with Quasi-Resonant Circuit”, West-East Technology Bridge International Conference on Power Electronics, Motion Control and Associated Applications, PEMC'94, Warsaw, Poland, 20-22 September 1994, pp. 486-491.
- [S7] Singh B., Singh B. N., Chandra A., Al-Haddad K., Pandey A., Kothari D. P.: „Review of Single-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 50, no. 5, October 2003.
- [S8] Singh B., Singh B. N., Chandra A., Al-Haddad K., Pandey A., Kothari D. P.: „A Review of Three-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, no. 3, June 2004.
- [S9] Strzelecki R., Supronowicz H.: „Filtracja harmoniczných w sieciach zasilających prądu przemiennego”, Polska Akademia Nauk, Komitet Elektrotechniki, seria: Postępy Napędu Elektrycznego, Wydawnictwo Adam Marszałek, Toruń 1997.
- [S10] Strzelecki R., Supronowicz H.: „Współczynnik mocy w systemach zasilania prądu przemiennego i metody jego poprawy”, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2000.
- [S11] Supronowicz H.: „Poprawa współczynnika mocy układów przekształtnikowych”, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1981.
- [T1] Tan G. J., Wang Z., Liu M., Chen G. Z.: „Study on Grid-Connected Converter for Permanent Magnet Direct-Driven Wind Power System”, Advanced Materials Research (Volumes 433 - 440), Materials Science and Information Technology, January, 2012, pp. 1013-1019.
- [T2] Teodorescu R., Liserre M. and Rodriguez P.: „Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems”, John Wiley-IEEE, Chichester, U.K., 2011.

- [T3] Todtermuschke K., Gensiort A., Rudolph J., Webert J., Guildnert H.: „Flatness based control of the VIENNA-rectifier allowing for reactive power compensation”.
- [T4] Tunia H., Kaźmierkowski M.: „Automatyka napędu przekształtnikowego”, Państwowe Wydawnictwo Naukowe, Warszawa 1987.
- [T5] Tunia H., Winiarski B.: „Energoelektronika”, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1994.
- [T6] Tunia H., Barlik R.: „Teoria przekształtników”, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2003.
- [W1] Wawrzół J.: „Układ zmodyfikowanego mostkowego prostownika diodowego o poprawionym współczynniku mocy”, Politechnika Świętokrzyska, Kielce 2002, (praca dyplomowa).
- [W2] Wenxi Yao, Haibing Hu, and Zhengyu Lu: „Comparisons of Space-Vector Modulation and Carrier-Based Modulation of Multilevel Inverter”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 23, No. 1, January 2008.
- [Y1] Youssef N. B. H., Al-Haddad K., Kanaan H.: „A New Methodology For Vienna Rectifier Rating And Controller Tuning Based on Control Saturation Analysis: Experimental Validation”, IEEE ISIE 2006, July 9-12, 2006, Montreal, Quebec, Canada.
- [Y2] Youssef N. B. H., Al-Haddad K.: „Application of the New Quasi-Linear Control Theory to the AC Current Shaping and DC Voltage Regulation of a Three-Phase boost-type AC/DC Vienna Converter Under Very Severe Operating Conditions”, EUROCON2007, The Int. Conf. on “Computer as a Tool”, Warsaw, September 9-12, 2007.
- [Y3] Yuon X., Barbi I.: „Fundamentals of new diode clamping multilevel inverter”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15, no. 4, July 2000.
- [Y4] Yuan X., Stemmler H., Barbi I.: „Self-balancing of clamping-capacitor-voltages in the multilevel capacitor-clamping-inverter under sub-harmonic PWM modulation”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 16, no. 2, March 2001.
- [Z1] Zeng X.: „Design and Comparison of High Efficiency Full-size Hybrid Converters for Large Direct-drive Wind Turbines”, China.
- [Z2] Zygmanski M.: „Analiza Porównawcza Właściwości Wybranych Wielopoziomowych Przekształtników Energoelektronicznych Przeznaczonych do Układów Kondycjonowania Energii Elektrycznej”, Rozprawa doktorska, Politechnika Śląska, 2009.

Dokumentacje Firmowe

- [t1] „ADSP-21160 SHARC DSP Hardware Reference”, Analog Devices, Inc., Second Edition, March 2002.
- [t2] „ADSP-21160 SHARC DSP Instruction Set Reference”, Analog Devices, Inc., First Edition, November 1999.
- [t3] „ADSP-21160N EZ-KIT LITE Evaluation System Manual”, Analog Devices, Inc., First Edition, September 2001.
- [t4] „ACEX 1K Programmable Logic Device Family”, Altera, May 2003.

Normy:

- [n1] IEEE-std-519-1992 (Total THDi < 5%) - standard IEEE519, najbardziej wymagająca regulacja dotycząca harmonicznym wytwarzanych przez przekształtniki, dotycząca również sieci słabych..
- [n2] IEC 61000-3-2-2009 - standard dotyczący ograniczenia emisji harmonicznym (dla odbiorników o prądzie wejściowym do 16A na fazę). IEC 61000-3-2:2005+A1:2008+A2:2009 standard określa ograniczenia dotyczące emisji harmonicznym prądu do publicznej sieci elektroenergetycznej. Specyfikuje harmoniczne prądu jakie może wytwarzać odbiornik energii elektrycznej testowany w określonych przez standard warunkach. Określa sposób pomiaru harmonicznym prądu w dodatkach A i B.
- [n3] 61000-2-2 norma określająca poziomy kompatybilności zaburzeń przewodzonych małej częstotliwości (0Hz do 9kHz) i sygnałów przesyłanych w publicznych sieciach niskiego napięcia. Definiuje wartości graniczne harmonicznym napięcia i THD(U). Nie definiuje wartości granicznych harmonicznym prądów.
- [n4] 61000-2-4 norma określająca poziomy kompatybilności dotyczące zaburzeń przewodzonych małej częstotliwości (0Hz do 9kHz) w sieciach zakładów przemysłowych. Definiuje wartości graniczne harmonicznym napięcia i THD(U). Nie definiuje wartości granicznych harmonicznym prądów.

MODULACJA WEKTOROWA W PRZEKSZTAŁTNIKACH AC/DC ZASILANYCH Z SIECI PRĄDU PRZEMIENNEGO – streszczenie

Rozprawa stawia sobie za cel opracowanie i uogólnienie metod modulacji wektorowej dla napięciowych, impulsowych przekształtników energii elektrycznej typu AC/DC zasilanych z trójfazowej sieci prądu przemiennego. W pracy przedstawiono zmodyfikowane metody sterowania i modulacji wektorowej przekształtników napięciowych. W opracowanych metodach sterowania i modulacji podjęto próbę kompensacji wpływu czynników deformujących wektor przestrzenny napięcie jak czasy martwe i tym samym obniżających parametry jakości konwersji energii elektrycznej przez przekształtnik. Przedstawiono metodę sterowania aktywnych przekształtników napięciowych zasilanych z sieci prądu przemiennego z predykcją prądu pobieranego przez przekształtnik z sieci zasilającej. Analizie poddano metody sterowania i modulacji trzech układów przekształtników energii prądu przemiennego na prąd stały: dwupoziomowy przekształtnik napięciowy, trójpoziomowy prostownik (tak zwany prostownik Vienna), wielopoziomowy przekształtnik napięciowy z diodami poziomującymi o arbitralnie przyjętej liczbie poziomów napięcia. Analizę każdego z układów przekształtnikowych rozpoczęto od opracowania jego modelu matematycznego. W opracowanych modelach starano się uwzględnić wpływ prądów fazowych na zdolność przekształtnika do wytwarzania odpowiednich poziomów napięć, przy danych stanach łączników energoelektronicznych. Dlatego opracowane modele dobrze opisują działanie przekształtników w stanach tak zwanych czasów martwych, nadają się również do symulacji działania przekształtników w stanach awaryjnych oraz mogą dosyć wiernie odtwarzać napięcia wejściowe przekształtnika w przypadku zastosowania ich w układach sterowania z estymacją napięć wejściowych. Opracowane modele matematyczne posłużyły do ustalenia zbiorów bazowych wektorów przestrzennych napięć – zarówno realizacji stabilnych, jak i chwilowych, dostępnych jedynie przy przejściu któregoś z prądów fazowych przekształtnika przez zero. Wyznaczono także aktywne obszary modulacji wektora przestrzennego napięć w zależności od przyjętego podzbioru bazowych wektorów przestrzennych napięć wykorzystywanych w danym okresie modulacji, wartości aktualnego sektora prądów i sektora napięć oraz wartości czasu martwego. Poddano analizie warunki równoważenia napięć pojemnościowego dzielnika napięcia występującego w układach prostownika Vienna i przekształtników wielopoziomowych z diodami poziomującymi. Opracowano metodykę wyboru sposobu realizacji bazowych wektorów przestrzennych, spośród ich realizacji nadmiarowych, powodujących zmniejszenie stanu niezrównoważenia dzielnika pojemnościowego. Zaproponowano ulepszenia algorytmu modulacji mające na celu zmniejszenie odkształcenia napięcia wytwarzanego przez przekształtnik, a wynikającego z wprowadzenia czasu martwego do sekwencji modulacyjnej. Poprawność rozwiązań wynikających z analizy teoretycznej sprawdzono metodą symulacji oraz eksperymentalnie.

VOLTAGE SPACE VECTOR PULSE WIDTH MODULATION of VOLTAGE SOURCE AC/DC CONVERTERS SUPPLIED from AC POWER GRID – summary

The major object of this work is development and generalisation of space vector pulse width modulation methods for voltage-source AC/DC converters supplied from three-phase power grid. Work focuses on vector oriented, modified control and modulation methods. Proposed methods undertake reduction of influence of negative factors on voltage space vector deformation that decrease the quality parameters of energy conversion by power converter system. Control method with prediction of current, that is drawn out from the mains, is developed in the work. Control and modulation methods of three AC/DC converter structures has been analysed: two-level voltage source converter, unidirectional energy flow, three-level voltage source converter (so-called Vienna Rectifier) and generalised multilevel voltage source converter with levelling diodes with arbitrarily assigned number of voltage levels. Analysis of each converter system starts from converter modelling. One attempt to take into account the influence of phase current onto voltages that are generated on the AC side of power converter. For this reason, developed models well describe operation of the converter in dead time and are useful in the case of simulation of failure states (short circuit or open circuit of electronic switches) and may be used for estimation of AC side voltages in control systems with reduced number of sensors. Sets of basic voltage space vectors, both stable and unstable realisations, that appear only when currents pass value of zero, have been defined on the basis of models. Next, active areas of voltage space vector pulse width modulation have been defined. Active areas of voltage space vector depends on basic voltage space vector subset that is used in modulation period, current and voltage sectors numbers and value of dead time. Terms of balancing of voltage of capacitor voltage divider of Vienna Rectifier and multilevel converters with levelling diodes have been analysed. Methodology of choice of active basic voltage space vectors subset from among redundancy realisations has been developed. The choice of active basic space vector subset is made in the manner that unbalance of voltages of capacitor divider decreases. Improvements of modulation algorithm have been proposed. The main goal of the proposed improvements is in decreasing of voltage deformation that are caused by presence of dead times in modulation sequence. Correctness of proposed solutions, that were carried out from theoretical analysis, has been validated by means of simulation and experiment.

Autobiografia naukowa



Dr inż. Grzegorz Radomski urodził się w 1967 roku w Kielcach. Ukończył Wydział Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Świętokrzyskiej w 1991 roku i podjął pracę na macierzystym wydziale, początkowo w Katedrze Informatyki, następnie od 1996 roku w Zakładzie Napędu Elektrycznego – obecnej Katedrze Energoelektroniki. Początkowo zajmował się zagadnieniami sterowania falownikowych układów napędowych. W 1999 roku otrzymał nagrodę za najlepszy artykuł młodego pracownika nauki na konferencji Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym. Rozprawę doktorską na temat sterowania stałomomentowej maszyny synchronicznej o polu

trapezoidalnym obronił w 2001 roku. Po doktoracie prowadził prace badawcze z zakresu sterowania przekształtników AC/DC o poprawionym współczynniku mocy, uzyskując nagrody i wyróżnienia. W roku 2006 otrzymał Nagrodę Naukową IV Wydziału Nauk Technicznych Polskiej Akademii Nauk za cykl prac z lat 2003-2005 poświęcony przekształtnikom o poprawionym współczynniku mocy. Głównym zakresem zainteresowań naukowych i badawczych autora są metody sterowania i modulacji napięcia napięciowych przekształtników AC/DC. W rozwijanych metodach modulacji rozważane są źródła odkształcenia napięcia wynikające z: nierealizowalności niektórych wektorów przestrzennych napięć w kolejnych sektorach prądu, wpływu czasu martwego oraz braku równowagi napięć pojemnościowych dzielników napięcia. Proponowane są metody kompensacji wpływu tych źródeł odkształcenia napięcia. W szczególności, autor zajmuje się strukturami przekształtnika dwupoziomowego PWM, prostownika Vienna, uogólnionego N - poziomowego przekształtnika napięciowego. Niniejsza monografia habilitacyjna stanowi podsumowanie wyników dotychczasowych prac z tego zakresu.

Autor jest wykonawcą projektów badawczych (8T10A01208, 8T10A0514), kierownikiem jednego projektu badawczego (8 T10A 074 15), głównym wykonawcą dwóch projektów badawczych (3T10A 038 26, N510 025 32/2429).