

Tadeusz Olko

BEZPOŚREDNIE PRZEMIENNIKI CZĘSTOTLIWOŚCI
TEORIA I ZASTOSOWANIE W NAPĘDZIE ELEKTRYCZNYM

Recenzent

doc. dr hab. inż. Eugeniusz Poptawski

Opracowanie redakcyjne

Jadwiga Żukowska

Prace kreslarskie

Tadeusz Malewicz

Korekta techniczna

Elżbieta Siemieniako

Drukowano w Dziale Poligrafii Politechniki Białostockiej.
Nakład 150 egz. Format B-5. Ark.wyd. 6,00. Ark.druk. 8,5.
Złożono do druku 4 marca 1986 r. Druk ukończono - marzec 1986 r.
Zamówienie Nr 16/86. Cena 90 zł P-2

SPIS TREŚCI

	Strona
WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ	5
1. WSTĘP	9
2. MODEL MATEMATYCZNY BEZPOŚREDNIEGO PRZEMIEN- NIKA CZĘSTOTLIWOŚCI	13
2.1. Podstawowe rodzaje bezpośrednich przemienników czę- stotliwości	13
2.2. Wektor wymuszenia napięciowego kształtowany na wyjś- ciu bezpośredniego przemiennika częstotliwości	19
2.3. Przebiegi czasowe zmiennych sterujących	21
2.4. Program symulacji cyfrowej	32
2.5. Wyniki obliczeń typowe dla kolejnych rodzajów prze- mienników	34
2.6. Podsumowanie	38
3. MASZYNA INDUKCYJNA ASYNCHRONICZNA ZASILANA Z BEZPOŚREDNIEGO PRZEMIENNIKA CZĘSTOTLIWOŚCI	39
3.1. Równania podstawowe i ich rozwiązanie	39
3.2. Wartości i znaczenie składowej zerowej	45
3.3. Podsumowanie	48
4. USTALONY STAN PRACY UKŁADU	50
4.1. Warunek sterowania ustalonego	50
4.2. Program symulacji cyfrowej	55
4.3. Warunki początkowe stanu pracy ustalonej - określanie analizyczne	58
4.4. Wyniki obliczeń na modelu cyfrowym	63
4.5. Podsumowanie	73

5. WIELKOŚCI I PARAMETRY WEJŚCIOWE BEZPOŚREDNIEGO PRZEMIENNIKA CZĘSTOTLIWOŚCI	75
5.1. Prąd pobierany z sieci poprzez przełącznik bezpo- średni	75
5.2. Moc czynna	83
5.3. Wejściowa moc przesunięcia i moc deformacji	85
5.4. Podsumowanie	92
6. OBLICZENIA PROCESÓW PRZEJŚCIOWYCH W MASZYNIE INDUKCYJNEJ ZASILANEJ Z PRZEMIENNIKA	93
6.1. Podstawowe równania procesów przejściowych	93
6.2. Program i wyniki obliczeń numerycznych	97
6.3. Podsumowanie	108
7. BADANIA LABORATORYJNE I UWAGI KOŃCOWE	109
8. WNIOSKI	120
LITERATURA	122

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ

a	- operator obrotu
f_o	- częstotliwość podstawowej (pożądaney) harmonicznej na- pięcia wyjściowego
i_R, i_S, i_T	- chwilowe wartości prądów w poszczególnych fazach za- silających
i_u, i_v, i_w	- chwilowe wartości prądów w poszczególnych fazach wyj- ściowych przełącznika
i_1	- wartość chwilowa podstawowej harmonicznej prądu na wyj- ściu przełącznika
I_{we}	- wartość skuteczna prądu wejściowego (zasilającego) prze- miennika
I_{we1}	- wartość skuteczna podstawowej harmonicznej prądu wej- ściowego przełącznika
I_{we1Q}	- wartość skuteczna składowej biernej podstawowej harmo- nicznej prądu wejściowego przełącznika
I_{we1R}	- wartość skuteczna składowej czynnej podstawowej harmo- nicznej prądu wejściowego przełącznika
I_{wy}	- wartość skuteczna prądu wyjściowego przełącznika
$\underline{i}_s$	- wektor prądu stojana
i_o	- składowa zerowa prądu wyjściowego przełącznika
$\underline{i}_{sn}$	- wartość wektora prądu stojana w momencie n-tego prze- łączenia łączników w układzie przełącznika
$\underline{i}_z$	- wektor prądu zasilającego
$Im(x)$	- część urojona wyrażenia x
k_I, k_{II}	- zespolone współczynniki wektora napięcia wyjściowego przełącznika

k_o	- zespolony współczynnik składowej zerowej napięcia wyjściowego przemiennika
L_s	- indukcyjność stojana
L_r	- sprowadzona indukcyjność wirnika
L_m	- indukcyjność główna maszyny
$L_{\sigma d}$	- indukcyjność rozproszenia dławika wyrównawczego
L_{md}	- indukcyjność główna dławika wyrównawczego
u_u, u_v, u_w	- zmienne sterujące dla poszczególnych faz wyjściowych przemiennika
n	- zmienna sterująca
n_p	- zmienna sterująca dla fali dodatniego typu
n_n	- zmienna sterująca dla fali ujemnego typu
P	- liczba par biegunów
P	- moc czynna na wejściu przemiennika
q	- liczba przełączeń łączników przemiennika w okresie wyjściowym
Q	- bierna moc przesunięcia na wejściu przemiennika
r	- amplituda napięcia sterującego odniesienia do maksymalnej wartości napięcia taktującego
r_s	- rezystancja stojana maszyny
r_r	- sprowadzona rezystancja wirnika
r_d	- rezystancja dławika wyrównawczego
$Re(x)$	- część rzeczywista z x
t_b	- chwila przełączenia blokady
t_n	- kolejne chwile przełączeń łączników w układzie przemienika
Δt_k	- przedział dyskretyzacji czasu obliczeń numerycznych
t_p	- czas przewodzenia łącznika pomiędzy jego załączeniem a wyłączeniem
T_r	- stała czasowa obwodu dla składowej zerowej prądu
T_r'	- stała czasowa obwodu (w przypadku zastosowania dławika wyrównawczego) dla składowej zerowej prądu
u_u, u_v, u_w	- wartości chwilowe napięcia wyjściowego w poszczególnych fazach przemiennika
U_m	- wartość maksymalna międzyfazowego napięcia sieci zasilającej
U_{1m}	- amplituda podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego

U_n	- napięcie znamionowe silnika
$\underline{u}$	- wektor napięcia wyjściowego przemiennika
u_o	- składowa zerowa napięcia wyjściowego przemiennika
$\underline{u}_1$	- wektor podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego przemiennika
$\underline{u}_w$	- wektor wymuszenia napięciowego dla odbiornika skojarzonego w gwiazdę bez przewodu zerowego
u_{ster}	- chwilowa wartość napięcia sterującego, odniesiona do maksymalnej wartości napięcia taktującego
φ	- kąt przesunięcia zmiany znaku blokady w przemienniku CDFFC w porównaniu z przemiennikiem UFC
φ	- faza początkowa napięcia sterującego
φ_o	- kąt obciążenia
ψ	- wejściowy kąt przesunięcia
$\underline{\psi}_s$	- wektor strumienia skojarzonego ze stojanem
$\underline{\psi}_{s1}$	- wektor podstawowej harmonicznej strumienia stojana
ψ_{s1m}	- amplituda podstawowej harmonicznej strumienia stojana
ω	- pulsacja napięcia w sieci zasilającej
ω_o	- pulsacja podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego
ω_m	- prędkość kątowna wału maszyny
ω_r	- pulsacja w wirniku
ω_{on}, ω_{rn}	- znamionowa pulsacja w stojanie i wirniku
$\omega_{omx}, \omega_{rmx}$	- maksymalne pulsacje stojana i wirnika określone zakresem regulacji
UFC	- "niezależny" przemiennik częstotliwości (unrestricted frequency changer)
SSFC	- "wolno przełączany" przemiennik częstotliwości (slow switching frequency changer)
NCC	- przemiennik częstotliwości o komutacji naturalnej (naturally commutated cycloconverter)
CDFFC	- przemiennik częstotliwości o sterowanym współczynniku przesunięcia (controlable displacement factor frequency changer)
UDFFC	- przemiennik częstotliwości o jednostkowym współczynniku przesunięcia (unity displacement factor frequency changer)

STRESZCZENIE

W pracy zaprezentowano metodę analizy i syntezy bezpośrednich przemienników częstotliwości w zastosowaniu do układów napędowych z maszyną asynchroniczną zwartą, zakładając ciągłość prądu wyjściowego i natychmiastową komutację zaworów przekształtnika.

Opracowany, ogólny dla różnych odmian, wektorowy model przemiennika posłużył do symulacji procesów elektromagnetycznych, tak w ustalonych jak i przejściowych stanach pracy układu. Ten sam model został wykorzystany do obliczeń wielkości wejściowych przekształtnika w postaci prądu wejściowego oraz wejściowego współczynnika przesunięcia i wejściowego współczynnika mocy. Rozważania przeprowadzono dla charakterystycznych odmian przemienników bezpośrednich, zarówno z komutacją naturalną jak i wymuszoną, w przypadku regulacji napięcia wyjściowego przemiennika metodą modulacji czasów przewodzenia łączników.

Symulację procesów przejściowych przeprowadzono dla maszyny indukcyjnej sterowanej metodą orientacji wektora napięcia sterującego przemiennikiem, zaproponowaną w niniejszej pracy.

Rozważania teoretyczne i wyniki obliczeń komputerowych poparte zostały badaniami eksperymentalnymi w układzie napędowym z bezpośrednim przemiennikiem częstotliwości o komutacji naturalnej.

1. WSTĘP

Statyczne przekształtniki półprzewodnikowe stosowane w technice przekształcania energii elektrycznej prądu przemiennego - o pewnych, najczęściej sieciowych, parametrach - na energię również prądu przemiennego, ale o parametrach różnych od wejściowych, i w ogólnym przypadku zmiennych, dzielone są zasadniczo na dwie grupy: przemienniki pośrednie z obwodem pośredniczącym prądu stałego oraz przemienniki bezpośrednie, w których wymagane parametry wyjściowe (częstotliwość, amplituda) uzyskiwane są w jednym etapie przekształcania. Niniejsza praca poświęcona jest przekształtnikom tej drugiej grupy, których klasycznym przykładem jest znany i powszechnie stosowany cyklokonwerter. Mniej znane i sporadycznie stosowane w praktyce są bezpośrednie przemienniki częstotliwości o komutacji wewnętrznej.

Oprócz podstawowego podziału przemienników bezpośrednich, ze względu na komutację (sieciowa i wewnętrzna), pojawił się w literaturze podział ze względu na specyfikę oddziaływania przekształtnika na sieć zasilającą. Zwrócenie uwagi na tę specyfikę umożliwiło powstanie nowych koncepcji dotyczących przemienników, które pozostają na etapie rozważań teoretycznych i badań laboratoryjnych [28,29,30].

Niechcąc do praktycznych zastosowań przemienników bezpośrednich wynika z konieczności stosowania, szczególnie do budowy przemienników o komutacji wewnętrznej, dużej liczby przyrządów półprzewodnikowych, a w przypadku przemienników o komutacji sieciowej również z jedynie ograniczonej możliwości uzyskiwania zmian częstotliwości wyjściowej. Jednakże postęp w zakresie technologii i techniki produkcji tyrystorów wyłączanych prądem bramki (GTO) oraz tranzystorów mocy może doprowadzić do zmiany tej sytuacji [6], [38]. Obecnie, a także w przyszłości, zastosowanie przekształtników bezpośrednich dotyczyć będzie następujących zagadnień:

- napędów elektrycznych z asynchronicznym i synchronicznym silnikiem prądu przemiennego,
- stabilizatorów częstotliwości w przypadku indywidualnych źródeł wytwarzania energii,
- regulatorów mocy biernej w sieciach zasilających,
- sprzęgania systemów energetycznych o różnych częstotliwościach.

W wielu układach napędowych, a szczególnie w przypadkach układów o wyższych poziomach mocy, w których stosowanie pośrednich przemienników częstotliwości jest ograniczone ich zdolnością komutacyjną, zaś układy prądu stałego są mało atrakcyjne ze względu na silnik, już nawet w obecnym stanie rozwoju przyrządów półprzewodnikowych uzasadnione jest stosowanie klasycznego cyklokonwertora [4,5], [24], [26], [27], [40], [47], [53,54], [59], [64,65,66], [68].

Doświadczenia zdobyte podczas wieloletnich prac w dziedzinie wykorzystania cyklokonwertora w napędzie elektrycznym, prowadzonych przez autora i jego współpracowników z Zakładu Przetwarzania i Użytkowania Energii Elektrycznej Politechniki Białostockiej [15,16], przekonały autora o dużej niezawodności tego przekształtnika w porównaniu z przekształtnikami pośrednimi.

O ile literatura na temat teorii i zastosowań pośrednich przemienników częstotliwości jest bogata, o tyle prace z tematyki przemienników bezpośrednich ograniczają się najczęściej do zasady działania tych układów. Rozważania dogłębne pojawiają się sporadycznie. Gruntowne podstawy teoretyczne bezpośredniego przekształcania energii zawarte są w pracach L.Gyugi'ego i B.R.Pelly'ego [30], [57], cytowanych często w niniejszej rozprawie. W doskonałej monografii tych autorów "Static power frequency changers theory performance and application" [30], prezentującej różne rodzaje przemienników bezpośrednich oraz zasady ich sterowania, zastosowana analiza matematyczna, oparta na rozkładzie wielkości wejściowych i wyjściowych przemiennika w szeregi harmoniczne, ogranicza możliwości opisu wyłącznie do ustalonych stanów pracy. Ponadto w szeregach, prezentowanych w cytowanej monografii, stanowiących opis matematyczny przemiennika, występuje znaczna liczba składników o jednakowych pulsacjach, lecz różnych amplitudach i fazach zależnych od warunków sterowania i obciążenia. Fakt ten zasadniczo utrudnia stosowanie takiego opisu do analizy ilościowej. Inne ograniczenie wykorzystania tego sposobu opisu występuje w przy-

padku regulacji napięcia wyjściowego przemiennika metodą modulacji czasu przewodzenia łączników, kiedy to stosowane w monografii [30] założenie ciągłości tzw. funkcji modulacji jest słuszne tylko dla odpowiedniej różnicy pomiędzy pulsacją źródła zasilającego a pulsacją składowej podstawowej (pożądaną) ω_0 kształtowanego napięcia wyjściowego. Matematyczne ujęcie problemów bezpośredniego przekształcania energii oparte na analizie harmonicznnej było często stosowane także przez innych autorów [33], [35], [49], [52], [70].

Inną metodą opisu i wyznaczania przebiegów kształtowanych przez przekształtnik bezpośredni, zarówno w statycznych jak i dynamicznych stanach pracy, jest modelowanie cyfrowe albo analogowe. Wykorzystanie modelowania do analizy układów napędowych z cyklokonwerterem w roli przemiennika częstotliwości proponowane jest w artykułach [9], [37], [42], [51], [62], [76]. W artykułach [7,8] zawarty jest odosobniony sposób opisu, przedstawiający sygnał wyjściowy cyklokonwertora jako sumę użytecznego sygnału sinusoidalnego oraz szumu przypadkowego.

Niniejsza rozprawa jest próbą zaprezentowania uogólnionej teorii bezpośredniego przemiennika częstotliwości w przypadku zastosowania go w układach napędowych z silnikiem indukcyjnym klatkowym. Specyficzny w tym zastosowaniu jest ścisły związek pomiędzy regulowaną częstotliwością a amplitudą podstawowej (pożądaną) składowej harmonicznej napięcia kształtowanego na wyjściu przemiennika. W celu utworzenia modelu matematycznego przemiennika, zakładając że jego prąd wyjściowy ma charakter ciągły a komutacja zaworów jest natychmiastowa, autor zastosował metodę zespolonych wektorów stanu, zaś do obliczeń ilościowych wykorzystał symulację przebiegów na maszynie cyfrowej. Programy obliczeniowe utworzone na podstawie modelu ogólnego pozwoliły rozważyć problem oddziaływania podstawowych przemienników bezpośrednich zarówno na odbiornik (maszynę indukcyjną klatkową), jak i na sieć zasilającą. Umożliwiły one także symulację procesów przejściowych w maszynie sterowanej przemiennikiem, tak o komutacji naturalnej jak i wymuszonej, metodą orientacji wektora napięcia sterującego zaproponowaną przez autora.

Praca składa się z siedmiu rozdziałów. Wstępem jest rozdział pierwszy pracy.

W rozdziale drugim są przedstawione odmiany bezpośrednich prze-
mienników częstotliwości, proponowane w literaturze, a w dalszej jego
części jest zaprezentowany model matematyczny wspólny dla wazy-
stkich cytowanych odmian.

W rozdziale trzecim zawarte są równania stanu maszyny indukcyj-
nej klatkowej, w których zmiennymi stanu są: prąd stojana i strumień
magnetyczny skojarzony ze stojanem, a także rozwiązania tych równań
dla wymuszenia kształtowanego przez przekształtnik bezpośredni.

Rozdział czwarty poświęcony jest pracy układu w stanach statycz-
nych. Zaprezentowane są w nim program i wyniki obliczeń przebiegów
czasowych oraz wartości skutecznych zmiennych stanu maszyny. W ce-
lu utworzenia tego programu rozpatrzono początkowo zmienność ampli-
tudy składowej podstawowej napięcia zasilającego silnik w funkcji czę-
stotliwości, a następnie wyznaczono analityczne równania chwilowych,
początkowych wartości prądu i strumienia, które w stanie pracy usta-
łonej powtarzają się cyklicznie, przy czym okres tych powtórzeń zwią-
zany jest z pulsacją wyjściową przekształtnika.

W rozdziale piątym rozpatrzono oddziaływanie przekształtników bez-
pośrednich na sieć zasilającą. Korzystając z utworzonego modelu prze-
miennika, przedstawiono sposób wyznaczania prądów i mocy na jego
wejściu. Zaprezentowano wyniki obliczeń dla podstawowych odmian prze-
miennika.

Rozdział szósty zawiera program i wyniki obliczeń dotyczących
stanów przejściowych maszyny indukcyjnej klatkowej, zasilanej z roz-
patrywanych przezienników o komutacji naturalnej i wymuszonej. Dyna-
miczne właściwości układu napędowego w stanach przejściowych okre-
ślone są przy zaproponowanej metodzie sterowania poprzez orientację
wektora napięcia sterującego.

Ostatni rozdział, siódmy, zawiera wyniki badań laboratoryjnych, we-
ryfikujące wyniki obliczeń na podstawie modelu matematycznego na
przykładzie cyklokonwertora, a także wnioski końcowe. Wszystkie wy-
niki, tak obliczeń, jak i eksperymentów, dotyczą konkretnej maszyny
o mocy 7,5 kW. Wyniki dla maszyn o dowolnych mocach można uży-
wać stosując zaprezentowane programy obliczeń numerycznych.

2. MODEL MATEMATYCZNY BEZPOŚREDNIEGO PRZEMIENNIKA CZĘSTOTLIWOŚCI

Bezpośredni przeziennik częstotliwości przekształca sinusoidalne
napięcie źródła zasilającego o stałej pulsacji ω na napięcie prze-
mienne o dowolnej pulsacji podstawowej składowej harmonicznej ω_0 .
Działanie takiego przekształtnika polega na tworzeniu cyklicznie zmien-
nej konfiguracji połączeń pomiędzy poszczególnymi fazami n-fazowego
źródła i m-fazowego odbiornika za pomocą odpowiednich łączników.
Przebieg napięcia wyjściowego jest więc kompozycją segmentów napię-
cia wejściowego, uwarunkowaną kolejnością i czasem przewodzenia po-
szczególnych łączników. Dla wszystkich wyróżnianych w literaturze od-
mian bezpośrednich przezienników częstotliwości można utworzyć wspólny
model matematyczny oraz program symulacji cyfrowej.

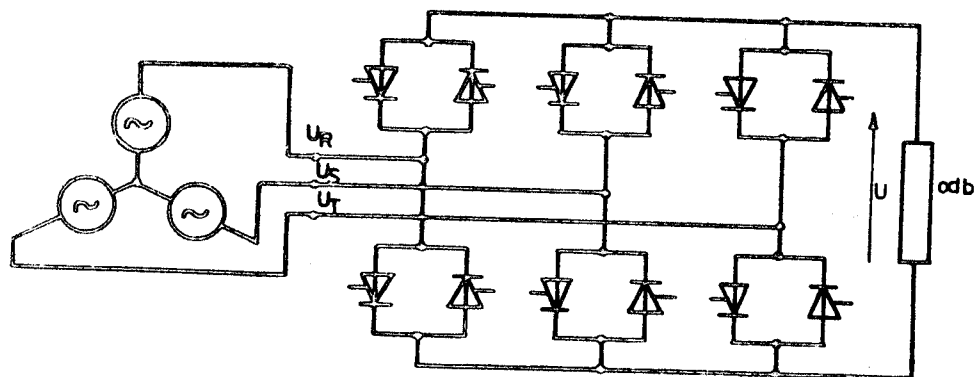
2.1. Podstawowe rodzaje bezpośrednich przezienników częstotliwości

Cechy charakterystyczne bezpośredniego przeziennika są określo-
ne jednoznacznie metodą sterowania łączników. Pięć różnych sposo-
bów sterowania, wyróżniających poszczególne typy przekształtnika, zna-
lazło zastosowanie praktyczne [30].

W celu zdefiniowania odmian przeziennika można wykorzystać u-
kład, stosowany w praktyce najczęściej, o trójfazowym zasilaniu i mo-
stkowej konfiguracji łączników, przyjmując przy tym, że są to łączniki
w pełni sterowalne, tzn. takie, które mogą być skokowo zamykane
lub wyłączane w dowolnej chwili (rys. 1). Jeżeli w układzie tym czas
przewodzenia kolejnych łączników pozostawimy stały, równy $t_p = \frac{2\pi}{6\omega}$,
to podstawowa składowa harmoniczna napięcia wyjściowego ma często-

tlivość równą zero. W przypadku czasu przewodzenia t_p stałego i różnego od wartości $\frac{\pi}{3\omega}$, pulsacja podstawowej harmonicznego napięcia wyjściowego ω_o określona jest wyrażeniem

$$\omega_o = \frac{\frac{\pi}{3} - \omega t_p}{t_p} \quad (1)$$



Rys. 1. Bezpośredni przemiennik częstotliwości o konfiguracji mostkowej

W zależności od wartości stałego czasu t_p wyróżniane są dwa typy bezpośrednich przemienników częstotliwości:

Jeżeli $0 < t_p < \frac{\pi}{3\omega}$, to przekształtnik nazywa się niezależnym przemiennikiem częstotliwości UFC (unrestricted frequency changer) [30]. Pasmo częstotliwości harmonicznego napięcia wyjściowego jest, w tym przypadku, przesunięte powyżej pulsacji podstawowej, a dla przyjętego układu o konfiguracji mostkowej wyrażone jest zależnością

$$f_h = \frac{1}{2\pi} [6k\omega + (6k \pm 1)\omega_o], \quad (2)$$

gdzie $k = 1, 2, \dots, \infty$.

Częstotliwość składowej podstawowej może zmieniać się w szerokich granicach, poniżej i powyżej częstotliwości wejściowej, niezależnie od jej wartości. Jest to podstawowa zaleta wyróżniająca UFC spośród pozostałych przemienników bezpośrednich.

Jeżeli $t_p > \frac{\pi}{3\omega}$, to przekształtnik określany jest jako wolno przełączany przemiennik częstotliwości SSFC (slow swithing frequency changer). Napięcie wyjściowe tego przemienika zawiera, poza składową podstawową, harmoniczne o częstotliwościach [30]

$$f_h = \frac{1}{2\pi} [6k\omega - (6k \pm 1)\omega_o], \quad (3)$$

gdzie $k = 1, 2, \dots, \infty$.

Jeżeli stosunek pulsacji wyjściowej do wejściowej ω_o/ω jest duży, to amplitudy harmonicznego o pulsacjach niższych od podstawowej ω_o mogą mieć, w tym przypadku, wartości znaczące. Jest to podstawowa wada, która ogranicza zastosowanie SSFC.

Do budowy obydwu wyróżnionych wyżej typów przemienników niezbędne są łączniki pełnosterowalne (tranzystory, tyrystory z układami komutacji wymuszonej). Ograniczenie to nie istnieje w następnym typie przekształtnika.

Przekształtnik, w którym do wyłączenia łączników (tyrystorów) wykorzystywana jest komutacja naturalna nazywa się naturalnie komutowanym przemiennikiem częstotliwości NCC (naturally commutated cycloconverter) lub krótko - cyklokonwerterem. Pasmo harmonicznego w sygnale wyjściowym wyrażone jest zależnością

$$f_h = \frac{1}{2\pi} [6k\omega \pm (n - 1)\omega_o], \quad (4)$$

gdzie: $k = 1, 2, 3, \dots, \infty$; $n = 1, 2, 3, \dots, \infty$.

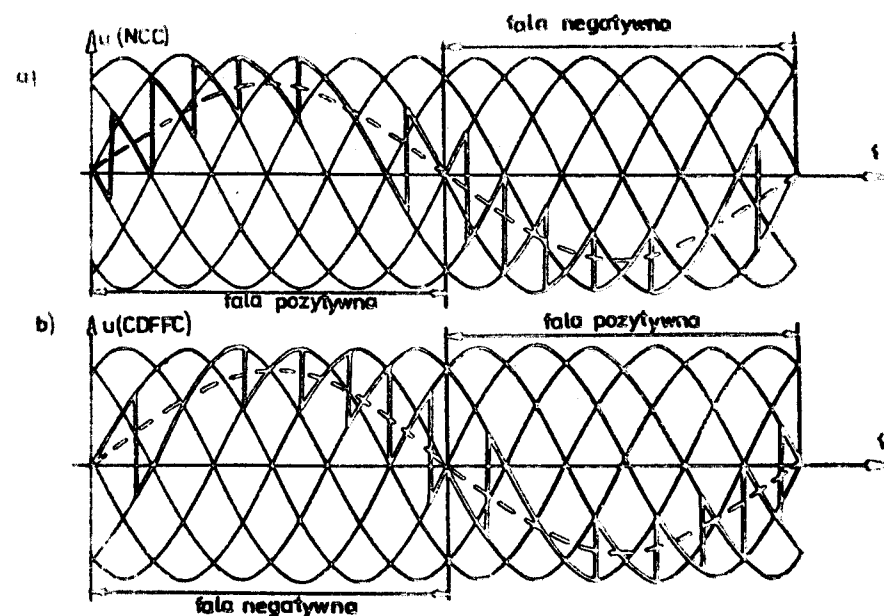
Amplitudy składowych harmonicznego maleją wraz ze wzrostem n , jednak dla wyższych pulsacji ω_o mogą pojawić się składowe podharmoniczne o znaczących amplitudach, a także składowa stała. Wynika stąd górna granica wykorzystywanych częstotliwości ω_o , której teoretyczną wartość, dla mostkowej konfiguracji przekształtnika i częstotliwości zasilającej 50 Hz, autorzy określają na poziomie 35 Hz. Mimo tego ograniczenia, NCC znajduje największe zastosowanie zarówno ze względu na niezawodność związaną z komutacją naturalną jak i na możliwość do przyjęcia poziom mocy.

Inną cechą charakterystyczną wyróżnianych typów bezpośrednich przemienników częstotliwości jest wejściowy kąt przesunięcia, rozumiany jako kąt fazowy pomiędzy napięciem, a podstawową harmoniczną prądu na wejściu. Wartość tego kąta zależy od kąta obciążenia (rozumianego jako przesunięcie pomiędzy podstawową harmoniczną napięcia, a podstawową harmoniczną prądu na wyjściu) oraz sposobu kształtowania napięcia wyjściowego. W niezależnym przemienniku UFC średni wejściowy kąt przesunięcia (wartość uśredniona w okresie sygnału wyjściowego) jest przeciwny do kąta obciążenia. Oznacza to, że odbiornik o charakterze indukcyjnym widziany jest od strony źródła jako pojemnościowy i odwrotnie. W przypadku wolno przełączanego przemiennika SSFC średni wejściowy kąt przesunięcia i wyjściowy kąt obciążenia są sobie równe. W cyklokonwertorze podstawowa harmoniczna prądu wejściowego opóźnia się zawsze w stosunku do napięcia, niezależnie od charakteru obciążenia, stąd od strony źródła NCC zawsze stanowi obciążenie indukcyjne.

W celu określenia kształtu napięcia wyjściowego definiuje się dodatni i ujemny typ fali napięciowej. Dodatni typ fali powstaje wówczas, gdy załączane napięcie wejściowe ma potencjał wyższy od napięcia wyłączanego, i, odwrotnie, w przebiegu typu ujemnego przyłączane napięcie jest niższe od wyłączanego.

To, że cyklokonwertor widziany od strony zasilania ma charakter indukcyjny pochodzi stąd, że dodatnia półfala prądu wyjściowego związana jest zawsze z falą typu dodatniego, a ujemna z falą typu ujemnego, co uwarunkowane jest wykorzystaniem komutacji naturalnej. Przykładowy przebieg napięcia wyjściowego dla tego przekształtnika, w przypadku zerowego kąta obciążenia, pokazany jest na rysunku 2a. Na rysunku 2b przedstawiony jest przeciwny przebieg napięcia, dla identycznego kąta obciążenia (w ostatnim przypadku niezbędne jest wymuszone wyłączenie łączników). Średnie bezwzględne wartości wejściowego kąta przesunięcia w obu przypadkach są równe, z tym że w przypadku pokazanym na rysunku 2a przekształtnik stanowi dla źródła obciążenie indukcyjne, zaś na rysunku 2b obciążenie pojemnościowe.

Na wartość kąta wejściowego można wywierać wpływ poprzez przesuwanie chwili zmiany napięcia typu dodatniego na napięcie typu ujemnego w stosunku do chwili zmiany znaku (kierunku) prądu wyjściowego.



Rys. 2. Przykładowe przebiegi napięcia wyjściowego bezpośredniego przemiennika częstotliwości

Przekształtnik, którego sterowanie umożliwi zmianę kąta wejściowego jest kolejnym typem przekształtnika i nosi nazwę bezpośredniego przemiennika częstotliwości o sterowanym współczynniku przesunięcia CDFFC (controllable displacement factor frequency changer). Pasmo częstotliwości harmonicznych w napięciu wyjściowym, charakterystyczne dla tego przemiennika, jest identyczne jak w cyklokonwertorze [30].

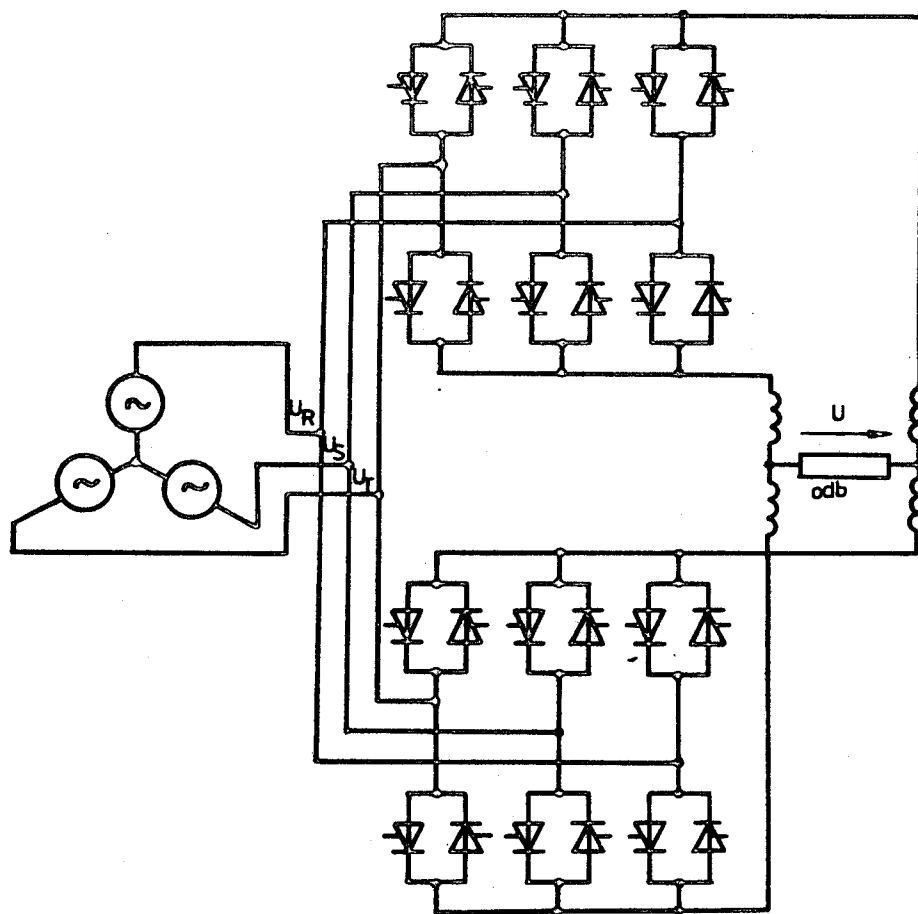
Ostatnim z prezentowanych w literaturze rozwiązań jest tzw. bezpośredni przemiennik częstotliwości o jednostkowym współczynniku przesunięcia UDFFC (unity displacement factor frequency changer). Przebieg napięcia wyjściowego tego przekształtnika jest średnią arytmetyczną przebiegów dodatniego i ujemnego typu fali, kształtowanych w dwóch indywidualnych jednostkach połączonych ze sobą poprzez dławiki wyrównawcze w sposób pokazany na rysunku 3. W tym przypadku chwilowy kąt przesunięcia na wejściu pozostaje równy zero, niezależnie od warunków obciążenia. Częstotliwości harmonicznych, zawartych w napięciu wyjściowym

wyznacza się z zależności

$$f_h = \frac{1}{2\pi} [6k\omega_0 \pm n\omega_0] \quad (5)$$

gdzie: $k = 1, 2, 3, \dots, \infty$; $n = 0, 3, 5, \dots, 6k+1$.

Amplitudy poszczególnych harmoniczných na wyjściu, w postaci wykresów oraz zależności analitycznych dla poszczególnych wyróżnionych tu bezpośrednich przemienników częstotliwości, prezentowane są w sposób szczegółowy w literaturze [30].



Rys. 3. Bezpośredni przemiennik częstotliwości o jednostkowym współczynniku przesunięcia UDFFC

2.2. Wektor wymuszenia napięciowego kształtowany na wyjściu bezpośredniego przemiennika częstotliwości

W celu utworzenia modelu matematycznego bezpośredniego przemiennika założono, że prąd na wyjściu jest ciągły, a komutacja łączników przekształtnika jest natychmiastowa. Jeżeli się przyjmuje takie założenia, chwilowa wartość napięcia wyjściowego jest zawsze równa chwilowej wartości odpowiedniego napięcia zasilającego. W przyjętej mostkowej konfiguracji przekształtnika, gdy początek czasowego układu odniesienia znajduje się w punkcie komutacji naturalnej (rys. 4), napięcie wyjściowe wyraża się wzorem

$$u_w = U_m \cos(\omega t - \frac{\pi}{6} - n \frac{\pi}{3}), \quad (6)$$

przy czym:

U_m - wartość maksymalna międzyfazowego napięcia w sieci zasilającej,

n - wielkość skokowo zmienna w czasie kolejnych przełączeń w układzie przekształtnika, przyjmująca wartości całkowite, nazywana w dalszym ciągu zmienną sterującą.

Równanie (6) jest słuszne dla dowolnego typu fali wyjściowej, przy czym przebiegi czasowe zmiennej sterującej są inne w przypadku dodatniego typu napięcia niż w przypadku napięcia typu ujemnego. Obowiązuje więc ono dla wszystkich prezentowanych przemienników częstotliwości, z wyjątkiem UDFFC, w którym napięcie wyjściowe jest średnią arytmetyczną fal przeciwnego typu. W tym ostatnim przypadku właściwe będzie równanie

$$u_w = U_m \cos \left[(n_n - n_p) \frac{\pi}{6} \right] \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{6} - \frac{n_n + n_p}{2} \frac{\pi}{3} \right), \quad (7)$$

gdzie:

n_p - zmienna sterująca przekształtnika kształtującego falę dodatnią,

n_n - zmienna sterująca przekształtnika kształtującego falę ujemną.

W przypadku przekształtnika z wyjściem wielofazowym napięcie każdej z faz wyjściowych różnić się będzie właściwym sobie przebiegiem zmiennej sterującej. To wielofazowe napięcie wygodnie jest przedstawić w postaci wektora przestrzennego. Dokonując więc transformacji przebiegów wyjściowych przemiennika z trójfazowym wyjściem otrzymamy podstawowy wektor przestrzenny

$$\underline{u} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_u \\ u_v \\ u_w \end{bmatrix} = \frac{U_m}{3} \left\{ \left[e^{-jn_u \frac{\pi}{3}} + e^{-j(n_v+2)\frac{\pi}{3}} + e^{-j(n_w+4)\frac{\pi}{3}} \right] e^{j(\omega t - \frac{\pi}{6})} + \left[e^{jn_u \frac{\pi}{3}} + e^{j(n_v+2)\frac{\pi}{3}} + e^{j(n_w+4)\frac{\pi}{3}} \right] e^{j(\omega t + \frac{\pi}{6})} \right\} = U_m \left[k_I e^{j(\omega t - \frac{\pi}{6})} + k_{II} e^{j(\omega t + \frac{\pi}{6})} \right] \quad (8)$$

oraz składową zerową

$$u_o = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_u \\ u_v \\ u_w \end{bmatrix} = \frac{2}{3} U_m \operatorname{Re} \left[\left(e^{-jn_u \frac{\pi}{3}} + e^{-jn_v \frac{\pi}{3}} + e^{-jn_w \frac{\pi}{3}} \right) e^{j(\omega t - \frac{\pi}{6})} \right] = 2U_m \operatorname{Re} \left[k_o e^{j(\omega t - \frac{\pi}{6})} \right] \quad (9)$$

przy czym:

n_u, n_v, n_w - zmienne sterujące w poszczególnych fazach wyjściowych,

a - operator obrotu ($e^{j\frac{2\pi}{3}}$),

Re - część rzeczywista wyrażenia.

Z równania (8) wynika, że wektor podstawowy jest sumą dwóch wektorów składowych. Wektory te mogą skokowo zmieniać amplitudę i fazę w chwilach przełączania, natomiast w przedziałach czasu, w których konfiguracja połączeń w przekształtniku jest niezmienna, wirują w przeciwnych kierunkach z częstotliwością zasilającą.

W przemienniku częstotliwości, o jednostkowym współczynniku przesunięcia, omawiane zmienne będą opisane zależnościami:

- wektor podstawowy

$$\underline{u} = \frac{U_m}{3} \left[\frac{k_{Ip} + k_{In}}{2} e^{j(\omega t - \frac{\pi}{6})} + \frac{k_{IIp} + k_{IIn}}{2} e^{-j(\omega t + \frac{\pi}{6})} \right] = U_m \left[k_I e^{j(\omega t - \frac{\pi}{6})} + k_{II} e^{-j(\omega t + \frac{\pi}{6})} \right] \quad (10)$$

- składowa zerowa

$$u_o = \frac{2}{3} U_m \operatorname{Re} \left[\frac{k_{op} + k_{on}}{2} e^{j(\omega t - \frac{\pi}{3})} \right] = U_m \operatorname{Re} \left[k_o e^{j(\omega t - \frac{\pi}{3})} \right] \quad (11)$$

przy czym składniki zespolone: k_{Ip} , k_{IIp} , k_{op} , k_{In} , k_{IIn} , k_{on} są zdefiniowane identycznie jak w równaniach (8-9), odpowiednio dla dodatniego i ujemnego kształtu fali. Sposób poruszania się wektora podstawowego po płaszczyźnie zmiennej zespolonej oraz czasowy przebieg składowej zerowej są jednoznacznie wyznaczone poprzez czasowe zmiany zmiennych sterujących.

2.3. Przebiegi czasowe zmiennych sterujących

Układ sterowania przemiennika bezpośredniego, stosowanego w napędzie elektrycznym, powinien zapewniać niezależną regulację amplitudy, częstotliwości a nawet i fazy składowej podstawowej przebiegu wyjściowego. W praktyce czyni się to poprzez okresową modulację czasów przewodzenia kolejnych łączników. Chwile przełączania łączników określa się przy tym poprzez porównanie okresowego sygnału sterującego z pomocniczym sygnałem taktującym, zsynchronizowanym odpowiednio z siecią zasilającą. Stosowane są dwa rodzaje napięć taktujących: o przebiegu trójkątnym niesymetrycznym (płókształtne) lub o przebiegu cosinusoidalnym. W obydwu przypadkach częstotliwość, amplituda oraz faza podstawowej harmonicznej na wyjściu jest jednoznacznie określona parametrami sygnału sterującego. W przypadku sinusoidalnego napięcia sterującego, gdy napięcie taktujące ma przebieg

pitokształtny, zależność pomiędzy amplitudą napięcia sterującego, a amplitudą podstawowej harmonicznej na wyjściu jest określona funkcją Bessela pierwszego rodzaju i pierwszego rzędu. W przypadku cosinusoidalnego napięcia taktującego jest zapewniona zależność liniowa pomiędzy amplitudą sygnału sterującego, a amplitudą podstawowej harmonicznej sygnału wyjściowego [30]. Liniowość ta jest przyczyną preferowania napięć taktujących cosinusoidalnych w zastosowaniach do bezpośrednich przemienników częstotliwości.

Na rysunku 4 jest wyjaśniony sposób powstawania fali napięcia wyjściowego typu dodatniego i ujemnego w bezpośrednim przemienniku częstotliwości, sterowanym metodą modulacji czasu przewodzenia łączników, dla cosinusoidalnego kształtu napięcia taktującego. Na podstawie tego rysunku zostały określone związki pomiędzy zmiennymi sterującymi a napięciem sterującym, słuszne dla wszystkich prezentowanych typów bezpośrednich przemienników częstotliwości, sterowanych w podany sposób. Zgodnie z rysunkiem 4a zmienna sterująca dla fali typu dodatniego została wyrażona zależnością

$$n_p = \text{entier} \left\{ \frac{3}{\pi} \left[\omega t - \arccos u_{\text{ster}}(t) \right] \right\}, \quad (12)$$

a na podstawie rysunku 4b, dla fali typu ujemnego

$$n_n = \text{entier} \left\{ \frac{3}{\pi} \left[\omega t + \arccos u_{\text{ster}}(t) \right] \right\}, \quad (13)$$

przy czym

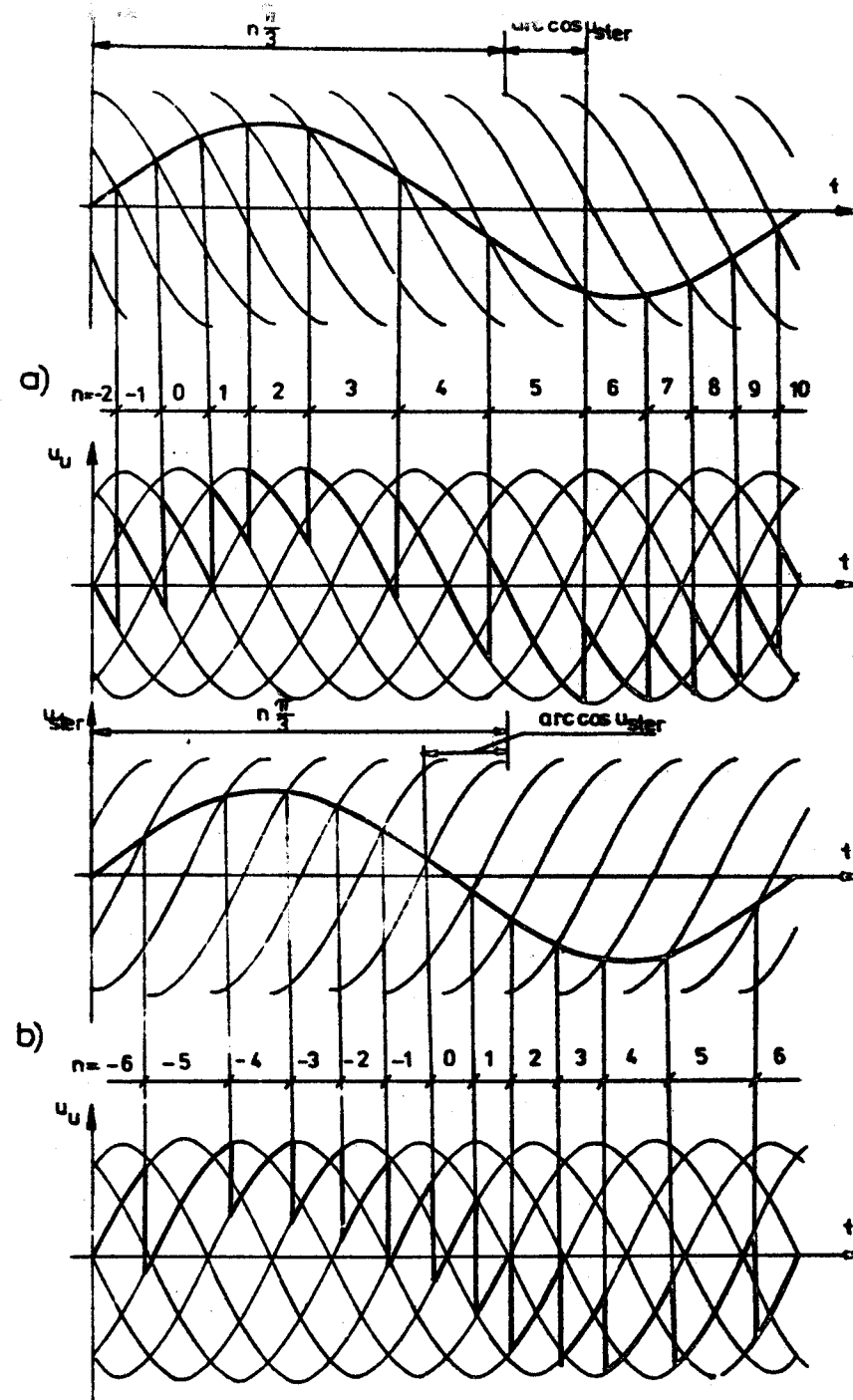
u_{ster} - względna wartość przemiennego napięcia sterującego o dowolnym przebiegu, odniesiona do maksymalnej wartości napięcia taktującego.

Ponieważ wszystkie prezentowane przekształtniki bezpośrednio (z wyjątkiem UDFEC) kształtują na wyjściu przebieg złożony alternatywnie z komplementarnych fal z rysunku 4, zmienna sterująca została przedstawiona w sposób ogólny, obejmujący związki (12,13)

$$n = \text{entier} \left\{ \frac{3}{\pi} \left[\omega t - B \arccos u_{\text{ster}}(t) \right] \right\}, \quad (14)$$

gdzie

dla $B = 1$ zmienna sterująca określa dodatni kształt fali, zaś dla $B = -1$ ujemny kształt fali.



Rys. 4. Sposób kształtowania napięć wyjściowych przemiennika bezpośredniego przy cosinusoidalnym napięciu taktującym

Skokowe zmiany znaku sygnału B uzależnione od przebiegów sterujących lub przebiegów wyjściowych są cechą charakterystyczną poszczególnych typów bezpośrednich przemienników częstotliwości.

Niezależny przemiennik częstotliwości (UFC)

Napięcie wyjściowe niezależnego przemiennika częstotliwości ma zawsze kształt fali dodatniej w przypadku rosnącego napięcia sterującego, a fali ujemnej w przypadku napięcia sterującego malejącego. W związku z tym sygnał

$$B = \text{sign}\left(\frac{du_{\text{ster}}}{dt}\right) \quad (15)$$

W przypadku najczęściej stosowanym w praktyce i pokazanym na rysunku 4, tzn. gdy napięcie sterujące jest sinusoidalne, zmienna sterująca wyrażona jest równaniem

$$n = \text{entier} \left\{ \frac{3}{\pi} \left[\omega t - \text{sign} \cos(\omega_0 t + \varphi) \arccos(r \sin(\omega_0 t + \varphi)) \right] \right\}, \quad (16)$$

w którym

r - względna (w stosunku do maksymalnej wartości napięcia taktującego) amplituda napięcia sterującego,

φ - faza początkowa napięcia sterującego.

Charakterystyczny jest przy tym przypadek szczególny takiego sterowania, gdy napięcia sterujące i taktujące mają równe amplitudy ($r = 1$). Równanie zmiennej sterującej upraszcza się wówczas do postaci

$$n = \text{entier} \left\{ \frac{3}{\pi} \left[(\omega + \omega_0)t + \varphi - \frac{\pi}{2} \right] \right\}. \quad (17)$$

Czas przewodzenia kolejnych łączników jest w tym przypadku stały i równy

$$t_p = t_{(n+1)} - t_{(n)} = \frac{(n+1)\frac{\pi}{3} - \varphi + \frac{\pi}{2}}{\omega + \omega_0} - \frac{n\frac{\pi}{3} - \varphi + \frac{\pi}{2}}{\omega + \omega_0} = \frac{\frac{\pi}{3}}{\omega + \omega_0}. \quad (18)$$

Przypadek ten odpowiada przypadkowi prezentowanemu w paragrafie 2.1, w którym stały czas przewodzenia łączników wyraża się wartością mniejszą od wartości $\frac{\pi}{3\omega}$.

Dla symetrycznych napięć sterujących w poszczególnych fazach przekształtnika trójfazowego zmienne sterujące w kolejnych fazach wyjściowych spełniają warunek

$$n_u = n_v + 2 = n_w + 4 = n. \quad (19)$$

Oznacza to, że:

- chwile przełączania łączników w poszczególnych fazach przekształtnika są jednocześnie,
- brak jest składowej zerowej w przebiegach wyjściowych,
- składowa podstawowa upraszcza się do postaci wektora o stałej amplitudzie, wirującego z częstotliwością zasilającą i skokowo zmieniającego fazę w kierunku przeciwnym do wirowania w momentach przełączania

$$u = U_m e^{-j(\omega t - \frac{\pi}{6} - n\frac{\pi}{3})}. \quad (20)$$

Jeśli stosowana jest komutacja wymuszona można stosować inne metody regulacji napięcia wyjściowego, np. metodę modulacji szerokości impulsów [11]. W metodzie tej stały czas przewodzenia łączników t_p składa się z dwóch zmiennych przedziałów $t_p = t_{p1} + t_{p2}$. W czasie t_{p1} konfiguracja przewodzących łączników pozostaje taka jak dla maksymalnego napięcia wyjściowego ($r = 1$), natomiast w czasie t_{p2} obciążenie jest zwierane poprzez łączniki przekształtnika, umożliwiające przepływ prądu obciążenia, gdy napięcie jest zerowe.

Wolno przełączany przemiennik częstotliwości (SSFC)

W przemienniku tym, odwrotnie niż w przypadku poprzednim, napięcie wyjściowe ma kształt ujemny, gdy napięcie sterujące rośnie i kształt dodatni, gdy napięcie sterujące maleje. Równanie zmiennej sterującej ma w tym przypadku postać

$$n = \text{entier} \left\{ \frac{3}{\pi} \left[\omega t + \text{sign} \frac{du_{\text{ster}}}{dt} \arccos u_{\text{ster}} \right] \right\}. \quad (21)$$

W wyróżnianym poprzednio przypadku szczególnym sinusoidalnego napięcia sterującego, o jednostkowej amplitudzie ($r = 1$), równanie to upraszcza się do postaci

$$n = \text{entier} \left\{ \frac{3}{\pi} \left[(\omega - \omega_0)t - \varphi + \frac{\pi}{2} \right] \right\}. \quad (22)$$

Przypadek ten odpowiada przypadkowi prezentowanemu w paragrafie 2.1-2, gdy czas przewodzenia jest stały

$$t_p = \frac{\frac{\pi}{3}}{\omega - \omega_0} > \frac{\pi}{3\omega}. \quad (23)$$

W tym przypadku wektor podstawowy ma postać

$$\underline{u} = U_m e^{j(\omega t - \frac{\pi}{6} - n \frac{\pi}{3})} \quad (24)$$

i, podobnie jak w przypadku UFC, nie powstaje składowa zerowa. Kierunek wirowania oraz skokowych zmian fazy wektora jest przeciwny do kierunku wirowania i zmian fazy wektora w UFC. Jednak, w wyniku powolnych zmian n , zgodnie z równaniem (22), kierunek wypadkowego przemieszczania się wektora podstawowego pozostaje nie zmieniony.

Naturalnie komutowany cyklokonwertor (NCC)

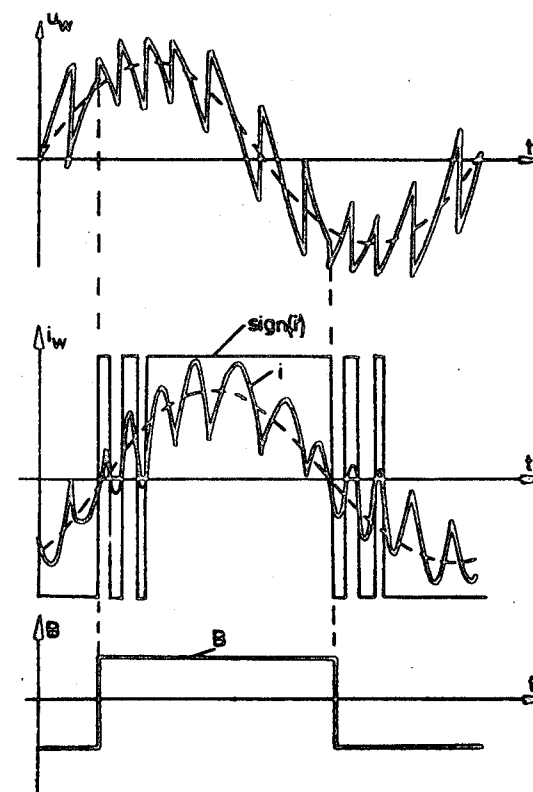
Wykorzystanie zjawiska komutacji naturalnej wymaga, aby kształt fali wyjściowej był jednoznacznie związany z kierunkiem prądu wyjściowego. Teoretycznie więc sygnał blokady może być określony za pomocą znaku prądu obciążenia $B = \text{sign}(i)$. Jednak przy $i = 0$ funkcja $\text{sign}(i) = 0$ i rodzaj fali jest nieokreślony. Stan taki występuje w momencie startu przekształtnika oraz w stanach przewodzenia nieciągniętego. Sygnał blokady powinien więc być uzupełniony dodatkową informacją, np. o znaku napięcia sterującego. Ostatecznie

$$B = \text{sign}(i) + \text{sign} u_{\text{ster}} |\overline{\text{sign}(i)}|, \quad (25)$$

gdzie

$|\overline{\text{sign}(i)}|$ - negacja logiczna modułu znaku prądu wyjściowego.

Jeśli zakładamy ciągłość prądu wyjściowego, nie występują przedziały czasu w których prąd jest zerowy; w odróżnieniu od przebiegu rzeczywistego przebieg teoretyczny w tych przedziałach zmienia znak, co pokazano na rysunku 5 cienką linią. Jeśli bezpośredni przebieg częstotliwości jest obciążony maszyną indukcyjną, prąd zawsze opóźnia się w stosunku do napięcia sterującego, a właściwe zmiany znaku sygnału B (gdy zakładamy ciągłość prądu) mogą być określone na podstawie znajomości znaku prądu $\text{sign}(i)$ tylko w tych odcinkach czasu, dla których spełniona jest równość: $\text{sign}(i) = \text{sign}(u_{\text{ster}})$, (patrz rys. 5).



Rys. 5. Sposób określania znaku blokady B dla przemiennika NCC

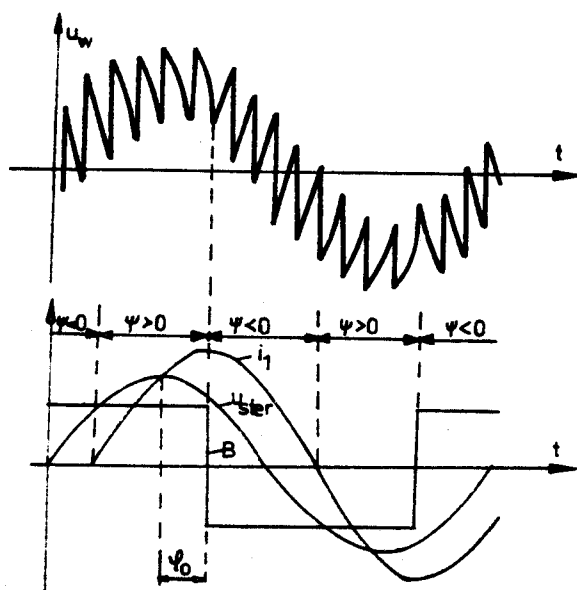
Przełącznik częstotliwości ze sterowanym wejściowym średnim kątem przesunięcia (CDFFC)

W przełączniku tego typu zmiany znaku B zależą od charakteru obciążenia i pożądanej średniej w okresie wyjściowym wartości wejściowego kąta przesunięcia pomiędzy napięciem, a prądem zasilającym. Średni wejściowy współczynnik przesunięcia (cosinus kąta przesunięcia) jest równy jedności, niezależnie od charakteru obciążenia, gdy sygnał B zmienia się w czasie, zgodnie z równością

$$B = \text{sign}\left(\frac{di_1}{dt}\right), \quad (26)$$

gdzie

i_1 - podstawowa harmoniczna prądu wyjściowego.



Rys. 6. Kształtowanie fali napięciowej przełącznika CDFFC przy zerowym, średnim wejściowym kącie przesunięcia

Ponieważ jednak wielkością bezpośrednio dostępną jest podstawowa harmoniczna napięcia wyjściowego, określona jednoznacznie napięciem sterującym, sposobem technicznie łatwiejszym jest sposób określenia sygnału B jako

$$B = \text{sign} \frac{d}{dt} [u_{\text{ster}}(\omega_0 t - \varphi_0)] \quad (27)$$

gdzie

φ_0 - kąt przesunięcia pomiędzy podstawową harmoniczną prądu, a podstawową harmoniczną napięcia na wyjściu, nazywany kątem obciążenia.

Na rysunku 6 podany jest przykład fali napięciowej przełącznika (CDFFC), z zaznaczonymi przedziałami czasu, w których wartość chwilowa wejściowego kąta przesunięcia ψ jest dodatnia albo ujemna. Jest to przypadek takiego sterowania, w którym wartość średnia kąta ψ , obliczona w okresie wyjściowym, jest równa zero. Aby uzyskać różną od zera wartość średniego wejściowego kąta przesunięcia, należy zastosować napięcie sterujące, występujące w (27), przesunięte o kąt φ różny od kąta obciążenia φ_0 , przy czym zwiększenie przesunięcia $\varphi > \varphi_0$ czyni przekształtnik odbiornikiem indukcyjnym, zaś zmniejszenie $\varphi < \varphi_0$ - pojemnościowym.

Przełącznik częstotliwości o jednostkowym wejściowym współczynniku przesunięcia (UDFFC)

Napięcie wyjściowe tego przełącznika jest określone poprzez średnią arytmetyczną komplementarnych napięć dodatniego i ujemnego typu. Formalnie więc taki przebieg napięcia może być uzyskany również poprzez zsumowanie fal wyjściowych, omówionych już przełączników typu UFC oraz SSFC. W przypadku sumowania, zarówno wektor podstawowy jak i składowa zerowa będą sumami poznanych, odpowiednich wielkości charakterystycznych przełączników UFC i SSFC. W przypadku szczególnym, gdy napięcie sterujące jest maksymalne ($r = 1$) również nie wystąpi składowa zerowa, zaś wektor podstawowy przyjmie postać

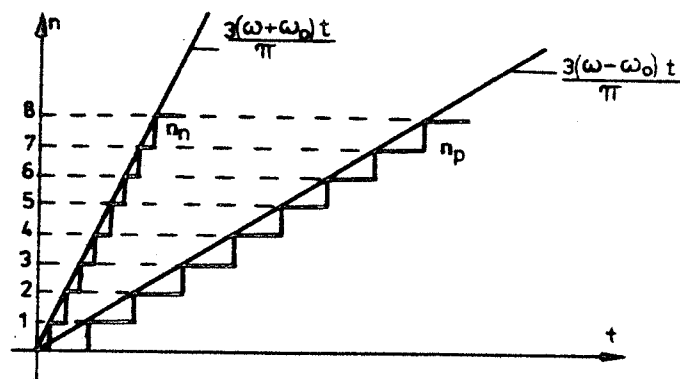
$$\underline{u} = \frac{U_m}{2} \left[e^{j(\omega t - \frac{\pi}{6} - n_s \frac{\pi}{3})} + e^{-j(\omega t - \frac{\pi}{6} - n_n \frac{\pi}{3})} \right], \quad (28)$$

przy czym

$$n_n = \text{entier} \left\{ \frac{3}{\pi} \left[(\omega + \omega_0)t + \varphi - \frac{\pi}{2} \right] \right\}$$

$$n_s = \text{entier} \left\{ \frac{3}{\pi} \left[(\omega - \omega_o)t - \varphi + \frac{\pi}{2} \right] \right\}.$$

W rezultacie powstaje wektor pulsujący (o stałej fazie i zmiennej amplitudzie) w przedziałach pomiędzy przełączeniami łączników, który w chwilach przełączania zmienia skokowo moduł i fazę w kierunku u zależnym od zmian n_s i n_n . Ponieważ zmiany n_n zachodzą częściej aniżeli n_s (patrz rys. 7), o wypadkowym kierunku przemieszczania się wektora decydują właśnie zmiany wielkości n_n .



Rys. 7. Przebieg czasowy zmiennych sterujących dla przeziennika UDFFC przy maksymalnym napięciu wyjściowym $r=1$

W podobny sposób mogą być wyznaczone przebiegi czasowe zmiennych sterujących w przypadku liniowego kształtu napięć taktujących. Sposób powstawania przebiegów dodatniego i ujemnego typu przedstawiony jest dla tego przypadku na rysunku 8, a zmienne sterujące określone odpowiednio:

- dla dodatniego typu fali (rys. 8a):

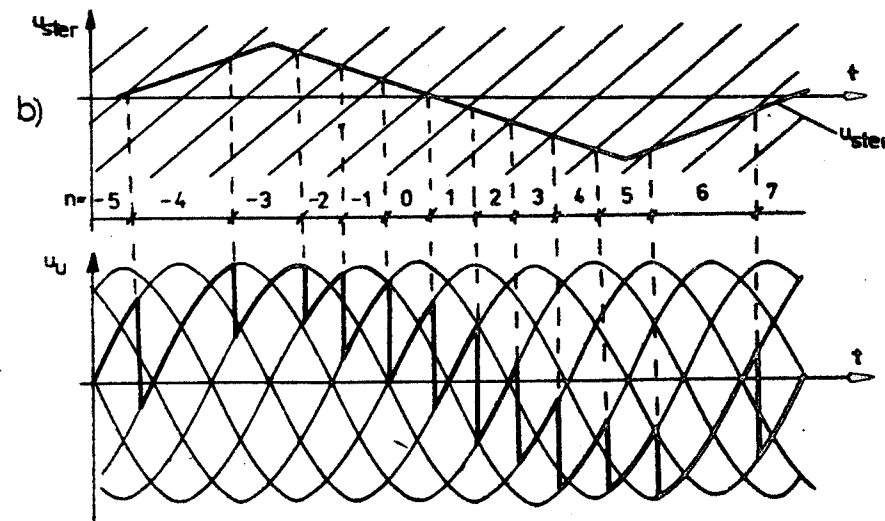
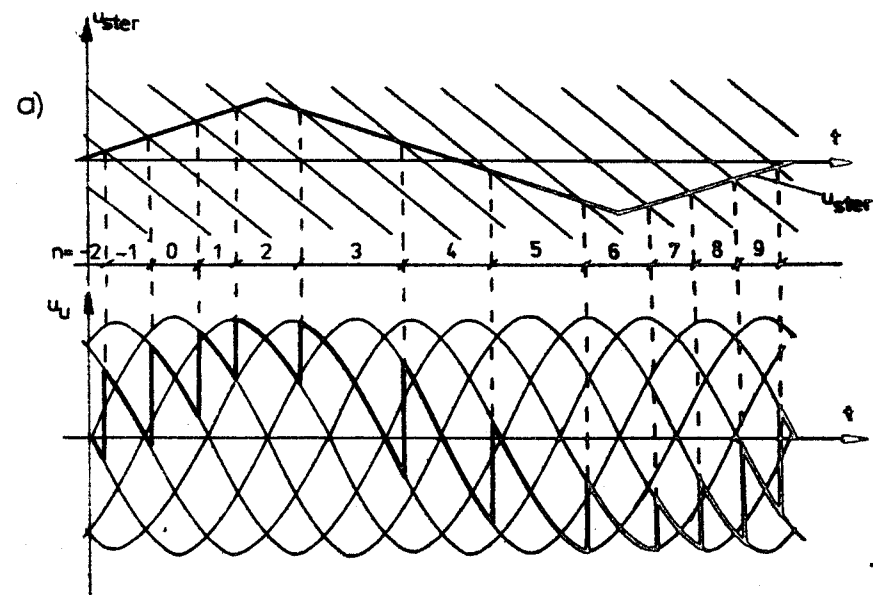
$$n = \text{entier} \left\{ \frac{3}{\pi} \left[\omega t - \frac{\pi}{2} (1 - u_{\text{ster}}) \right] \right\} \quad (29)$$

- dla ujemnego typu fali (rys. 8b):

$$n = \text{entier} \left\{ \frac{3}{\pi} \left[\omega t + \frac{\pi}{2} (1 - u_{\text{ster}}) \right] \right\} \quad (30)$$

Warunkiem koniecznym i wystarczającym do utworzenia modelu matematycznego bezpośredniego przeziennika częstotliwości o trójfazowym wyjściu jest określenie wektora podstawowego, przemieszczającego się

na płaszczyźnie zmiennej zespolonej oraz określenie składowej zerowej opisanej w dziedzinie zmiennej rzeczywistej, niezależnie od kształtu napięcia sterującego i rodzaju napięcia taktującego.



Rys. 8. Sposób kształtowania napięć wyjściowych przeziennika bezpośredniego przy piłokształtnym napięciu taktującym

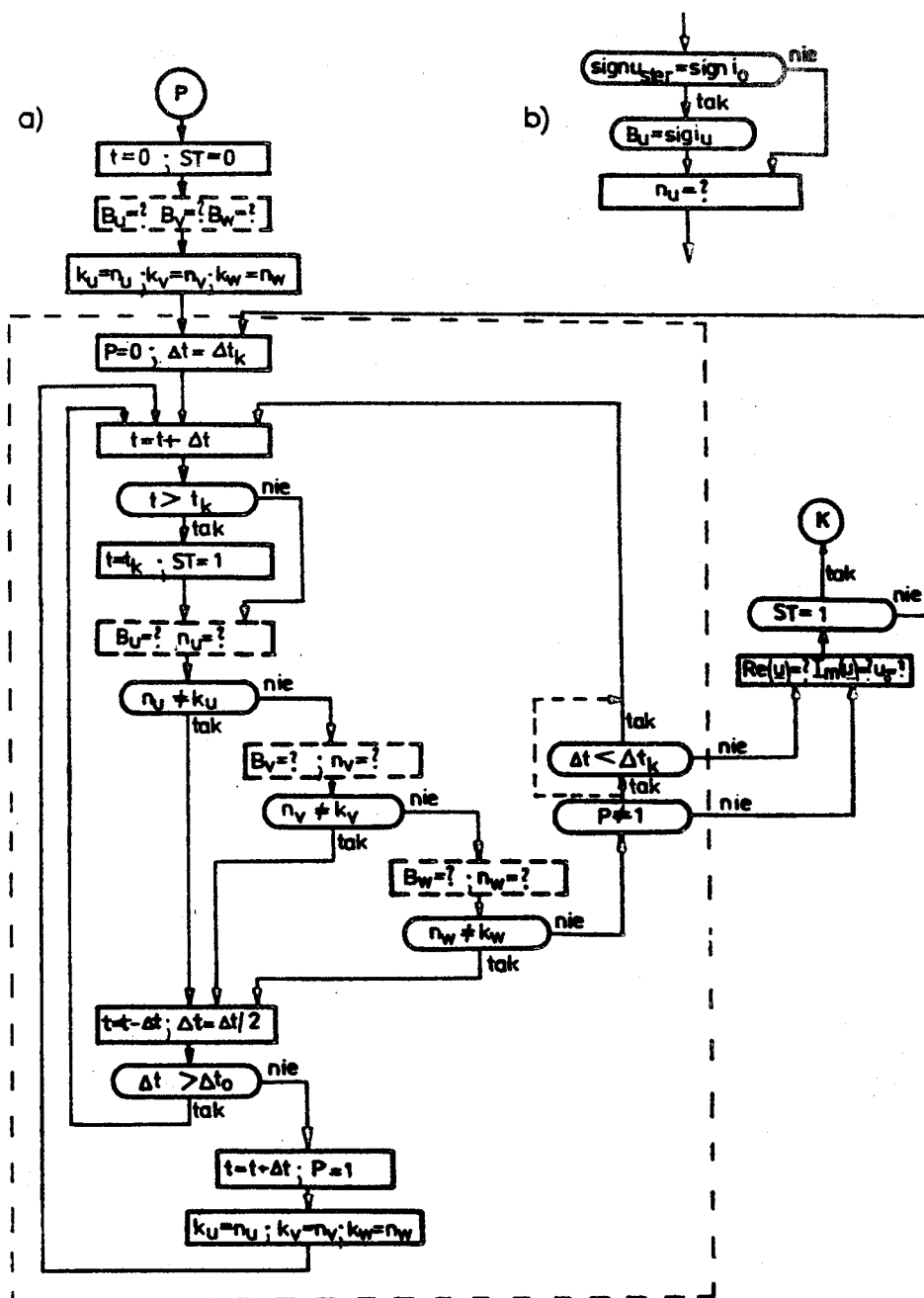
2.4. Program symulacji cyfrowej

Podstawowym zadaniem programu symulacji cyfrowej wymuszenia kształtowanego poprzez bezpośredni przemiennik częstotliwości jest określenie czasów, w których zmienne sterujące poszczególnych faz ulegają skokowym zmianom. Sieć działań takiego programu przedstawiono na rysunku 9, przyjmując następujące oznaczenia: strzałka - kierunek przepływu informacji, prostokąt - instrukcje bezwarunkowe, owal - instrukcje warunkowe, okrąg z literą P lub K - odpowiednio początek lub koniec procedury. Logika działania programu opiera się na porównaniu wartości zmiennych sterujących w kolejnych krokach obliczeń. W sytuacji gdy którakolwiek ze zmiennych ma różną wartość w dwóch kolejnych krokach, czas w którym następuje zmiana wartości jest określany metodą iteracyjną.

Wielkościami wejściowymi (danymi) programu są:

- parametry sygnału sterującego: częstotliwość, amplituda, faza lub czasowy przebieg tegoż sygnału (w przypadku nieregularnego kształtu), np. pochodzącego z regulatora;
- przyjęta dokładność określania chwil przełączania (w prezentowanych obliczeniach $\Delta t_0 = 0,000005$ s);
- zadany krok obliczeń (stopień dyskretyzacji) Δt_k , który określa liczbę obliczanych położeń wektora wymuszenia w ruchu ciągłym pomiędzy wysterowaniem kolejnych łączników; wartość Δt_k nie ma wpływu na dokładność obliczeń, z tym że w prezentowanym programie nie może być ona większa od minimalnego czasu trzech kolejnych przełączeń w jednej fazie wyjściowej, który zależy od częstotliwości i amplitudy sygnału sterującego; na przykład, dla częstotliwości wyjściowej równej częstotliwości zasilającej 50 Hz i dla maksymalnego napięcia sterującego ($r = 1$) ten minimalny czas wynosi $2 \frac{0,02}{12} = 0,003(3)$ s;
- początkowe wartości prądów wyjściowych w celu określenia znaków blokady (w przypadku cyklokonwertora); w tym przypadku prezentowany program musi być uzupełniony podprogramem do obliczania prądów wyjściowych, ustalających znak blokady.

Jeżeli nie jest wymagane określanie położeń wektora w ruchu ciągłym, a istotne są tylko jego wartości po skokowych zmianach, to w programie zbędna jest instrukcja warunkowa $\Delta t < \Delta t_k$, a informacja



Rys. 9. Sieć działań programu "Przekształtnik" obliczającego wektor podstawowy i składową zerową napięcia wyjściowego przemiennika

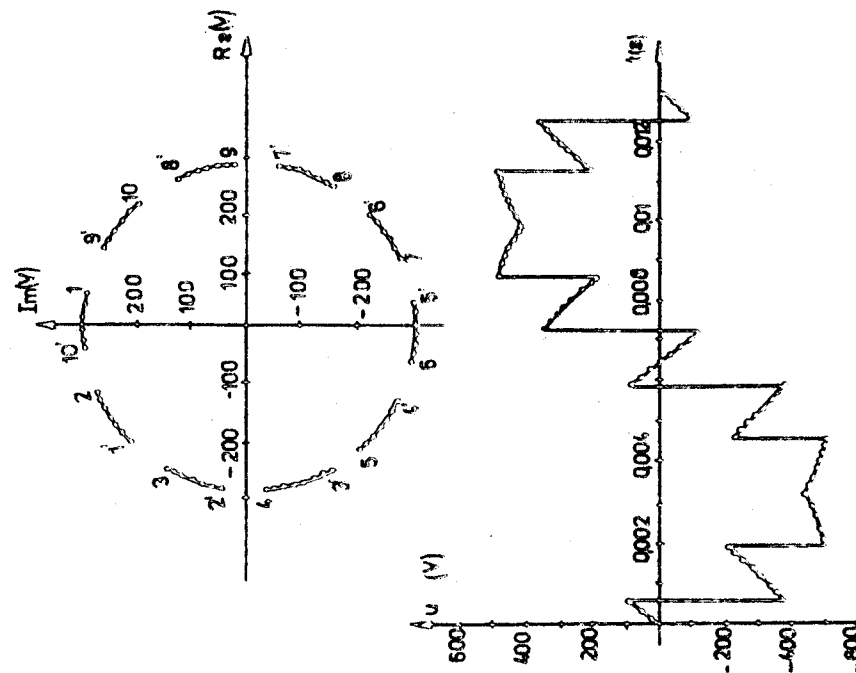
między instrukcją warunkową $P \neq 1$ a instrukcją $t = t + \Delta t$ jest przesyłana bezpośrednio, co zaznaczone jest na schemacie (rys. 9) linią nieciągłą. Przedstawiony tok obliczeń może być wykorzystywany wówczas, gdy dla czasów pomiędzy dwoma kolejnymi przełączeniami dysponujemy opisami analitycznymi, które wymagają tylko określania warunków początkowych. Linią nieciągłą na rysunku 9 zaznaczono także instrukcje obliczania zmiennych sterujących, gdyż są one zależne od typu bezpośredniego przemiennika. W przypadkach UFC, SSFC, UDFFC, czy CDFFC, gdy zakładamy kąt φ , zmienne wyznaczone są bezpośrednio z odpowiednich równań prezentowanych w poprzednim paragrafie, zaś w przypadku cyklokonwertora sposób określania znaku B podany jest schematycznie na przykładzie jednej fazy (rys. 9b).

Sieć działań ograniczona linią przerywaną będzie w dalszych programach obliczeniowych występować w postaci jednej instrukcji bezwarunkowej pod nazwą przekształtnik.

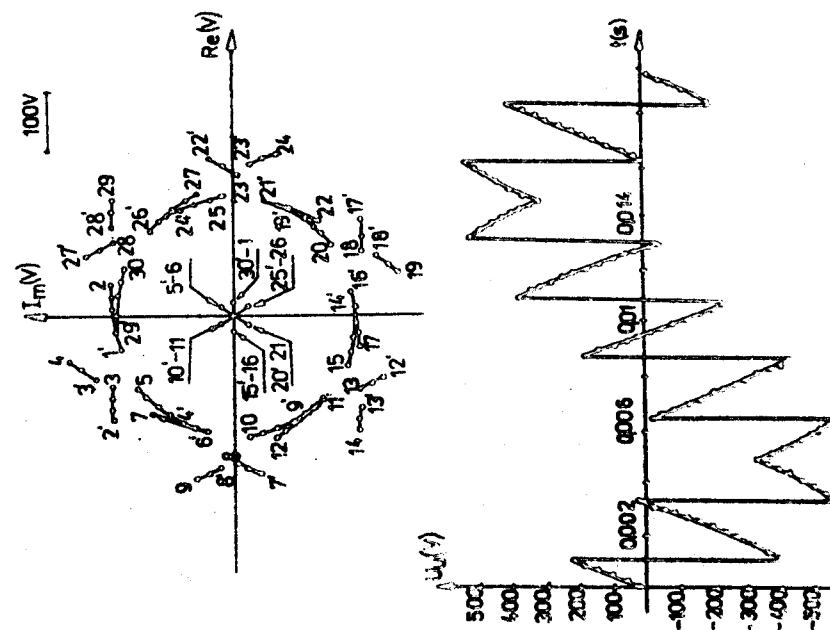
2.5. Wyniki obliczeń typowe dla kolejnych rodzajów przemienników

Napięciowy wektor wymuszenia uzyskuje średnią prędkość kątową poruszania się ω_o , różną od pulsacji wejściowej ω , poprzez skokowe zmiany fazy w kierunku przeciwnym do kierunku wirowania. Skokowa zmiana fazy może być przy tym większa lub mniejsza od drogi kątowej przebytej w ruchu ciągłym. Te alternatywne przypadki są cechami charakterystycznymi przemienników typu UFC oraz SSFC, dla maksymalnego napięcia wyjściowego. Wprowadzenie regulacji napięcia poprzez modulację czasów przewodzenia łączników, a także wykorzystanie komutacji naturalnej w przypadku NCC, czy też sterowanie średniego wejściowego kąta przesunięcia w przypadku CDFFC, są przyczynami zniekształcenia ruchu wektora w porównaniu z wymienionymi wcześniej przypadkami.

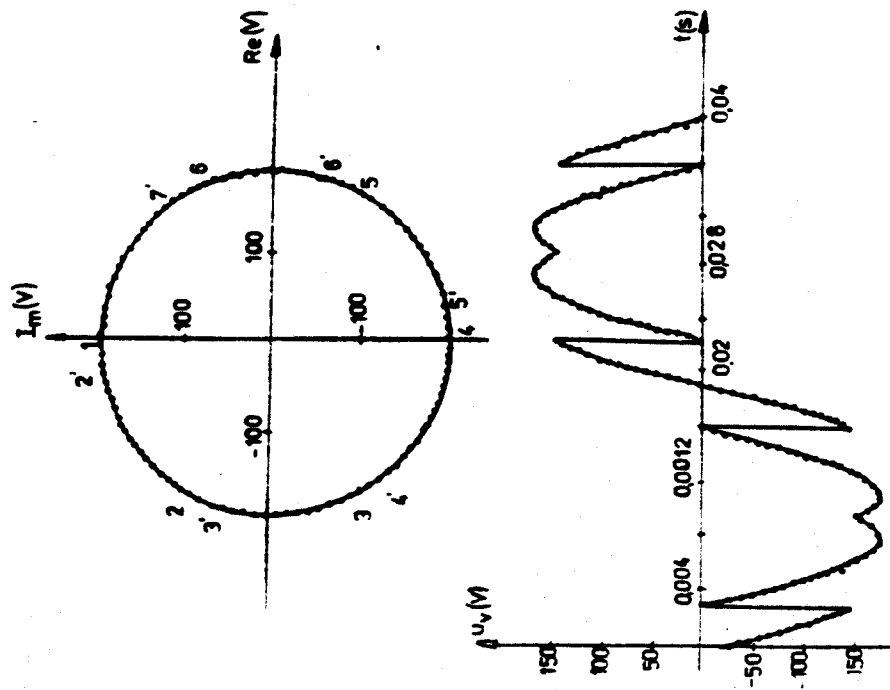
Na kolejnych rysunkach przedstawione są przykładowe trajektorie fazowe wektorów wymuszenia oraz odpowiadające im przebiegi napięć wyjściowych, obliczone dla sinusoidalnego napięcia sterującego przekształtnika i cosinusoidalnych napięć taktujących. Skokowe zmiany wektora zachodzą pomiędzy punktami płaszczyzny zespolonej, oznaczonymi tą samą liczbą (np. 1; 1'), natomiast ruch ciągły odbywa się na drodze pomiędzy punktami oznaczonymi liczbami kolejnymi (np. 1'; 2).



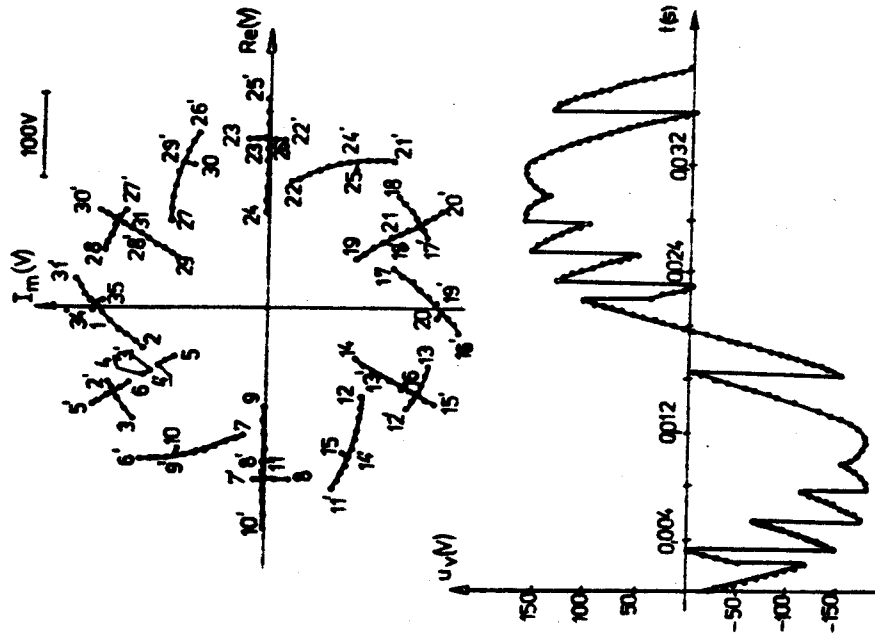
Rys. 10. Trajektorie fazowe wektora i przebiegi chwilowy napięcia na wyjściu UFC przy maksymalnej amplitudzie $r=1$ i częstotliwości $f_o = 75$ Hz



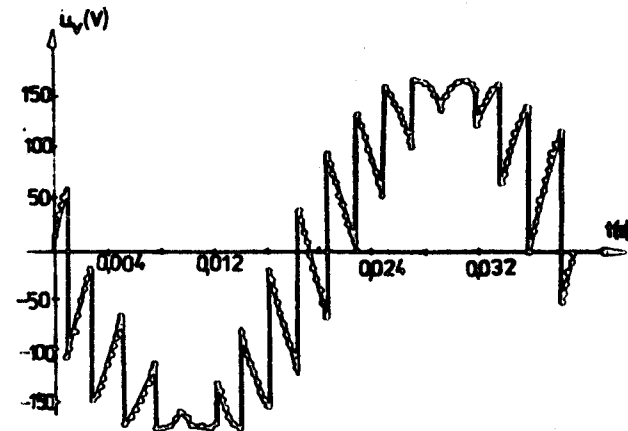
Rys. 11. Trajektorie fazowe wektora i przebiegi chwilowy napięcia na wyjściu UFC przy napięciu sterującym o względnej amplitudzie $r = 0,5$ i częstotliwości $f_o = 50$ Hz



Rys. 12. Trajektorja fazowa i przebieg chwilowy napięcia na wyjściu SSFC przy maksymalnej amplitudzie $r=1$ i częstotliwości $f_0=25$ Hz



Rys. 13. Trajektorja fazowa i przebieg chwilowy napięcia na wyjściu NCC przy napięciu sterującym o względnej amplitudzie $r=0,73$ i częstotliwości $f_0=25$ Hz oraz współczynniku obciążenia $\cos \varphi_0=0,91$



Rys. 14. Trajektorja fazowa i przebieg chwilowy napięcia na wyjściu CDFFC przy napięciu sterującym o względnej amplitudzie $r=0,73$ i częstotliwości $f_0=25$ Hz oraz średnim wejściowym współczynniku przesunięcia $\cos \psi_{sr}=1$, podczas gdy $\cos \varphi_0=0,91$

Na rysunku 10 zaprezentowane jest wymuszenie kształtowane poprzez UFC, w sytuacji możliwej tylko w tym przemienniku, tzn. kiedy częstotliwość wyjściowa jest większa od wejściowej. Względna amplituda napięcia sterującego $r=1$, toteż wektor porusza się po okręgu. Gdy pulsacja wejściowa i wyjściowa będą sobie równe, wartość kąta skokowej zmiany fazy musi być dwukrotnie większa od drogi kątowej

przebytej w ruchu ciągłym. Zniekształcenie ruchu kołowego wektora, spowodowane wprowadzeniem regulacji napięcia, jest pokazane w tym przypadku na rysunku 11. Na rysunku 12 przedstawione są typowe dla SSFC przebiegi, dla maksymalnego napięcia wyjściowego. Przebiegi prezentowane na rysunku 13, charakterystyczne dla NCC, powiązane są oczywiście z charakterem obciążenia na wyjściu. Na rysunku 14 przedstawione są przebiegi obliczone, dla obciążenia identycznego jak w NCC, dla CDFFC, gdy średni współczynnik przesunięcia na wejściu jest jednostkowy. Ponieważ kąt obciążenia jest niewielki, przeto charakter przebiegu z rysunku 14 jest zbliżony do przebiegu typowego dla UFC.

2.6. Podsumowanie.

Podstawą analizy teoretycznej układów zawierających przekształtniki tyrystorowe jest właściwe ujęcie matematyczne przebiegów formowanych na wyjściu przekształtnika. W spotykanych opracowaniach stosowane jest powszechnie naturalne wyrażenie napięcia wyjściowego jednofazowego cyklokonwertora w postaci funkcji odcinkowo cosinusoidalnej: [37], [55,56], [62], [76], [83]. W odróżnieniu od przekształtników pośrednich propozycje zastąpienia przebiegów czasowych wektorami na płaszczyźnie zespolonej spotyka się sporadycznie: [3], [11], [17]. W układach wielofazowych, szczególnie przy współpracy przemiennika z maszynami prądu przemiennego, wektorowe ujęcie wymuszenia jest warunkiem niezbędnym analizy dynamicznych i statycznych stanów pracy w uogólnionej przestrzeni stanu.

Prezentowany przy tym model matematyczny przemiennika bezpośredniego jest ogólny (niezależny od sposobu sterowania i komutacji), a specyficzne dla poszczególnych przemienników i sposobów sterowania zmiany wektora wymuszenia mogą być łatwo określone za pomocą minikomputera.

3. MASZYNA INDUKCYJNA ASYNCHRONICZNA ZASILANA Z BEZPOŚREDNIEGO PRZEMIENNIKA CZĘSTOTLIWOŚCI

Przemienniki bezpośrednie są stosowane przede wszystkim w układach napędowych z maszyną indukcyjną sterowaną przez zmianę częstotliwości. Przebieg wymuszenia kształtowanego przez przemiennik decyduje o kształcie prądu, strumienia i momentu elektromagnetycznego maszyny, co z kolei ma wpływ na sprawność układu, współczynnik mocy, a także zakres regulacji i jakość procesów dynamicznych. Możliwości i parametry takiego układu napędowego można ocenić poprzez modelowanie cyfrowe, w którym maszyna indukcyjna jest przedstawiona w postaci układu liniowych równań różniczkowych.

3.1. Równania podstawowe i ich rozwiązanie

Jeżeli zmiennymi stanu są wektor prądu stojana oraz wektor strumienia skojarzonego ze stojanem, to równania maszyny asynchronicznej, zasilanej z bezpośredniego przemiennika częstotliwości, w stacjonarnym układzie odniesienia, przyjmują postać [73], [75], [77]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_s \\ i_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_s \\ i_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} \\ b_{21} \end{bmatrix} U_m \left[k_1 e^{j(\omega t - \frac{\pi}{6})} + k_2 e^{-j(\omega t - \frac{\pi}{6})} \right] \quad (31)$$

$$\frac{d}{dt} i_o = -\frac{r_s}{L_s - L_m} i_o + \frac{2}{L_s - L_m} U_m \operatorname{Re} \left[k_c e^{j(\omega t - \frac{\pi}{6})} \right], \quad (32)$$

przy czym:

$$a_{11} = 0; \quad a_{12} = -r_s; \quad a_{21} = \frac{r_r}{W} - j \frac{L_r}{W} \Omega; \\ b_{11} = 1; \quad b_{21} = \frac{L_r}{W}; \quad a_{22} = -\frac{r_r L_s + L_r r_s}{W} + j\Omega.$$

gdzie:

- r_s, L_s – rezystancja i indukcyjność stojana,
 r_r, L_r – rezystancja i indukcyjność wirnika, sprowadzone na stronę stojana,
 L_m – indukcyjność główna maszyny,
 W – współczynnik rozproszenia $W = L_r L_s - L_m^2$
 Ω – prędkość kątowna określona jako $\Omega = p \omega_m$.

Dla stałych parametrów maszyny i stałej prędkości kątowej równanie (31) jest równaniem o stałych współczynnikach. Rozwiązanie tego równania w przedziale czasowym $t_n \leq t \leq t_{n+1}$, w którym konfiguracja przewodzących łączników przekształtnika jest niezmienna (stałe wartości współczynników k_o, k_I, k_{II}), może być przedstawione w następującej formie analitycznej [41]:

$$\begin{bmatrix} \underline{\psi}_s \\ \underline{i}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\lambda_2 \underline{\psi}'_{sn} + a_{12} \underline{i}'_{sn} \\ a_{21} \underline{\psi}'_{sn} + (a_{22} - \lambda_2) \underline{i}'_{sn} \end{bmatrix} = \\ = \begin{bmatrix} -\lambda_2 + a_{12} b_{21} \\ a_{21} + (a_{22} - \lambda_2) b_{21} \end{bmatrix} \left(\frac{k_I e^{-j\frac{\pi}{6}}}{j\omega - \lambda_1} e^{j\omega t_n} - \frac{k_{II} e^{j\frac{\pi}{6}}}{j\omega + \lambda_1} e^{-j\omega t_n} \right) e^{\lambda_1(t-t_n)} - \\ - \begin{bmatrix} -\lambda_1 \underline{\psi}'_{sn} + a_{12} \underline{i}'_{sn} \\ a_{21} \underline{\psi}'_{sn} + (a_{22} - \lambda_1) \underline{i}'_{sn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\lambda_1 + a_{12} b_{21} \\ a_{21} + (a_{22} - \lambda_1) b_{21} \end{bmatrix} \left(\frac{k_I e^{-j\frac{\pi}{6}}}{j\omega - \lambda_2} e^{j\omega t_n} - \right. \\ \left. - \frac{k_{II} e^{j\frac{\pi}{6}}}{j\omega + \lambda_2} e^{-j\omega t_n} \right) e^{\lambda_2(t-t_n)} +$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{-\lambda_2 + a_{12} b_{21}}{j\omega - \lambda_1} - \frac{-\lambda_1 + a_{12} b_{21}}{j\omega - \lambda_2} \\ \frac{a_{21} + (a_{22} - \lambda_2) b_{21}}{j\omega - \lambda_1} - \frac{a_{21} + (a_{22} - \lambda_1) b_{21}}{j\omega - \lambda_2} \end{bmatrix} k_I e^{j(\omega t - \frac{\pi}{6})} - \quad (33)$$

$$- \begin{bmatrix} \frac{-\lambda_2 + a_{12} b_{21}}{j\omega + \lambda_1} - \frac{-\lambda_1 + a_{12} b_{21}}{j\omega + \lambda_2} \\ \frac{a_{21} + (a_{22} - \lambda_2) b_{21}}{j\omega + \lambda_1} - \frac{a_{21} + (a_{22} - \lambda_1) b_{21}}{j\omega + \lambda_2} \end{bmatrix} k_{II} e^{-j(\omega t - \frac{\pi}{6})} \left\{ \frac{U_m}{\lambda_1 - \lambda_2} \right\}$$

W powyższym równaniu:

$\underline{i}_{sn}, \underline{\psi}_{sn}$ – wartości wektorów w chwili początkowej t_n ,

λ_1, λ_2 – wartości własne macierzy układu

$$\underline{\psi}'_{sn} = \underline{\psi}_{sn} / U_m; \quad \underline{i}'_{sn} = \underline{i}_{sn} / U_m.$$

Ze względu na stałość parametrów w powyższym układzie, równania (33) mogą być zapisane w znacznie wygodniejszej postaci równoważnej:

$$\underline{\psi}_s = C_{\psi 1, n} e^{\lambda_1(t-t_n)} - C_{\psi 2, n} e^{\lambda_2(t-t_n)} + Z_{\psi 1} k_{In} e^{j(\omega t - \frac{\pi}{6})} - \\ - Z_{\psi 2} k_{II} e^{-j(\omega t - \frac{\pi}{6})} \quad (34) \\ \underline{i}_s = C_{i1, n} e^{\lambda_1(t-t_n)} - C_{i2, n} e^{\lambda_2(t-t_n)} + Z_{i1} k_{In} e^{j(\omega t - \frac{\pi}{6})} - \\ - Z_{i2} k_{II} e^{-j(\omega t - \frac{\pi}{6})}.$$

Z takiej postaci zapisu (34) wynika (co łatwo można sprawdzić na podstawie równań (33)), że współczynniki ze wskaźnikiem n są sta-

te w n-tym przedziale czasu, tzn. gdy $t_n \leq t < t_{n+1}$, zaś współczynniki pozbawione tego wskaźnika są stałe dla dowolnego czasu, jeżeli tylko stałe są parametry i prędkość maszyny. Na granicy dwóch kolejnych przedziałów, określonej chwilą zmiany konfiguracji przewodzących łączników, muszą być ciągłe zarówno strumień, jak i prąd. W związku z tym, na podstawie równań (34), napisanych dla dwóch kolejnych przedziałów, można wyznaczyć zależność pomiędzy kolejnymi stałymi dotyczącymi strumienia

$$C_{\psi 1,n+1} - C_{\psi 2,n+1} = C_{\psi 1,n} e^{\lambda_1(t_{n+1}-t_n)} - C_{\psi 2,n} e^{\lambda_2(t_{n+1}-t_n)} + Z_{\psi 1}(k_{I,n} - k_{I,n+1}) e^{j(\omega t_{n+1} - \frac{\pi}{6})} - Z_{\psi 2}(k_{II,n} - k_{II,n+1}) e^{-j(\omega t_{n+1} - \frac{\pi}{6})} \quad (35)$$

oraz prądu

$$C_{i1,n+1} - C_{i2,n+1} = C_{i1,n} e^{\lambda_1(t_{n+1}-t_n)} - C_{i2,n} e^{\lambda_2(t_{n+1}-t_n)} + Z_{i1}(k_{I,n} - k_{I,n+1}) e^{j(\omega t_{n+1} - \frac{\pi}{6})} - Z_{i2}(k_{II,n} - k_{II,n+1}) e^{-j(\omega t_{n+1} - \frac{\pi}{6})} \quad (36)$$

Warunkiem uzupełniającym, wynikającym z ciągłości prądu i strumienia, a zauważalnym bezpośrednio w równaniu (31), jest ciągłość następujących wyrażeń w chwilach przełączania:

$$\frac{d}{dt} \psi_s - U_m(k_I e^{j(\omega t - \frac{\pi}{6})} + k_{II} e^{-j(\omega t - \frac{\pi}{6})}), \quad (37)$$

oraz

$$\frac{d}{dt} i_s - b_{21} U_m(k_I e^{j(\omega t - \frac{\pi}{6})} + k_{II} e^{-j(\omega t - \frac{\pi}{6})})$$

Spełnienie powyższego warunku prowadzi do następujących związków:

- dla strumienia

$$\lambda_1 C_{\psi 1,n+1} - \lambda_2 C_{\psi 2,n+1} = \lambda_1 C_{\psi 1,n} e^{\lambda_1(t_{n+1}-t_n)} - \lambda_2 C_{\psi 2,n} e^{\lambda_2(t_{n+1}-t_n)} + (j\omega Z_{\psi 1} - U_m)(k_{I,n} - k_{I,n+1}) e^{j(\omega t_{n+1} - \frac{\pi}{6})} + (j\omega Z_{\psi 2} - U_m)(k_{II,n} - k_{II,n+1}) e^{-j(\omega t_{n+1} - \frac{\pi}{6})} \quad (38)$$

- dla prądu

$$\lambda_1 C_{i1,n+1} - \lambda_2 C_{i2,n+1} = \lambda_1 C_{i1,n} e^{\lambda_1(t_{n+1}-t_n)} - \lambda_2 C_{i2,n} e^{\lambda_2(t_{n+1}-t_n)} + (j\omega Z_{i1} - b_{21} U_m)(k_{I,n} - k_{I,n+1}) e^{j(\omega t_{n+1} - \frac{\pi}{6})} + (j\omega Z_{i2} - b_{21} U_m)(k_{II,n} - k_{II,n+1}) e^{-j(\omega t_{n+1} - \frac{\pi}{6})} \quad (39)$$

Równania (35), (36), łącznie z (38), (39) umożliwiają przejście do równań różnicowych na wartości stałych w kolejnych dyskretnych przedziałach czasu, określonych niezmienną konfiguracją przewodzących łączników w całym układzie przemiennika. Ostateczna postać tych równań jest następująca:

- dla wektora strumienia

$$C_{\psi 1,n+1} = C_{\psi 1,n} e^{\lambda_1(t_{n+1}-t_n)} + S_{\psi 1} \left(\frac{\Delta k_{II,n+1}}{j\omega + \lambda_1} e^{-j(\omega t_{n+1} - \frac{\pi}{6})} - \frac{\Delta k_{I,n+1}}{j\omega - \lambda_1} e^{j(\omega t_{n+1} - \frac{\pi}{6})} \right) \quad (40)$$

- dla wektora prądu

$$C_{II,n+1} = C_{II,n} e^{\lambda_1(t_{n+1}-t_n)} + S_{II} \left(\frac{\Delta k_{II,n+1}}{j\omega + \lambda_1} e^{-j(\omega t_{n+1} - \frac{\pi}{6})} - \frac{\Delta k_{I,n+1}}{j\omega - \lambda_1} e^{j(\omega t_{n+1} - \frac{\pi}{6})} \right) \quad (41)$$

gdzie:

$$I = 1, 2$$

$$S_{\psi I} = \begin{cases} U_m \frac{\lambda_2 - a_{12} b_{21}}{\lambda_2 - \lambda_1}, & \text{gdy } I = 1 \\ U_m \frac{\lambda_1 - a_{12} b_{21}}{\lambda_2 - \lambda_1}, & \text{gdy } I = 2 \end{cases}; S_{II} = \begin{cases} U_m \frac{\lambda_2 b_{21} - a_{21} - a_{22} b_{21}}{\lambda_2 - \lambda_1}, & \text{gdy } I=1 \\ U_m \frac{\lambda_1 b_{21} - a_{21} - a_{22} b_{21}}{\lambda_2 - \lambda_1}, & \text{gdy } I=2 \end{cases}$$

$$\Delta k_{II,n+1} = k_{II,n+1} - k_{II,n}; \quad \Delta k_{I,n+1} = k_{I,n+1} - k_{I,n}$$

Zależności (34), (40) i (41) stanowią komplet równań analitycznych, opisujących przebieg wektorowych zmiennych stanu układu napędowego. Do wyznaczenia trójfazowych przebiegów chwilowych niezbędne jest jeszcze rozwiązanie równania uzupełniającego (32) - dla składowych zerowych. W przedziale czasowym $t_n \leq t \leq t_{n+1}$ rozwiązanie to ma postać:

$$i_o = C_{on} e^{-\frac{t-t_n}{T_r}} + U_m \operatorname{Re} \left(\frac{2k_{on}}{r_s + j\omega(L_s - L_m)} e^{j(\omega t - \frac{\pi}{6})} \right), \quad (42)$$

gdzie

$$T_r = \frac{L_s - L_m}{r_s}.$$

Związek pomiędzy wartościami stałych w kolejnych przedziałach czasu, określony na podstawie warunku ciągłości prądu, jest następujący:

$$C_{o,n+1} = C_{o,n} e^{-\frac{t_{n+1}-t_n}{T_r}} + 2U_m \operatorname{Re} \left(\frac{k_{on} - k_{on+1}}{\frac{1}{T_r} + j\omega} e^{j(\omega t_{n+1} - \frac{\pi}{6})} \right). \quad (43)$$

Ważne jest przy tym ustalenie w jakim stopniu składowa zerowa prądu jest istotna i jaki jest jej wpływ na parametry układu.

3.2. Wartość i znaczenie składowej zerowej

Zgodnie z definicją składowa zerowa jest sumą przebiegów określonych w poszczególnych fazach. W napięciu wyjściowym bezpośredniego przemiennika suma ta jest różna od zera wskutek braku symetrii trójfazowej w wartościach chwilowych napięć. Jedynie w przypadku UFC oraz CDFFC dla $r=1$, warunki symetrii są spełnione. Jeżeli wyjścia poszczególnych faz nie są ze sobą skojarzone (poprzez odbiornik) lub są skojarzone w gwiazdę z przewodem zerowym, to w prądach wyjściowych pojawia się składowa zerowa, zgodnie z równaniem (42). W przypadku skojarzenia odbiornika w gwiazdę bez przewodu zerowego, składowa zerowa prądu nie występuje. Jednak w przypadku galwanicznego skojarzenia odbiornika, zasilanego z bezpośredniego przemiennika o konfiguracji mostkowej, niezbędne jest stosowanie rozbudowanego transformatora na wejściu, separującego zasilanie poszczególnych faz wyjściowych. Z zależności (42) wynika, że wartość składowej zerowej prądu jest ograniczona głównie niewielką reaktancją rozproszenia maszyny. Wprowadzenie dodatkowej reaktancji ograniczającej może być zrealizowane poprzez skojarzenie wyjść przemiennika na drodze magnetycznej za pomocą dławika wyrównawczego (rys. 15). W przypadku wprowadzenia dodatkowej reaktancji równanie (42) ma postać:

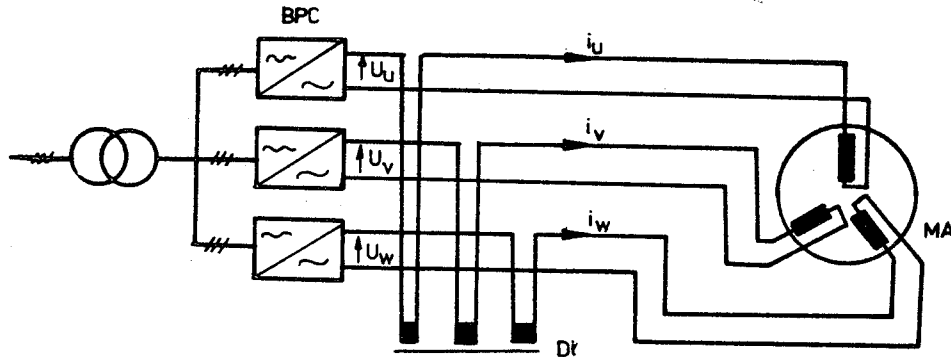
$$i_o = C_{on} e^{-\frac{t-t_n}{T_r}} + 2U_m \operatorname{Re} \left(\frac{k_{on}}{r_s + r_d + j\omega[(L_s - L_m) + L_{\sigma d} + 3L_{md}]} e^{j(\omega t - \frac{\pi}{6})} \right), \quad (44)$$

przy czym:

$r_d, L_{\sigma d}, L_{md}$ - rezystancja, indukcyjność rozproszenia oraz indukcyjność główna dławika wyrównawczego;

$$T_r' = \frac{(L_s - L_m) + L_{\delta d} + 3L_{md}}{r_s + r_d}.$$

Dławik wyrównawczy w układzie nie powoduje istotnych zmian w równaniach wektora podstawowego prądu (33), gdyż pojawiająca się w nich niewielka indukcyjność rozproszenia dławika może być pominięta.



Rys. 15. Skojarzenie faz wyjściowych przemiennika poprzez dławik wyrównawczy

Składowa zerowa prądu stanowi istotną część przebiegów chwilowych prądu wyjściowego. Powstaje pytanie - w jaki sposób wpływa ona na wartość momentu elektromagnetycznego, wytwarzanego w maszynie, i jaki przez to ma wpływ na właściwości ruchowe układu. Aby dać odpowiedź na to pytanie, należy ocenić harmoniczne czasowe występujące w składowej zerowej prądu oraz ich współdziałanie z harmonicznymi przestrzennymi uzwojeń maszyny.

Z literatury [30] wynika, że napięcie wyjściowe bezpośredniego przemiennika sterowanego napięciem sinusoidalnym, dla cosinusoidalnych napięć taktujących, może być aproksymowane za pomocą następującego szeregu:

$$u_w = \frac{3}{\pi} U_m \left[r \sin(\omega_o t + \varphi) + \sum_{k=1}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{2n+1=6k+1} \right] + \right.$$

$$\begin{aligned} & \pm A_{k,n} \sin \left[(6k\omega \pm (2n+1)\omega_o)t \pm (2n+1)\varphi \right] + \sum_{n=0}^{\infty} \\ & \left(\pm A_{k,n} \cos \left[(6k\omega \mp (2n+1)\omega_o)t \mp (2n+1)\varphi \right] + \right. \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} B_{k,n,m} \left(\cos \left[(6k\omega \pm (2(n \mp m) + 1)\omega_o)t \pm 2n\varphi - (2m-1)\varphi \right] - \right. \\ & \left. \left. - \cos \left[(6k\omega \pm (2(n \pm m)-1)\omega_o)t \pm 2n\varphi + (2m-1)\varphi \right] \right) \right\} \end{aligned} \quad (45)$$

Podwójne znaki $\pm$ w równaniu (45) oznaczają, że składnik poprzedzony podwójnym znakiem występuje dwukrotnie, raz ze znakiem górnym i raz - z dolnym. Wielkość φ występująca w równaniu (45) oznacza fazę początkową napięcia sterującego, a φ - kąt opóźnienia zmiany kształtu fali (znaku B), toteż napięcia wyjściowe dla pozostałych faz układu trójfazowego można otrzymać podstawiając formalnie $\varphi + \frac{2\pi}{3}$ i $\varphi + \frac{4\pi}{3}$, lub $\varphi + \frac{4\pi}{3}$ i $\varphi + \frac{2\pi}{3}$. Opisane w ten sposób chwilowe przebiegi wyjściowe są identyczne, tylko przesunięte w fazie, co w rzeczywistości ma miejsce wyłącznie w przypadku określonego stosunku częstotliwości wyjściowej do wejściowej. Ta teoretyczna symetria trójfazowa jest konsekwencją założeń upraszczających zastosowanych w analizie harmonicznej [30], w której przyjmuje się, że tzw. funkcja modulacji ma przebieg ciągły, chociaż w rzeczywistości jest to funkcja dyskretna. Gdy stosunek pulsacji wyjściowej do wejściowej jest niewielki, założenie takie jest dopuszczalne i nie powoduje zniekształcenia rezultatów oceny składowych zerowych na wyjściu. Składowa zerowa napięcia wyjściowego, określona jako suma napięć chwilowych poszczególnych faz, zawiera niektóre harmoniczne z szeregu (45), a mianowicie [14]:

$$\begin{aligned} u_o = & \pm \frac{6}{\pi} U_m \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ \sum_{n=1}^{n=k} A_{k,3(2n-1)} \sin \left[(6k\omega \pm 3(2n-1)\omega_o)t \pm 3(2n-1)\varphi \right] \right. \\ & + \sum_{n=1}^{\infty} \left[A_{k,3(2n-1)} \cos \left[(6k\omega \mp 3(2n-1)\omega_o)t \mp 3(2n-1)\varphi \right] + \right. \end{aligned}$$

$$+ \sum_{m=1}^{\infty} \left(B_{k,3[2(n+m)+1]} \cos \left[(6k\omega + 3(2(n+m)+1)\omega_0)t + \psi_{3[2(n+m)+1]} \right] + B_{k,3[2(n-m)+1]} \cos \left[(6k\omega - 3(2(n-m)+1)\omega_0)t + \psi_{3[2(n-m)+1]} \right] \right) \quad (46)$$

Amplitudy poszczególnych harmoniczných z równań (45) i (46) maleją wraz ze wzrostem k i n , a ich dokładne zmiany podane są w literaturze [30]. Z analizy krzywej wzbudzenia maszyny indukcyjnej wynika, że występujące w szeregu (46) harmoniczne czasowe będą wytwarzać pole pulsujące, współdziałając z harmonicznymi przestrzennymi tylko o rzędzie $3(2l+1)$ (gdzie $l = 0, 1, 2, \dots$) [69]. W powszechnie konstruowanych maszynach współczynnik uzwojenia dla wyższych harmoniczných przestrzenných jest dużo mniejszy niż dla harmonicznej podstawowej. Jeżeli ponadto składowa zerowa prądu jest ograniczona poprzez dławik wyrównawczy, to jej wpływ na wytwarzany w maszynie moment jest znikomy i może być pominięty. Zależność momentu elektromagnetycznego od współdziałania wektorów podstawowych prądu i strumienia określona jest zależnością

$$m = \frac{3}{2} p(\underline{\psi}_s \times \underline{i}_s). \quad (47)$$

Sterowanie maszyny indukcyjnej związane jest najczęściej z utrzymaniem stałego strumienia [77]. Przebieg czasowy strumienia maszyny indukcyjnej, zasilanej z bezpośredniego przemiennika częstotliwości, jest praktycznie funkcją sinusoidalną (patrz rys. 25, 29), toteż tworząc strategię sterowania można ograniczyć się do podstawowych harmoniczných wymuszenia i zmienných stanu.

3.3. Podsumowanie

W literaturze prezentowane są przypadki analizowania prądów wyjściowych cyklokonwertora, w których obciążenie stanowi szeregowy obwód R i L [25], [42], [56], [84]. Zadanie to komplikuje się, gdy obciążeniem przekształtnika jest indukcyjna maszyna trójfazowa, tzn. gdy

prądy poszczególných faz są od siebie współzależne. Niekiedy silnik indukcyjny reprezentowany jest poprzez szeregowy obwód RL i napięcie indukowane [76]. Wektorowy zapis wymuszenia pozwala bezpośrednio skorzystać z wektorowych równań maszyny. Równania te można rozwiązywać bezpośrednio, stosując znane metody numeryczne [79]; jednak większą dokładność, a przede wszystkim szybkość obliczeń, uzyskuje się wykorzystując rozwiązania analityczne dla dyskretných przedziałów czasu, określonych wysterowaniem łączników, i sprowadzając proces obliczeń numerycznych do dyskretnego równania dla wartości początkowych [9], [19].

Aczkolwiek korzysta się z założenia, że składowa zerowa prądu nie wpływa na właściwości napędowe układu, to jednak uwzględnienie jej w trakcie obliczeń jest konieczne, gdyż ma ona znaczny wpływ na wskaźniki energetyczne układu (wartość skuteczną prądu, sprawność, współczynnik mocy); przede wszystkim konieczne jest ograniczenie jej wartości w układach praktycznych [15], [23].

4. USTALONY STAN PRACY UKŁADU

Jako stan pracy ustalonej uznawana jest sytuacja, w której prędkość kątowna maszyny pozostaje stała. Przyjmuje się przy tym, że jest zachowany w maszynie stały strumień dzięki odpowiedniemu dopasowaniu podstawowej harmonicznej napięcia zasilającego do częstotliwości i obciążenia.

4.1. Warunek sterowania ustalonego

W stanie pracy ustalonej równania wektorowe maszyny napisane tylko dla harmonicznych podstawowych, w układzie odniesienia wirującym z prędkością synchroniczną ω_o , mają postać [77]:

$$\begin{aligned} \underline{u}_1 &= r_s \underline{i}_{s1} + j \omega_o \underline{\psi}_{s1} , \\ 0 &= \left(\frac{r_r}{W} + j \frac{L_r}{W} \omega_r \right) \underline{\psi}_{s1} - \left(\frac{r_s L_s}{W} + j \omega_r \right) \underline{i}_{s1} , \end{aligned} \quad (48)$$

gdzie pulsacja w wirniku $\omega_r = \omega_o - \Omega$.

Z równań tych bezpośrednio wynika związek pomiędzy odpowiednimi wektorami strumienia skojarzonego i napięcia:

$$\underline{u}_1 = \left(\frac{r_s}{L_r L_s} \frac{r_r + j \omega_r L_r}{\frac{r_r}{L_r} + j \omega_r \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \right)} + j \omega_o \right) \underline{\psi}_{s1} . \quad (49)$$

Ponieważ dla spotykanych praktycznie parametrów maszyn indukcyjnych [61] spełniona jest nierówność

$$\frac{r_r}{L_r} \gg \omega_r \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \right) ,$$

przeto powyższy związek można sprowadzić do postaci:

$$\underline{u}_1 = \left[\frac{r_s}{L_s} + j \left(\frac{r_s}{r_r} \frac{L_r}{L_s} \omega_r + \omega_o \right) \right] \underline{\psi}_{s1} , \quad (50)$$

z której wynika bezpośrednia zależność pomiędzy podstawową harmoniczną napięcia a podstawową harmoniczną strumienia

$$U_{1m} = \sqrt{\left(\frac{r_s}{L_s} \right)^2 + \left(\frac{r_s}{r_r} \frac{L_r}{L_s} \omega_r + \omega_o \right)^2} \psi_{s1m} . \quad (51)$$

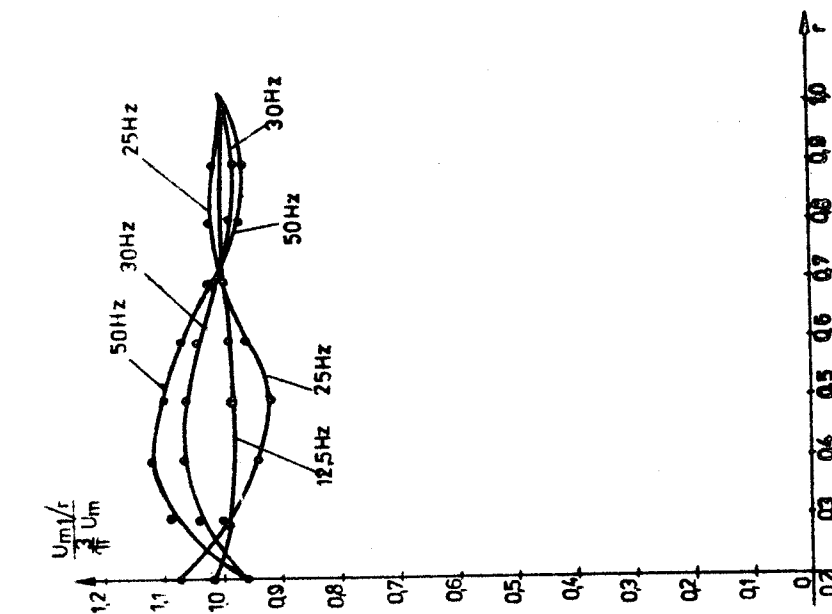
Z zależności (51) wynika sposób zmian amplitudy napięcia U_{1m} , zapewniający stałą wartość amplitudy strumienia w maszynie, gdy pulsacja ω_o i ω_r zmienia się. Wartość amplitudy podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego U_{1m} związana jest bezpośrednio z wartością amplitudy napięcia sterującego r . Jeśli regulacji dokonuje się metodą modulacji czasów przewodzenia łączników, związek ten wyrażony jest równaniem, w postaci szeregu trygonometrycznego (45), które opisuje przebieg napięcia wyjściowego bezpośredniego przemiennika częstotliwości. Jedynie tylko w przypadku szczególnym, tzn. w przypadku niezależnego przemiennika częstotliwości UFC ($\varphi = \frac{\pi}{2}$), dla maksymalnej amplitudy napięcia sterującego ($r=1$), w szeregu (45), poza składową podstawową (pożądaną) występują tylko składniki o pulsacjach będących sumą wielokrotności pulsacji wyjściowej i wejściowej, czyli wyższe harmoniczne (2). W przypadku tym składowa podstawowa napięcia wyjściowego jest więc określona wyłącznie przez pierwszy składnik równania (45), a jej amplituda jest stała (gdy $r=1$), niezależnie od wartości pulsacji wyjściowej, i wynosi $U_{1m} = \frac{3}{\pi} U_m$. W pozostałych przemiennikach częstotliwości (NCC, UDFFC), a także w przypadku UFC, dla względnego napięcia sterującego $r < 1$, o składowej podstawowej, poza pierwszym składnikiem z równania (45), decydują składniki o pulsacjach $[6k\omega - (2n+1)\omega_o]$, które dla odpowiednich wartości n i k przyjmują pulsację równą wyjściowej ω_o .

W literaturze [30] składniki te, jak i wszystkie składniki o pulsacjach różnych od wyjściowej, nazywane są niepożądanymi. Otóż dla niektórych pulsacji te niepożądane składniki o pulsacji ω_o mogą być powodem naruszenia proporcjonalności, w zależności $U_{1m} = \frac{3}{\pi} U_m \cdot r$. Wraz ze wzrostem różnicy pomiędzy pulsacją wejściową a wyjściową, rośnie wartość n , dla której pojawia się ta niepożądana składowa, jednak dla dużych wartości n amplituda tej składowej ulega szybkiemu zmniejszeniu się. Na przykład, dla częstotliwości zasilającej $f = 50$ Hz omawiana składowa wystąpi:

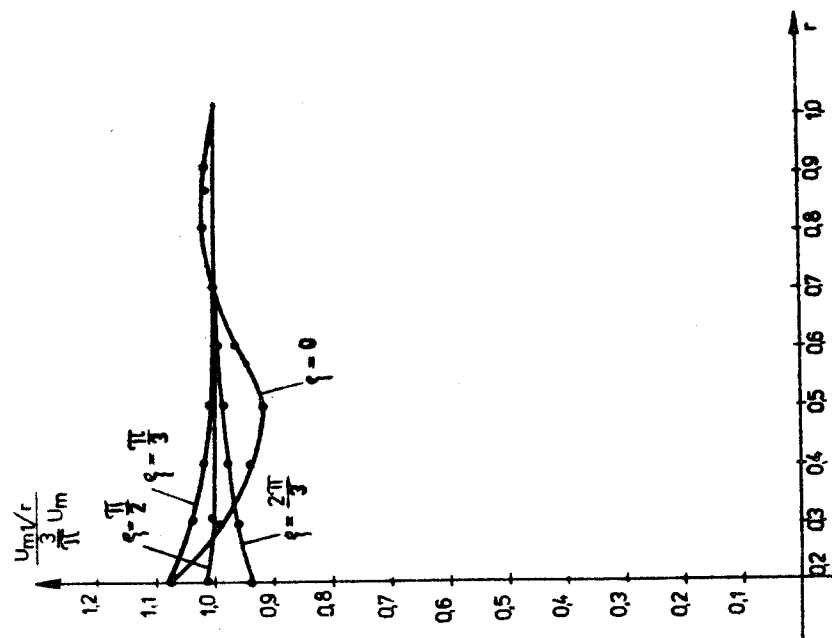
- dla częstotliwości $f_o = 50$ Hz przy $k=1$ oraz $2n+1 = 5$
- dla częstotliwości $f_o = 30$ Hz przy $k=1$ oraz $2n+1 = 9$
- dla częstotliwości $f_o = 25$ Hz przy $k=1$ oraz $2n+1 = 11$

Drugą przyczyną zachwiania proporcjonalności pomiędzy napięciem sterującym a podstawową harmoniczną napięcia wyjściowego w postaci $U_{1m} = \frac{3}{\pi} U_m \cdot r$ może być fakt, że zależność (45) jest wyprowadzona przy założeniu ciągłości funkcji modulacji, określającej czasowe zmiany kątów wysterowania łączników. W rzeczywistości jest to funkcja dyskretna. Takie założenie jest do przyjęcia tylko w przypadku znacznego odstępu pomiędzy pulsacją wyjściową a wejściową, jak jest to w przypadku NCC czy UDFFC.

Stopień naruszenia omawianej proporcjonalności $U_{1m} = \frac{3}{\pi} U_m \cdot r$ można oszacować wyznaczając amplitudę podstawowej harmonicznego napięcia, bezpośrednio z przebiegu chwilowego napięcia na wyjściu, korzystając z obliczeń numerycznych. Krzywe na rysunku 16,17 określają zmiany stosunku $\frac{U_{1m}/r}{\frac{3}{\pi} U_m}$ w funkcji amplitudy napięcia sterującego r dla wybranych niekorzystnych pulsacji wyjściowych. Jeśli jest zachowana proporcjonalność pomiędzy napięciem sterującym r a amplitudą podstawowej harmonicznego U_{1m} , wykreślany stosunek powinien być równy jedności. Rysunek 16 dotyczy przemiennika typu UFC. Z punktu widzenia sterowania silnika indukcyjnego największe zakłócenie wystąpi dla $f_o = 25$ Hz, gdyż maksymalne odstępstwo krzywej od wartości jeden wypada dla $r = 0,5$, co odpowiada poziomowi napięcia, gdy steruje się maszyną zachowując stały strumień ($r = 1$ przy $f_o = 50$ Hz). Kiedy NCC oraz CDFFC pracują z pulsacją 25 Hz, r przyjmuje wartość bliską jedności, ponadto, jak pokazano na rysunku 17, dla różnych wartości φ ($\varphi \neq \frac{\pi}{2}$) odchyłki stosunku $\frac{U_{1m}/r}{\frac{3}{\pi} U_m}$ od jedności są mniejsze.



Rys. 16. Stosunek faktycznej amplitudy podstawowej harmonicznego napięcia wyjściowego do jej wartości teoretycznej $\frac{3}{\pi} U_m$ dla przemiennika UFC w funkcji amplitudy napięcia sterującego r



Rys. 17. Zmiany stosunku faktycznej amplitudy podstawowej harmonicznego napięcia wyjściowego do jej wartości teoretycznej $\frac{3}{\pi} U_m$ w funkcji amplitudy napięcia sterującego r przy częstotliwości wyjściowej $f_o = 25$ Hz dla różnych wartości φ

Podsumowując powyższe rozważania można przyjąć, że dla układów napędowych z przemiennikami typu NCC i CDFFC, które zawsze pracują na częstotliwościach wyjściowych niskich, w stosunku do wejściowej, spełniona jest proporcjonalność $U_{1m} = \frac{3}{\pi} U_m r$. Przyjęcie tego założenia dla przemiennika UFC wymaga ewentualnej korekty przy niekorzystnych wyższych częstotliwościach wyjściowych (25 Hz - 30 Hz). Przyjęte założenie umożliwia ustalenie zależności pomiędzy napięciem sterującym r a pulsacją ω_o i ω_r , koniecznej dla zachowania stałej wartości podstawowej harmonicznej strumienia w maszynie, w postaci

$$r = \frac{\pi}{3} \sqrt{\left(\frac{r_s}{L_s}\right)^2 + \left(\frac{r_s}{r_r} \frac{L_r}{L_s} \omega_r + \omega_o\right)^2} \frac{\psi_{s1m}}{U_m} \quad (52)$$

Jeżeli wymagane jest, aby stały strumień miał wartość znamionową, którą możemy wyznaczyć z warunków znamionowych, to zależność na względną amplitudę napięcia sterującego przybierze postać

$$r = \frac{\sqrt{2}\pi}{3} \frac{U_n}{U_m} \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{L_r}{r_r} \omega_r + \frac{L_s}{r_s} \omega_o\right)^2}{1 + \left(\frac{L_r}{r_r} \omega_{rmx} + \frac{L_s}{r_s} \omega_{omx}\right)^2}} \quad (53)$$

przy czym:

U_n - wartość skuteczna napięcia znamionowego maszyny,

ω_{rm}, ω_{on} - wartość znamionowa odpowiednich pulsacji.

Zakres zmian napięcia sterującego zależy od zakresu zmian pulsacji synchronicznej ω_o i obciążenia ω_r , zaś poziom tego napięcia od napięcia sieci zasilającej U_{1n} . Należy dążyć do możliwie dużych wartości r , gdyż ma to zasadniczy wpływ na takie wielkości jak:

- zakres przewodzenia ciągłego,
- poziom zniekształceń przebiegów wyjściowych,
- pobór mocy biernej przez układ ze źródła zasilającego.

Poziom napięcia zasilającego powinien więc być taki, aby dla przewidzianych maksymalnych wartości ω_{omx} oraz ω_{rmx} względna amplituda napięcia sterującego była równa jedności $r = 1$

$$U_m = \frac{\sqrt{2}\pi}{3} U_n \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{L_r}{r_r} \omega_{rmx} + \frac{L_s}{r_s} \omega_{omx}\right)^2}{1 + \left(\frac{L_r}{r_r} \omega_r + \frac{L_s}{r_s} \omega_{on}\right)^2}} \quad (54)$$

Jeżeli napięcie źródła zasilającego dobrane jest do zakresu regulacji zgodnie z powyższą równością, to zależność wyrażająca zmianę względnej amplitudy napięcia sterującego, dla strumienia znamionowego, ma postać

$$r = \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{L_r}{r_r} \omega_r + \frac{L_s}{r_s} \omega_o\right)^2}{1 + \left(\frac{L_r}{r_r} \omega_{rmx} + \frac{L_s}{r_s} \omega_{omx}\right)^2}} \quad (55)$$

W obliczeniach prezentowanych w dalszej części pracy będą podawane jako parametry ω_{rmx} oraz ω_{omx} ; oznacza to, że napięcie zasilające dobrane jest zgodnie z równością (54).

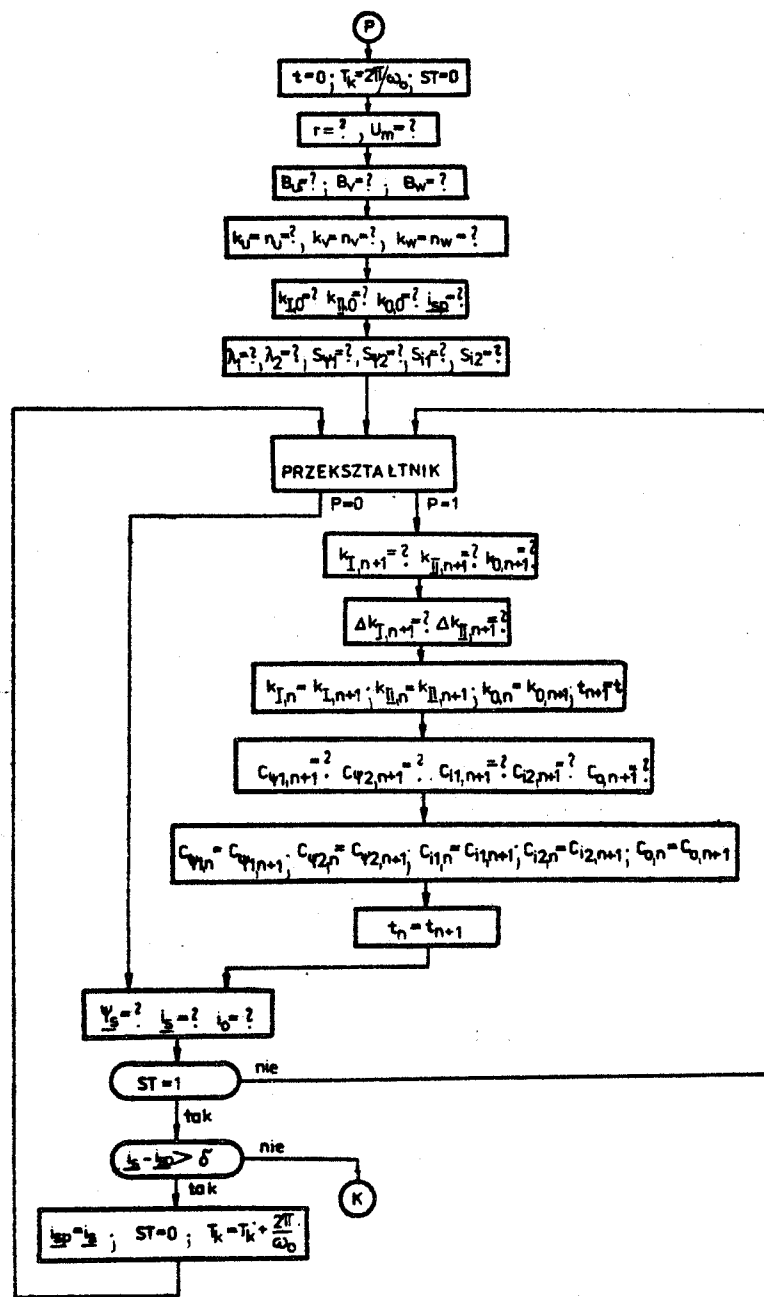
4.2. Program symulacji cyfrowej

Równania (34), (40), (41), (42), (43) stanowią komplet zależności, które łącznie z programem "przekształtnik" umożliwiają zamodelowanie stanu pracy ustalonej układu. Wymienione równania dotyczą sytuacji, w której trójfazowy odbiornik nie jest skojarzony galwanicznie. Jeżeli trójfazowy odbiornik jest skojarzony w gwiazdę bez przewodu zerowego, w prądzie nie powstaje składowa zerowa, zaś napięcia kształtowane przez przemiennik są napięciami międzyfazowymi dla odbiornika. Jeżeli założymy, że maszyna indukcyjna jest obciążeniem symetrycznym, wartości chwilowe jej napięć fazowych wynoszą [73]:

$$u_u = \frac{1}{3}(u_{pu} - u_{pv}); \quad u_v = \frac{1}{3}(u_{pv} - u_{pw}); \quad u_w = \frac{1}{3}(u_{pw} - u_{pu}), \quad (56)$$

gdzie

u_{pu}, u_{pv}, u_{pw} - napięcia chwilowe, kształtowane przez przemiennik.



Rys. 18. Schemat operacyjny obliczeń ustalonego stanu pracy układu napędowego

Podstawowy wektor wymuszenia przyjmuje więc postać

$$\underline{u}_w = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \frac{1}{3} \begin{bmatrix} u_{pu} - u_{pv} \\ u_{pv} - u_{pw} \\ u_{pw} - u_{pu} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}(1 + e^{j\frac{\pi}{3}}) \underline{u} = \frac{1}{\sqrt{3}} e^{j\frac{\pi}{6}} \underline{u}, \quad (57)$$

w której $\underline{u}$ jest wektorem wymuszenia kształtowanym przez przemiennik, zgodnie z zależnością (8). Wyniki uzyskane dla układu nieskojarzonego są prawdziwe dla skojarzenia w gwiazdę bez przewodu zerowego, po odrzuceniu składowej zerowej i odpowiednim zmniejszeniu skali. Ważne jest również przesunięcie fazowe $\frac{\pi}{6}$, występujące w przebiegu czasowym, określone w stosunku do napięcia wyjściowego przemiennika.

Schemat operacyjny obliczeń cyfrowych symulujący pracę, gdy prędkość Ω jest stała, przedstawiony jest na rysunku 18. Danymi wejściowymi w programie są: parametry schematu zastępczego maszyny, prędkość kątowa wału Ω , pulsacja w wirniku ω_r , pulsacja napięcia sterującego ω_0 oraz stałe początkowe dla prądu ($C_{i1,0}; C_{i2,0}; C_{0,0}$) i strumienia ($C_{\psi 1,0}; C_{\psi 2,0}$). Ponieważ wartości stałych początkowych, odpowiadające ustalonemu stanowi pracy, nie są znane, lecz zadawane szacunkowo, proces obliczeń musi dotyczyć elektromagnetycznych stanów przejściowych dla stałej prędkości Ω aż do uzyskania stanu ustalonego. Stan ustalony określa się, poprzez porównanie wektora prądu, po czasie równym okresowi o częstotliwości sterującej. Dokładna powtarzalność przebiegów po okresie wyjściowym zachodzi tylko dla pewnych wartości stosunku pulsacji wejściowej i wyjściowej. W omawianej mostkowej konfiguracji bezpośredniego przemiennika częstotliwości fala napięcia wyjściowego powtarza się po okresie, gdy stosunek $\frac{\omega}{\omega_0}$ jest liczbą całkowitą podzielną przez 6, tzn. $6\omega/\omega_0 = lc$. Spełnienie tego warunku eliminuje składowe subharmoniczne w przebiegu wyjściowym, nie eliminuje jednak składowej stałej. Warunkiem symetrycznego przebiegu napięcia względem osi czasu jest stosunek $\frac{\omega}{\omega_0}$ równy liczbie podzielnej przez 3, czyli $3\omega/\omega_0 = lc$. Powtarzalność wymuszenia i brak składowej stałej nie są jeszcze równoznaczne z symetrią przebiegów w poszczególnych fazach. Przebiegi napięć w fazach wyjściowych są identyczne wówczas, gdy $\frac{\omega}{\omega_0}$ jest liczbą podzielną przez 2, inaczej $2\omega/\omega_0 = lc$. Spełnienie ostatniego warunku jest

oczywiście równoznaczne ze spełnieniem warunku pierwszego ($6\omega/\omega_0 = 1c$), natomiast warunek drugi ($3\omega/\omega_0 = 1c$) nie musi być spełniony. Symulacja cyfrowa odbywa się przy założonym kroku obliczeń, przy czym w przedziałach międzykomutacyjnych ($P = 0$ na rys. 18), jest wykorzystywana zależność (34), zaś w chwilach przełączania ($P = 1$ na rys. 18) zmianom ulegają stałe dla prądu, strumienia i składowej zerowej, zgodnie z odpowiednimi równaniami.

Konieczność obliczeń elektromagnetycznego procesu przejściowego dla stałej prędkości Ω , w celu wyznaczenia warunków stanu ustalonego, wydłuża znacznie czas obliczeń. Istotne jest więc zadanie właściwych, względnie dokładnie oszacowanych warunków ($C_{i1,0}$; $C_{i2,0}$; $C_{\psi 2,0}$; $C_{\psi 1,0}$), odpowiadających ustalonemu stanowi pracy..

4.3. Warunki początkowe stanu pracy ustalonej - określanie analityczne

Zakładając, że wartości poszukiwanych zmiennych w stanie pracy ustalonej powtarzają się cyklicznie z częstotliwością wyjściową, można znaleźć rozwiązania analityczne równań różnicowych (40), (41). Jeżeli w przeciągu okresu wyjściowego T_0 wystąpi q przełączeń łączników w układzie przemiennika, to na podstawie równań (40-41) można napisać związek pomiędzy dowolną ze stałych $C_{\psi Lq}$; C_{iLq} a jej wartością na początku okresu ($t = t_0$) $C_{\psi L0}$; C_{iL0} w postaci

$$C_{Lq} = C_{L0} e^{\lambda_1(t_q - t_0)} + S_1 \sum_{i=1}^q \left[\frac{\Delta k_{III}}{j\omega + \lambda_1} e^{-j(\omega t_i - \frac{\pi}{6})} - \frac{\Delta k_{II}}{j\omega - \lambda_1} e^{j(\omega t_i - \frac{\pi}{6})} \right] e^{\lambda_1(t_q - t_i)} \quad (58)$$

W równaniu powyższym opuszczone zostały indeksy ψ oraz i , gdyż jest ono słuszne dla obu przypadków, w których ponadto i może się równać 1 lub 2. Tylko w przypadku szczególnym ostatnie q -te przełączenie może wystąpić w czasie $t = t_0 + T_0$, w przypadku ogólnym wartość poszukiwanej zmiennej, np. strumienia, po czasie T_0 może być określona ze wzoru

$$\begin{aligned} \underline{\psi}_s(t_0 + T_0) = & C_{\psi 1,0} e^{\lambda_1 T_0} - C_{\psi 2,0} e^{\lambda_2 T_0} + \\ & + k_{Iq} e^{j[\omega(t_0 + T_0) - \frac{\pi}{6}]} \left(\frac{S_{\psi 1}}{j\omega - \lambda_1} - \frac{S_{\psi 2}}{j\omega - \lambda_2} \right) - \\ & - k_{IIq} e^{-j[\omega(t_0 + T_0) - \frac{\pi}{6}]} \left(\frac{S_{\psi 1}}{j\omega + \lambda_1} - \frac{S_{\psi 2}}{j\omega + \lambda_2} \right) + \\ & + \sum_{i=1}^q \left\{ \Delta k_{II} e^{j(\omega t_i - \frac{\pi}{6})} \left[\frac{S_{\psi 2}}{j\omega - \lambda_2} e^{\lambda_2(t_0 + T_0 - t_i)} - \frac{S_{\psi 1}}{j\omega - \lambda_1} e^{\lambda_1(t_0 + T_0 - t_i)} \right] - \right. \\ & \left. - \Delta k_{III} e^{-j(\omega t_i - \frac{\pi}{6})} \left[\frac{S_{\psi 2}}{j\omega + \lambda_2} e^{\lambda_2(t_0 + T_0 - t_i)} - \frac{S_{\psi 1}}{j\omega + \lambda_1} e^{\lambda_1(t_0 + T_0 - t_i)} \right] \right\}. \end{aligned} \quad (59)$$

W chwili początkowej $t = t_0$ wartość tej zmiennej wynosi

$$\begin{aligned} \underline{\psi}_s(t_0) = & C_{\psi 1,0} - C_{\psi 2,0} + k_{I0} e^{j(\omega t_0 - \frac{\pi}{6})} \left(\frac{S_{\psi 1}}{j\omega - \lambda_1} - \frac{S_{\psi 2}}{j\omega - \lambda_2} \right) - \\ & - k_{II0} e^{-j(\omega t_0 - \frac{\pi}{6})} \left(\frac{S_{\psi 1}}{j\omega + \lambda_1} - \frac{S_{\psi 2}}{j\omega + \lambda_2} \right). \end{aligned} \quad (60)$$

Po porównaniu ze sobą ostatnich zależności (59-60) powstanie wymagane równanie, określające poszukiwane stałe $C_{\psi 1,0}$, $C_{\psi 2,0}$. Drugie niezbędne równanie można uzyskać z warunku ciągłości wyrażen w postaci (37). W przypadku strumienia:

- dla czasu $t = t_0 + T_0$

$$\frac{d}{dt} \underline{\psi}_s(t_0 + T_0) = U_m \left[k_{Iq} e^{j[\omega(t_0 + T_0) - \frac{\pi}{6}]} - k_{IIq} e^{-j[\omega(t_0 + T_0) - \frac{\pi}{6}]} \right] =$$

$$\begin{aligned}
&= \lambda_1 C_{\psi 1,0} e^{-\lambda_1 T_0} - \lambda_2 C_{\psi 2,0} e^{-\lambda_2 T_0} + k_{L,q} e^{j[\omega(t_0+T_0)-\frac{\pi}{6}]} \left(\frac{j\omega S_{\psi 1}}{j\omega - \lambda_1} - \right. \\
&- \frac{j\omega S_{\psi 2}}{j\omega - \lambda_2} - U_m \Big) + k_{II,q} e^{-j[\omega(t_0+T_0)-\frac{\pi}{6}]} \left(\frac{j\omega S_{\psi 1}}{j\omega + \lambda_1} - \frac{j\omega S_{\psi 2}}{j\omega + \lambda_2} - U_m \right) + \\
&+ \sum_{i=1}^q \left\{ \Delta k_{L,i} e^{j(\omega t_i - \frac{\pi}{6})} \left[\frac{\lambda_2 S_{\psi 2}}{j\omega - \lambda_2} e^{\lambda_2(t_0+T_0-t_i)} - \frac{\lambda_1 S_{\psi 1}}{j\omega - \lambda_1} e^{\lambda_1(t_0+T_0-t_i)} \right] + \right. \\
&- \Delta k_{II,i} e^{-j(\omega t_i - \frac{\pi}{6})} \left[\frac{\lambda_2 S_{\psi 2}}{j\omega + \lambda_2} e^{\lambda_2(t_0+T_0-t_i)} - \frac{\lambda_1 S_{\psi 1}}{j\omega + \lambda_1} e^{\lambda_1(t_0+T_0-t_i)} \right] \Big\} \quad (61)
\end{aligned}$$

- dla czasu $t = t_0$

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \psi_s(t_0) - U_m \left[k_{L,0} e^{j(\omega t_0 - \frac{\pi}{6})} + k_{II,0} e^{-j(\omega t_0 - \frac{\pi}{6})} \right] = \\
= \lambda_1 C_{\psi 1,0} - \lambda_2 C_{\psi 2,0} + k_{L,0} e^{j(\omega t_0 - \frac{\pi}{6})} \left(\frac{j\omega S_{\psi 1}}{j\omega - \lambda_1} - \frac{j\omega S_{\psi 2}}{j\omega - \lambda_2} - U_m \right) + \\
+ k_{II,0} e^{-j(\omega t_0 - \frac{\pi}{6})} \left(\frac{j\omega S_{\psi 1}}{j\omega + \lambda_1} - \frac{j\omega S_{\psi 2}}{j\omega + \lambda_2} - U_m \right). \quad (62)
\end{aligned}$$

Ostatecznie z porównania zależności (59) i (60) oraz (61) i (62) możemy wyznaczyć $C_{\psi 1,0}$ oraz $C_{\psi 2,0}$. W sposób podobny można określić stałe początkowe w stanie pracy ustalonej $C_{i1,0}$ oraz $C_{i2,0}$ w równaniach określających wektor prądu. Wynik ostateczny, obowiązujący dla obu zmiennych, ma postać

$$\begin{aligned}
C_{L,0} = \frac{S_1}{e^{\lambda_1 T_0} - 1} \left[e^{-j(\omega t_0 - \frac{\pi}{6})} \frac{k_{II,q} e^{-j\omega T_0} - k_{II,0}}{j\omega + \lambda_1} - \right. \\
- e^{j(\omega t_0 - \frac{\pi}{6})} \frac{k_{L,q} e^{j\omega T_0} - k_{L,0}}{j\omega - \lambda_1} + \sum_{i=1}^q \left[\frac{\Delta k_{L,i}}{j\omega - \lambda_1} e^{j(\omega t_i - \frac{\pi}{6})} - \right. \\
\left. - \frac{\Delta k_{II,i}}{j\omega + \lambda_1} e^{-j(\omega t_i - \frac{\pi}{6})} \right] e^{\lambda_1(t_0+T_0-t_i)} \Big] \quad (63)
\end{aligned}$$

dla $i = 1, 2, \dots$

Otrzymana zależność umożliwia wyznaczenie w sposób analityczny wartości początkowych $C_{\psi 1,0}$; $C_{\psi 2,0}$ lub $C_{i1,0}$; $C_{i2,0}$, a tym samym i wartości początkowej wektora prądu $i_s(t_0)$ czy strumienia $\psi_s(t_0)$ w stanie pracy ustalonej, jeżeli tylko znane są współczynniki wektora wymuszenia ($k_{L,i}$; $k_{II,i}$) w kolejnych chwilach przełączania. Sposób wyznaczania wektora wymuszenia przedstawiony jest w poprzednim rozdziale, przy czym dla cyklokonwertora kształt wymuszenia związany jest z charakterem obciążenia, poprzez zmianę znaku blokady B w równaniu sterowania, w zależności od kierunku prądu wyjściowego. Toteż w tym szczególnym przypadku należy oszacować czas zadziałania blokady, np.: na podstawie schematu zastępczego maszyny dla podstawowej harmonicznej prądu wyjściowego. Wyznaczony w ten sposób kąt opóźnienia zadziałania blokady w stosunku do napięcia sterującego w danej fazie będzie równy

$$\begin{aligned}
\varphi_0 = \omega_0 t_b = \arctg\left(\omega_r \frac{L_r}{r_r}\right) - \arctg\left(\frac{\omega_r r_s L_r + \omega_0 L_s r_r}{r_r r_s - \omega_0 \omega_r W}\right); \\
B = \text{sign} [u_{\text{ster}}(\omega_0 t - \varphi_0)] \quad (64)
\end{aligned}$$

Jak już wspomniano, cykliczna powtarzalność przebiegów po okresie wynikającym z pulsacji wyjściowej zachodzi tylko wtedy, gdy spełniony jest warunek $6\omega/\omega_0 = 1c$. Dla innych pulsacji, gdy w przebiegach wyjściowych występują subharmoniczne, zależności typu (63) mogą być stosowane jako pierwsze przybliżenie skracające znacznie czas obliczeń cyfrowych.

Pewien obraz zmian wektora prądu i strumienia w kolejnych odstępach czasu T_0 w stanie pracy ustalonej dają przykładowe wyniki obliczeń dla przemiennika typu UFC, dla częstotliwości wyjściowej $f_0 = 900/41$ Hz, prezentowane w tabeli 1. Dla tej częstotliwości powtarzalność przebiegów zachodzi po trzech okresach przebiegu wyjściowego (przebiegi wyjściowe i wejściowe w poszczególnych fazach są różne). Zmiany wektora strumienia są niewielkie, gdyż jest to przebieg znacznie wyfiltrowany; w wektorze prądu uwidacznia się wyraźny wpływ subharmonicznych.

Tabela 1

Wartości składowych wektorów strumienia i prądu w kolejnych odstępach czasu równych okresowi przebiegu wyjściowego w stanie pracy ustalonej, w maszynie zasilanej z UFC przy następujących danych:

$$\omega_0 = 2 \frac{900}{41} \pi \frac{\text{rd}}{\text{s}}; \omega_r = \omega_m = \omega_{\text{rmx}} = 11,25 \frac{\text{rd}}{\text{s}}; \omega_{\text{omx}} = \omega_{\text{on}} = 100 \pi \frac{\text{rd}}{\text{s}}$$

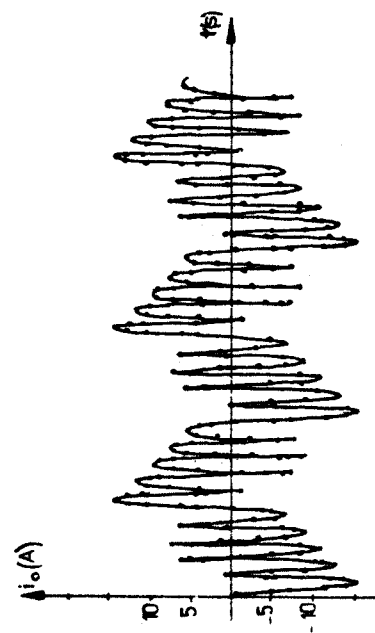
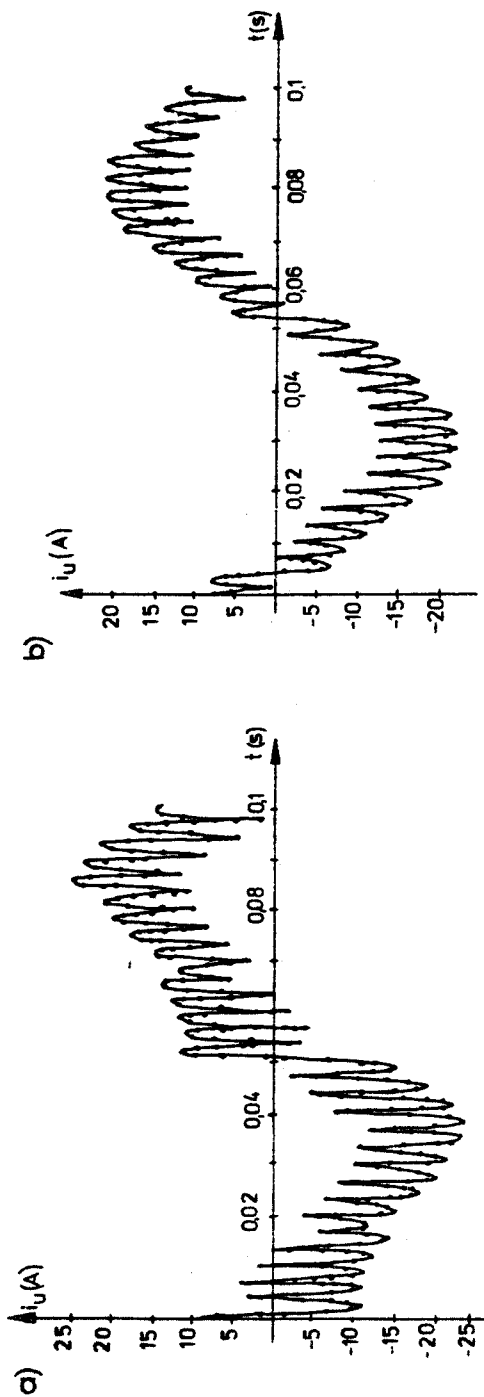
$t(\text{s})$	$\text{Re } \underline{\psi}_s (\text{Wb})$	$\text{Im } \underline{\psi}_s (\text{Wb})$	$\text{Re } \underline{i}_s (\text{A})$	$\text{Im } \underline{i}_s (\text{A})$
t_0	0,8374	0,06445	7,580	19,50
$t_0 + T_0$	0,8069	-0,02140	4,337	12,18
$t_0 + 2T_0$	0,8286	-0,01894	5,626	9,836
$t_0 + 3T_0$	0,8374	0,06445	7,580	19,50

W przypadku pulsacji wyjściowych ω_0 , których wielokrotnością jest pulsacja zasilająca (tzn. $\frac{\omega}{\omega_0} = lc$), zachodzi równość $k_{\text{II},k} = k_{\text{II},0}$ i $k_{\text{I},k} = k_{\text{I},0}$ oraz $e^{j\omega T_0} = 1$. Stąd w równaniu (63) pozostają tylko składniki spod znaku sumy. Równanie (63) przyjmuje elementarnie prostą postać dla przemiennika UFC, gdy maksymalne napięcie sterujące $r = 1$. W przypadku tym zerują się składowe wymuszenia k_{II} , a przyrosty $\Delta k_{\text{I},i} = \text{const}$; można więc wyłączyć je przed znak sumy, która jest sumą wyrazów postępu geometrycznego, gdyż kolejne czasy przełączania t_i są regularne.

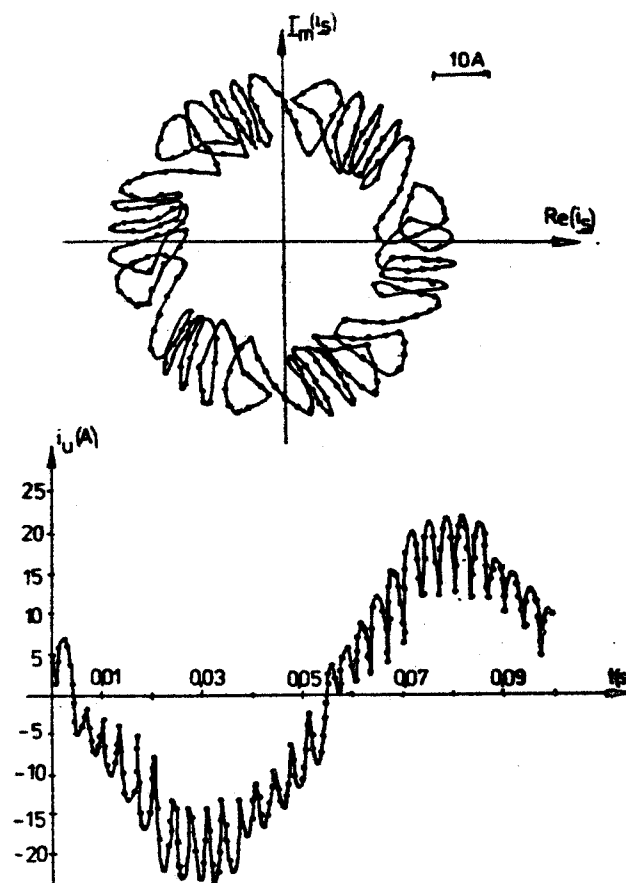
4.4. Wyniki obliczeń na modelu cyfrowym

Wszystkie prezentowane wyniki obliczeń cyfrowych oraz badań laboratoryjnych dotyczą maszyny indukcyjnej klatkowej o danych znamionowych: $P_n = 7,5$ kW, $U_n = 220$ V, $I_n = 14,9$ A, $p = 1$. Przyjęte do obliczeń parametry maszyny wyznaczone poprzez pomiar wynoszą: $r_s = r_r = 0,68$; $L_s = L_r = 0,193$ H; $L_m = 0,198$ H. W stanie pracy ustalonej punkt pracy układu identyfikowany jest za pomocą wartości r , ω_0 , ω_r (zgodnie z wyprowadzonymi związkami wartość r jest tak dopasowana do napięcia zasilającego, aby strumień maszyny miał wartość znamionową). Ze względu na konieczność ograniczenia składowej zerowej w prądzie stojana w obliczeniach uwzględniany był dławik wyrównawczy (uzwojenia stojana nie są kojarzone galwanicznie), którego indukcyjność główna była porównywalna z indukcyjnością rozproszenia maszyny i wynosiła 0,005 H.

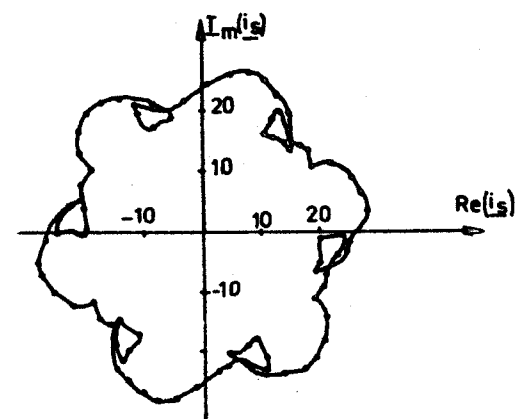
Praca bez dławika w układach nie skojarzonych, szczególnie w układach dużej mocy, jest absolutnie nieuzasadniona ze względu na znaczne zniekształcenia prądu wyjściowego. Szczególnie duża składowa zerowa prądu występuje w cyklokonwerterze. W przypadku UFC nabiera ona znaczenia dopiero dla niższych częstotliwości, co wynika bezpośrednio z obniżenia amplitudy napięcia sterującego r . Na rysunku 19 są pokazane przykładowe przebiegi prądu wyjściowego oraz jego składowej zerowej, obliczone dla maszyny o rozdzielonych galwanicznie fazach stojana, zasilanej z NCC bez dławika równofazowego oraz z dławikiem o indukcyjności 0,005 H. Dławik równofazowy nie ma praktycznie wpływu na wektor podstawowy prądu. Wartość wektora prądu zmienia się $\frac{1}{\sqrt{3}}$ razy, w zależności od tego czy fazy są izolowane, czy też połączone w gwiazdę bez przewodu zerowego. Jednak kształt trajektorii, po której wędruje koniec wektora na płaszczyźnie zmiennej zespolonej pozostaje niezmienny. Przykładowe trajektorie wektora prądu wraz z przebiegiem jego wartości chwilowej, dla maszyny obciążonej znamionowo, zasilanej z NCC, podane są na rysunku 20 i 21; napięcie sieci zasilającej dobrane jest tak, że przy stałym strumieniu układ może osiągnąć górną częstotliwość ($r=1$) równą 35 Hz. Z kolei na rysunkach 22, 23 i 24 pokazane są analogiczne przebiegi dla maszyny zasilanej z UFC, gdy napięcie sieci zasilającej jest ustalone na takim poziomie, na którym stały strumień mógł być osiągnięty ($r=1$) do częstotliwości $f_0 = 50$ Hz.



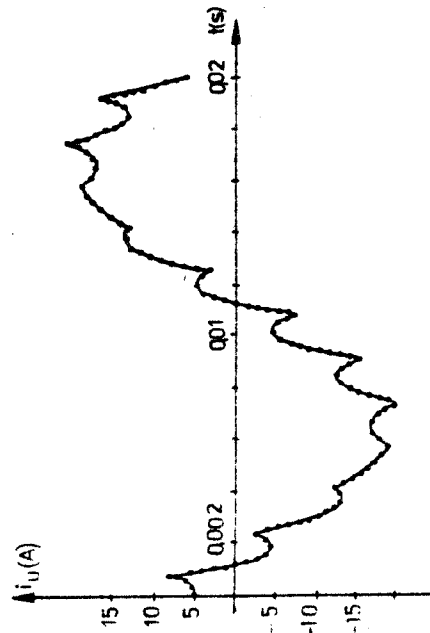
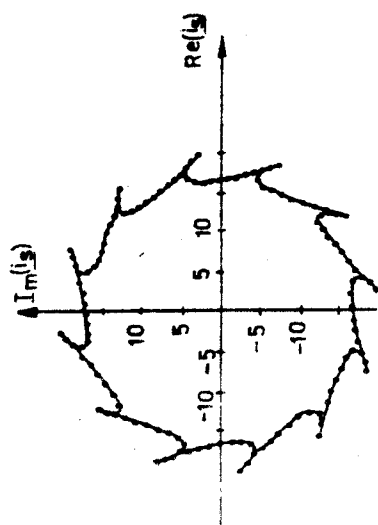
Rys. 19. Przebieg prądu stojana i jego składowej zerowej w stanie pracy ustalonej maszyny: a) o fazach rozdzielonych, b) o fazach skojarzonych poprzez dławik wyrównawczy



Rys. 20. Trajektoria fazowa wektora i przebieg chwilowy prądu stojana dla przemiennika NCC przy $f_o = 10$ Hz, $r = 0,323$, $\omega_r = \omega_m$

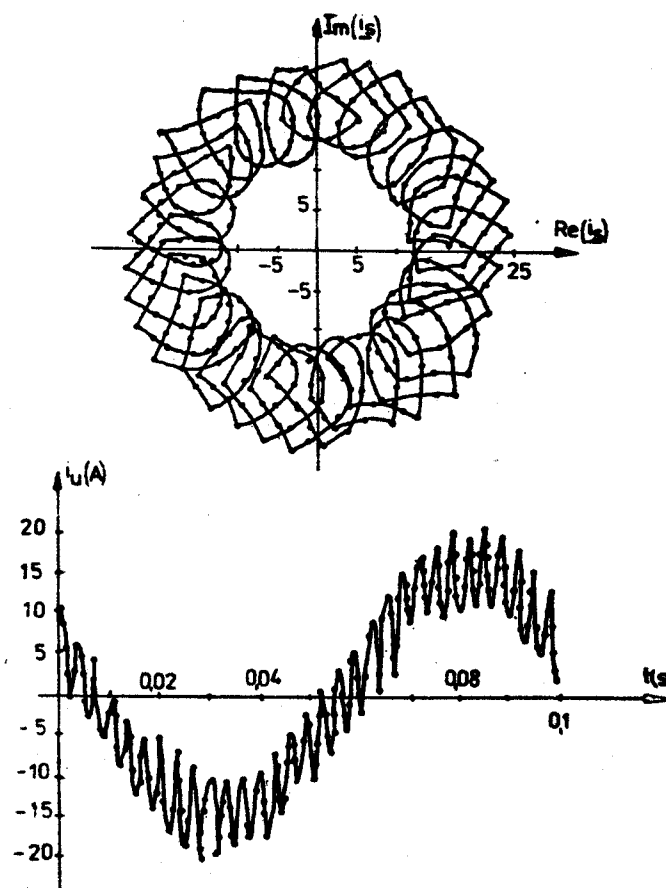
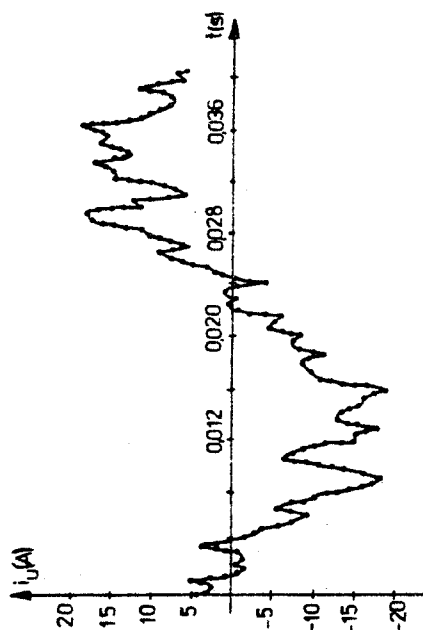
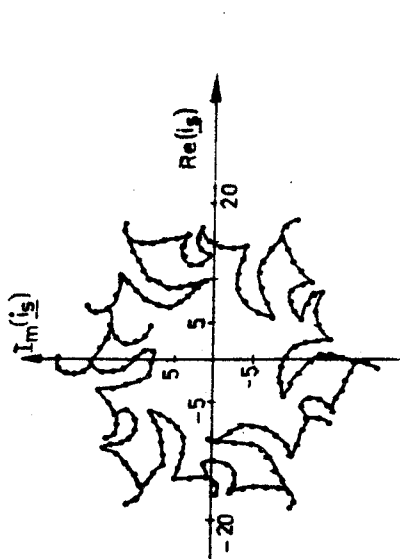


Rys. 21. Przebieg trajektorii fazowej wektora prądu stojana dla NCC, przy $f_o = 25$ Hz, $r = 0,732$, $\omega_r = \omega_m$



Rys. 22. Przebieg trajektorii fazowej wektora oraz przebieg chwilowy prądu stojana dla pręmiennika UFC przy danych: $f_0 = 50$ Hz, $r = 1$, $\omega_r = \omega_{rn}$

Rys. 23. Trajektoria fazowa wektora i przebieg chwilowy prądu stojana maszyny zasilanej z UFC przy $f_0 = 25$ Hz, $r = 0,517$, $\omega_r = \omega_{rn}$



Rys. 24. Trajektoria fazowa wektora i przebieg chwilowy prądu stojana maszyny zasilanej z UFC przy $f_0 = 10$ Hz, $r = 0,228$, $\omega_r = \omega_{rn}$

Różnice w przebiegu trajektorii fazowych w stosunku do przebiegu kołowego są miarą zniekształceń prądu wyjściowego przemiennika. Liczbowa wartość stopnia zniekształcenia określona jest poprzez współczynnik kształtu, zdefiniowany jako stosunek skutecznej wartości podstawowej harmonicznej do wartości skutecznej przebiegu. Obydwie te wielkości mogą być wyznaczone numerycznie w trakcie symulacji, ponieważ znane są wartości chwilowe prądu wyjściowego. Jeżeli dyskretyzacja czasu w trakcie obliczeń przebiega z krokiem Δt_k , to zasto-

owanie całkowania numerycznego metodą trapezów daje w efekcie:

- wartość skuteczną prądu wyjściowego (np. w fazie u)

$$I_u = \sqrt{\frac{\omega_o}{2\pi} \sum_k \Delta t_k \frac{i_u^2(t_k) + i_u^2(t_{k-1})}{2}}, \quad (65)$$

- wartość skuteczną podstawowej harmonicznej

$$I_{u1} = \sqrt{\frac{a_1^2 + b_1^2}{2}},$$

przy czym:

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{\omega_o}{\pi} \sum_k \Delta t_k \frac{i_u(t_k) \cos \omega_o t_k + i_u(t_{k-1}) \cos \omega_o t_{k-1}}{2} \\ b_1 &= \frac{\omega_o}{\pi} \sum_k \Delta t_k \frac{i_u(t_k) \sin \omega_o t_k + i_u(t_{k-1}) \sin \omega_o t_{k-1}}{2}. \end{aligned} \quad (66)$$

Dokładność tych obliczeń zależy od czasu próbkowania Δt_k . W praktyce błąd względny pomiędzy wartościami skutecznymi, obliczonymi z czasem próbkowania $\Delta t_k = 0,0004$ s (częstotliwość źródła zasilającego 50 Hz) oraz z czasem $\Delta t_k = 0,0001$ s wynosi mniej niż 1%. Porównanie wyników, gdy $\Delta t_k = 0,0002$ s i $\Delta t_k = 0,0001$ s, wykazuje błędy o wartości mniejszej niż 0,25%. Jakość przebiegów wyjściowych i jej zmiany w trakcie sterowania są podstawowym zagadnieniem rozpatrywanym najczęściej w odniesieniu do napięcia wyjściowego. Szczegółowa analiza charakterystyk spektralnych napięcia wyjściowego, gdy jest ono regulowane metodą modulacji czasów przewodzenia łączników, podana jest w literaturze [30]. Podstawowe wnioski wynikające z tej analizy sprowadzają się do następujących stwierdzeń:

- dla maksymalnej amplitudy napięcia sterującego $r=1$ napięciowy współczynnik kształtu jest stały (0,676), niezależnie od opóźnienia chwili zmiany kształtu fali napięciowej (z dodatniego typu na ujemny) względem napięcia sterującego;
- zmiany amplitudy napięcia sterującego $0 < r < 1$ nie powodują za-

sadniczo większych zmian w podstawowych charakterystykach spektralnych (częstotliwość i amplituda) przebiegu wyjściowego, który opisany jest zależnością (45); z zależności tej widać, że wyznaczenie amplitudy dowolnej harmonicznej wymaga wielokrotnego sumowania przebiegów o tej samej częstotliwości, lecz różnej amplitudzie i fazie, toteż określenie współczynnika kształtu i jego zmian w funkcji napięcia sterującego r i kąta opóźnienia φ jest uciążliwe; z zamieszczonych tabel wynika niewielki wzrost amplitud wszystkich niepożądanych harmonicznych wraz ze wzrostem kąta opóźnienia φ od zera do $\frac{\pi}{2}$, niezależnie od wartości składowej podstawowej r ;

- niezależny przemiennik częstotliwości UFC (wyłącznie dla $r = 1$) charakteryzuje się szczególnym pasmem częstotliwości wyjściowej (2), w którym pulsacje wszystkich harmonicznych przewyższają pulsację wyjściową ω_o niezależnie od jej wartości. Zmiana wartości r ($0 < r < 1$) wprowadza do pasma wyjściowego nowe częstotliwości, podobnie jak w NCC (45), co jest powodem ograniczenia zastosowań UFC w tym sposobie regulacji napięcia do przypadków, w których zakres jego regulacji jest niewielki.

Wyniki symulacji cyfrowej prądu obciążenia podane w tabelach 2 i 3 są potwierdzeniem zasadniczych tez powyższych wniosków. Współczynnik kształtu prądu obciążenia dla przemiennika NCC (tabl. 2) pozostaje praktycznie niezmienny, przy czym jego zmniejszanie zaznacza się wyraźnie, gdy częstotliwość wyjściowa zbliża się do zasilającej ($16\frac{2}{3}$ Hz). Ponieważ w zastosowaniach napędowych amplituda składowej podstawowej jest ściśle związana z jej częstotliwością, wspomniane pogorszenie się charakterystyk spektralnych UFC dla malejących wartości r nie odgrywa w tym przypadku większej roli, gdyż praca z pulsacjami wyjściowymi ω_o bliskimi pulsacji zasilającej ω odbywa się, gdy amplitudy r są bliskie jedności. Potwierdzeniem tego są wyniki obliczeniowe prezentowane w tabeli 3. Dostrzegalne natomiast zmiany współczynnika kształtu prądu zachodzą podczas zmian obciążenia (ω_p), co jest oczywiste, gdyż podczas pracy ze stałym (praktycznie sinusoidalnym kształcie) strumieniem, obniżenie napięcia sterującego przybliża układ do stanów przewodzenia nieciągnącego.

Kształt strumienia w maszynie niewiele odbiega od sinusoidy, a trajektoria po której wędruje wektor strumienia zbliżona jest do przebiegu kołowego. Na kolejnych rysunkach prezentowane są trajektorie

i przebiegi chwilowe strumienia skojarzonego stojana maszyny zasilanej z NCC oraz UFC, dla różnych częstotliwości. Należy mieć na uwadze fakt, że ze względu na różne napięcia zasilające, prezentowane przebiegi dla NCC oraz UFC odpowiadają różnym amplitudom względnego napięcia sterującego r , dla tej samej pulsacji ω_o .

Tabela 2

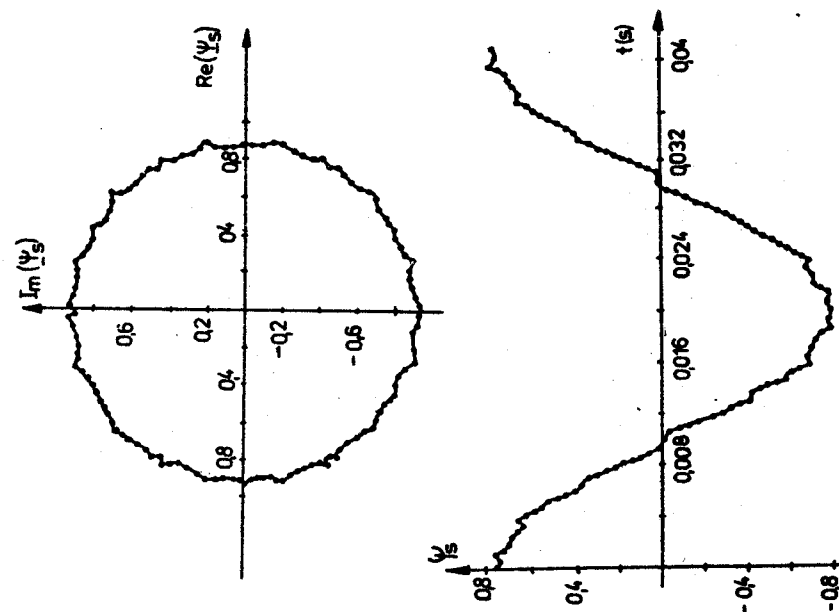
Wartości współczynnika kształtu (w_k) prądu wyjściowego NCC, obciążonego maszyną indukcyjną, pracującą gdy strumień jest stały i ma wartość znamionową

$\frac{\omega_o}{2\pi}$ (Hz)		5	6,25	10	12,5	$16\frac{2}{3}$
$\omega_r = \omega_m$	w_k	0,97	0,98	0,98	0,98	0,96
	r	0,1871	0,2209	0,3227	0,3905	0,5048
$\omega_r = 0,5 \omega_m$	w_k	0,92	0,93	0,93	0,93	0,88
	r	0,1619	0,1943	0,2972	0,3631	0,4767

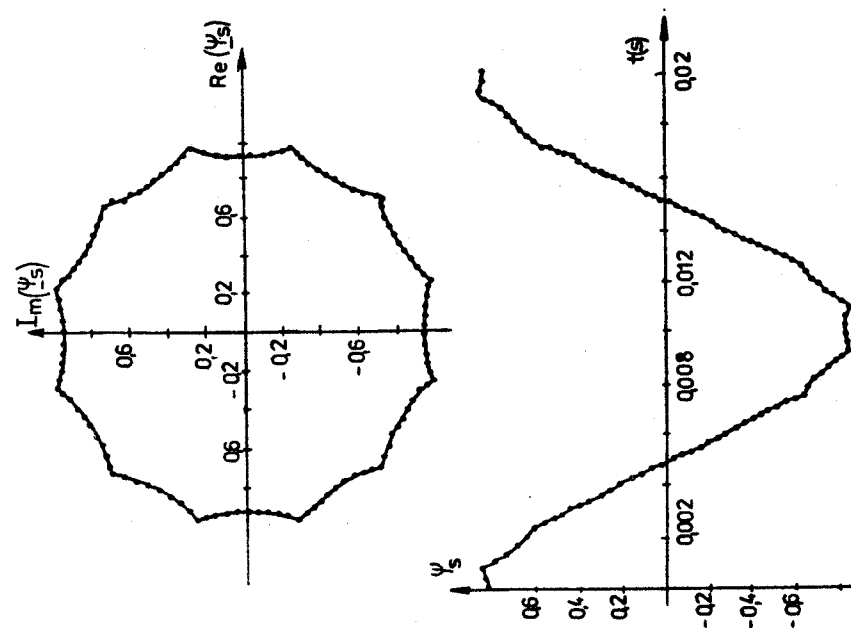
Tabela 3

Wartości współczynnika kształtu (w_k) prądu wyjściowego UFC zasilającego maszynę indukcyjną, pracującą gdy strumień jest stały i ma wartość znamionową

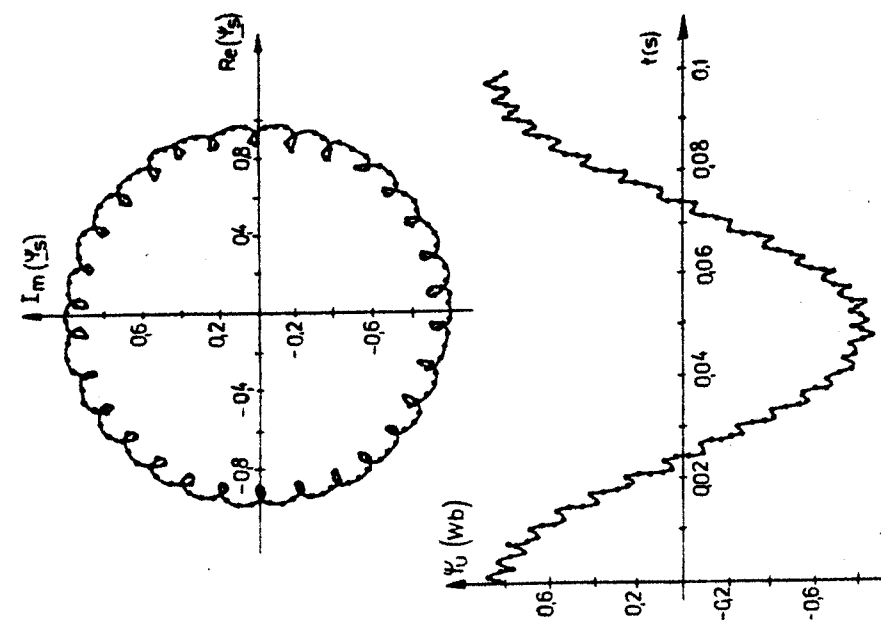
$\frac{\omega_o}{2\pi}$ (Hz)		5	6,25	10	12,5	$16\frac{2}{3}$	25	50
$\omega_r = \omega_m$	w_k	0,91	0,94	0,94	0,95	0,96	0,96	0,99
	r	0,1316	0,1556	0,2279	0,2761	0,3565	0,5174	1
$\omega_r = 0,5 \omega_m$	w_k	0,76	0,83	0,86	0,87	0,88	0,89	0,97
	r	0,1139	0,1380	0,2102	0,2584	0,3332	0,4997	0,9823



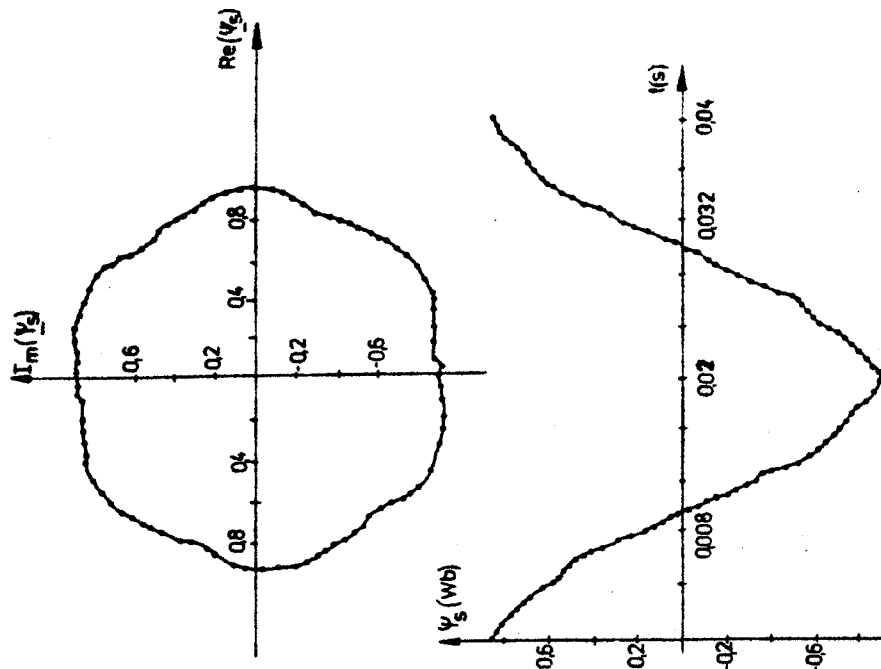
Rys. 26. Trajektoria fazowa wektora i przebieg chwilowy strumienia stojana maszyny zasilanej z UFC przy $f_o = 25$ Hz, $r = 0,517$, $\omega_r = \omega_m$



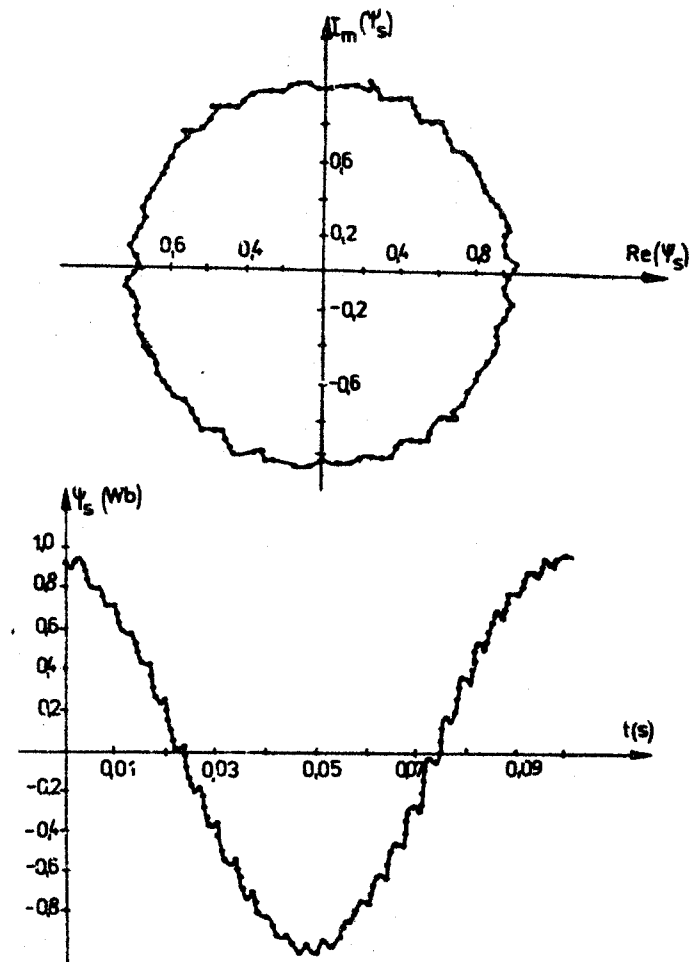
Rys. 25. Trajektoria fazowa wektora oraz przebieg chwilowy strumienia stojana w maszynie zasilanej z NCC przy $f_o = 50$ Hz, $r=1$, $\omega_r = \omega_m$



Rys. 27. Trajektoria fazowa wektora i przebieg chwilowy strumienia stojana maszyny zasilanej z UFC przy $f_o = 10$ Hz, $r = 0,228$, $\omega_r = \omega_m$



Rys. 28. Trajektoria fazowa wektora i przebieg chwilowy strumienia stojana maszyny zasilanej z NCC przy $f_o = 25$ Hz, $r = 0,73$, $\omega_r = \omega_m$



Rys. 29. Trajektoria fazowa wektora i przebieg chwilowy strumienia stojana maszyny zasilanej z NCC przy $f_o = 10$ Hz, $r = 0,323$, $\omega_r = \omega_m$

4.5. Podsumowanie

Istotną, z punktu widzenia sterowania, cechą przemienników częstotliwości jest ich liniowość rozumiana jako proporcjonalność między sygnałem sterującym a pożądaną składową napięcia wyjściowego. W przy-

padku bezpośrednich przemienników sterowanych metodą modulacji czasu przewodzenia łączników liniowość ta zostaje zachwiana, gdy wartość częstotliwości wyjściowej zbliża się do wejściowej. Fakt ten jest powodem zaniechania tej metody sterowania w przemiennikach UFC przez autorów Gyugi'ego i Pelly'ego [30]. Ponieważ jednak w zastosowaniu do napędów amplituda napięcia sterującego r rośnie wraz ze wzrostem częstotliwości wyjściowej, (gdy $r = 1$ omawiana proporcjonalność istnieje również dla UFC), odchylenia od liniowości są nieznaczne. Sposób regulacji poprzez zmianę parametrów napięcia sterującego, odwzorującego składową pożądaną na wyjściu, jest bardzo atrakcyjny, szczególnie w transwektorowych metodach regulacji maszyny indukcyjnej, gdyż możliwe jest w tym przypadku bezpośrednie operowanie wektorem sterowania.

Symulacja przebiegów w stanie pracy ustalonej wymaga wyznaczenia początkowych wartości zmiennych stanu określonych powtarzalnością przebiegów. Zagadnienie to można zrealizować rozwiązując odpowiednie równanie różnicowe [9], [13]. Należy jednak mieć na uwadze, że stan ustalony w sensie powtarzalności przebiegów zachodzi tylko dla określonych pulsacji wyjściowych.

5. WIELKOŚCI I PARAMETRY WEJŚCIOWE BEZPOŚREDNIEGO PRZEMIENNIKA CZĘSTOTLIWOŚCI

Podstawową wielkością wejściową bezpośredniego przemiennika częstotliwości jest prąd pobierany z sieci zasilającej (prąd wejściowy). Jeśli założymy, że napięcie w sieci jest sinusoidalne, o mocy chwilowej - a tym samym czynnej, biernej i pozornej, pobieranej przez układ - decyduje kształt - wartości chwilowe prądu wejściowego. Parametrami określającymi względne wartości poszczególnych rodzajów mocy pod względem ilościowym są współczynnik mocy i współczynnik przesunięcia.

5.1. Prąd pobierany z sieci przez przemiennik bezpośredni

Napięcie wyjściowe bezpośredniego przemiennika częstotliwości jest złożeniem wycinków napięć zasilających. Można więc je zapisać jako iloczyn ciągłych napięć zasilających i odpowiednich zerojedynkowych funkcji, określających stan przewodzenia lub otwarcia poszczególnych łączników przekształtnika [30]. Napięcia wyjściowe układu o konfiguracji mostkowej można zapisać następująco:

$$\begin{bmatrix} u_u \\ u_v \\ u_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & h_{14} & h_{15} & h_{16} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & h_{24} & h_{25} & h_{26} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} & h_{34} & h_{35} & h_{36} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{RS} \\ u_{RT} \\ u_{ST} \\ u_{SR} \\ u_{TR} \\ u_{TS} \end{bmatrix} \quad (67)$$

przy czym:

u_u, u_v, u_w - chwilowe wartości napięć wyjściowych

$u_{RS} - u_{TS}$ - chwilowe wartości międzyfazowych napięć zasilających,

$h_{11} - h_{36}$ - odpowiednie funkcje stanu łączników.

Postępując się tylko trzema podstawowymi napięciami określającymi sieć zasilającą, można zapisać równanie (67) w postaci równoważnej:

$$\begin{bmatrix} u_u \\ u_v \\ u_w \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} h_{11} & h_{13} & h_{15} \\ h_{21} & h_{23} & h_{25} \\ h_{31} & h_{33} & h_{35} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} h_{12} & h_{14} & h_{16} \\ h_{22} & h_{24} & h_{26} \\ h_{32} & h_{34} & h_{36} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} u_{RS} \\ u_{ST} \\ u_{TR} \end{bmatrix} = (H_1 - H_2) \begin{bmatrix} u_{RS} \\ u_{ST} \\ u_{TR} \end{bmatrix}. \quad (68)$$

Przechodząc z kolei do fazowych napięć zasilających możemy zapisać:

$$\begin{bmatrix} u_u \\ u_v \\ u_w \end{bmatrix} = (H_1 - H_2) \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_R \\ u_S \\ u_T \end{bmatrix}. \quad (69)$$

Ostatnie równanie określa bezpośredni związek pomiędzy wejściowymi a wyjściowymi napięciami przemiennika. Gdy określone napięcia sieciowe dołączone są do danego wyjścia, prąd w dołączonych fazach zasilających równy jest prądowi obciążenia. Dlatego też, aby otrzymać zależność pomiędzy prądami pobieranymi z sieci a prądami wyjściowymi, wystarczy transponować równanie (69):

$$\begin{bmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \end{bmatrix} = \left((H_1 - H_2) \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \right)^T \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix}, \quad (70)$$

gdzie,

i_R, i_S, i_T - wartości chwilowe prądów w sieci zasilającej,

i_u, i_v, i_w - wartości chwilowe prądów wyjściowych.

Przejdźcie od chwilowych wartości prądów trójfazowych do zmiennych wektorowych, za pomocą odpowiedniej transformacji, daje związek:

$$\begin{bmatrix} i_{0z} \\ i_z \\ i_z^* \end{bmatrix} = S \begin{bmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \end{bmatrix} = S \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} (H_1 - H_2)^T S^{-1} \begin{bmatrix} i_o \\ i_s \\ i_s^* \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} i_o \\ i_s \\ i_s^* \end{bmatrix}, \quad (71)$$

przy czym:

$$S = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \quad \text{zaś} \quad S^{-1} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix}.$$

Elementy macierzy K , ujmującej bezpośrednią zależność pomiędzy wektorami prądu na wejściu i wyjściu przemiennika, można wyrazić za pomocą współczynników: k_o, k_I, k_{II} , wprowadzonych w opisie wektorowego wymuszenia napięciowego (8,9). Zgodnie z rozdziałem 2.2 transformowane wielkości wymuszenia napięciowego można przedstawić w postaci:

$$\begin{bmatrix} u_o \\ u \\ u^* \end{bmatrix} = U_m \begin{bmatrix} k_o & k_o^* \\ k_I & k_{II} \\ k_{II}^* & k_I^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j(\omega t - \frac{\pi}{6})} \\ e^{-j(\omega t - \frac{\pi}{6})} \\ e^{j(\omega t - \frac{\pi}{6})} \end{bmatrix} = U_m \begin{bmatrix} D & k_o & k_o^* \\ D & k_I & k_{II} \\ D & k_{II}^* & k_I^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ e^{j(\omega t - \frac{\pi}{6})} \\ e^{-j(\omega t - \frac{\pi}{6})} \end{bmatrix}, \quad (72)$$

gdzie element D może przyjmować dowolne wartości skończone, gdyż został on wprowadzony wyłącznie w celu rozszerzenia macierzy.

Na podstawie równania (68) można napisać

$$\begin{bmatrix} u_o \\ u \\ u^* \end{bmatrix} = S(H_1 - H_2)S^{-1}S \begin{bmatrix} u_{RS} \\ u_{ST} \\ u_{TR} \end{bmatrix} = S(H_1 - H_2)S^{-1}U_m \begin{bmatrix} 0 \\ e^{j(\omega t - \frac{\pi}{3})} \\ e^{-j(\omega t - \frac{\pi}{3})} \end{bmatrix}. \quad (73)$$

Wynika stąd, że

$$S(H_1 - H_2)S^{-1} = \begin{bmatrix} D & k_o & k_o^* \\ D & k_I & k_{II} \\ D & k_{II}^* & k_I^* \end{bmatrix}. \quad (74)$$

Wykorzystanie zależności (74) umożliwia doprowadzenie równania (71) do postaci

$$\begin{bmatrix} i_{oz} \\ \underline{i_z} \\ \underline{i_z^*} \end{bmatrix} = S \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} S \begin{bmatrix} D & D & D \\ k_o & k_I & k_{II}^* \\ k_o^* & k_{II} & k_I^* \end{bmatrix} S^{-1} S^{-1} \begin{bmatrix} i_o \\ \underline{i_s} \\ \underline{i_s^*} \end{bmatrix}. \quad (75)$$

Ostatecznie po wymnożeniu

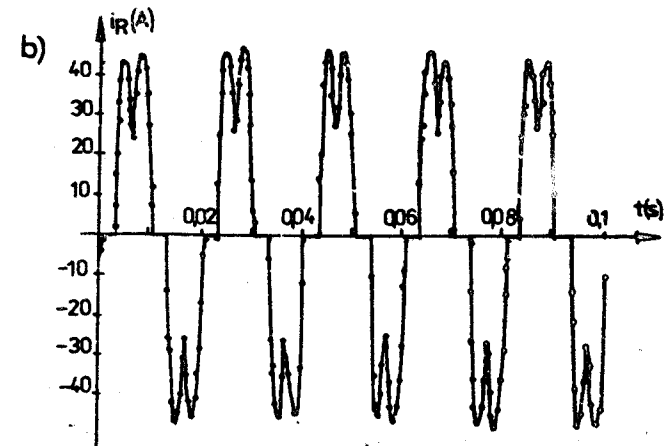
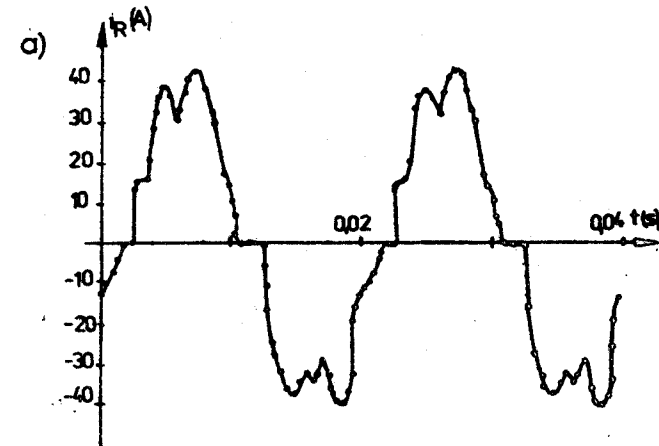
$$\begin{bmatrix} i_{oz} \\ \underline{i_z} \\ \underline{i_z^*} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} i_o \\ \underline{i_s} \\ \underline{i_s^*} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ k_o^* e^{-j\frac{\pi}{6}} & k_I^* e^{-j\frac{\pi}{6}} & k_{II}^* e^{-j\frac{\pi}{6}} \\ k_o e^{j\frac{\pi}{6}} & k_{II} e^{j\frac{\pi}{6}} & k_I e^{j\frac{\pi}{6}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_o \\ \underline{i_s} \\ \underline{i_s^*} \end{bmatrix}. \quad (76)$$

Prąd wejściowy reprezentowany jest tylko przez wektor podstawowy $\underline{i_z}$, gdyż w prądzie tym nie występuje składowa zerowa. Wartości chwilowe prądów w poszczególnych fazach są równe

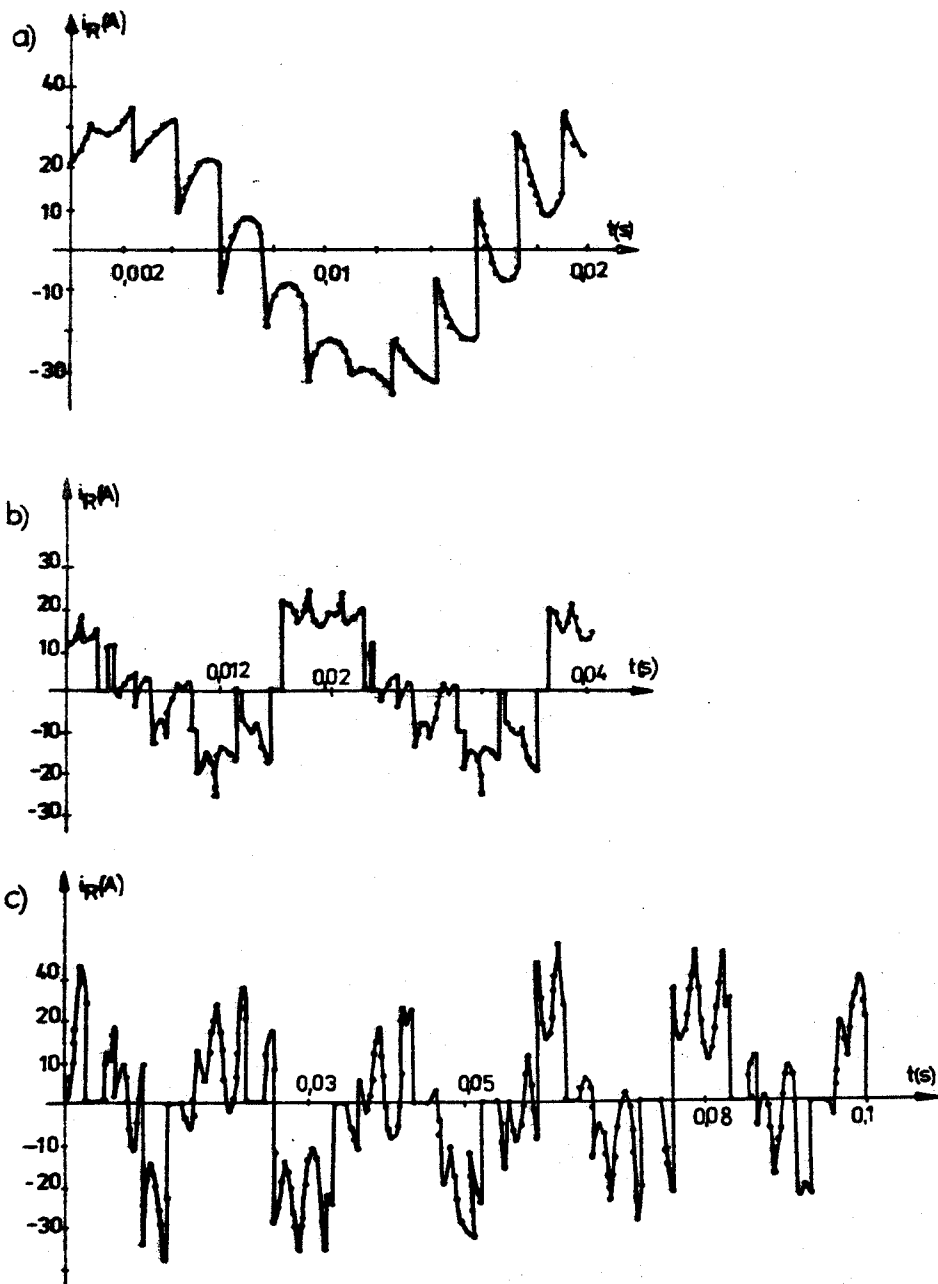
$$\begin{bmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \underline{i_z} \\ \underline{i_z^*} \end{bmatrix}. \quad (77)$$

Ponieważ w programie symulacji cyfrowej jednoznacznie są określone zarówno wielkości wyjściowe i_o , $\underline{i_s}$ jak i współczynniki wymuszenia k_o , k_I , k_{II} , przeto wyznaczenie wielkości wejściowych jest elementarnie proste. Na kolejnych rysunkach przedstawiono przykładowe przebiegi prądów pobieranych z sieci przez przemiennik, w przypadku znamionowej pulsacji w wirniku zasilanej maszyny. Kształt prądu pobieranego przez NCC nie ulega wielkim zmianom na skutek zmian pulsacji wyjściowej (rys. 30a,b), wiążących się ze zmianą amplitudy napięcia sterującego r . Zmiany amplitudy napięcia sterującego (a tym samym częstotliwości f_o) powodują zasadnicze zmiany kształtu prądu pobieranego przez UFC. Charakterystyczny dla tego przemiennika jest

przypadek, gdy $r=1$ zaś $\omega_o = \omega$, w którym to, jeśli obciążenie jest rezystancyjne, prąd pobierany z sieci jest sinusoidalny, zaś jeśli prąd obciążenia jest sinusoidalny (dobrze wyfiltrowany) kształt prądu wejściowego jest identyczny jak kształt napięcia na wyjściu. Przebiegi prądu wejściowego, w tym przypadku gdy $\omega_o = \omega$, dla przemiennika UFC zasilającego maszynę indukcyjną, gdy pulsacja wirnika jest znamionowa, prezentowane są na rysunku 31a, natomiast, gdy częstotliwości wyjściowe są odpowiednio zmniejszone, na rysunku 31b i 31c.



Rys. 30. Prąd pobierany z sieci poprzez NCC przy parametrach:
a) $f_o = 25$ Hz, $r = 0,73$, $\omega_r = \omega_{rn}$; b) $f_o = 10$ Hz, $r = 0,323$,
 $\omega_r = \omega_{rn}$



Rys. 31. Prąd pobierany z sieci przez UFC przy następujących parametrach: a) $f_o = 50$ Hz, $r = 1$, $\omega_r = \omega_{rn}$; b) $f_o = 25$ Hz, $r = 0,517$, $\omega_r = \omega_{rn}$; c) $f_o = 10$ Hz, $r = 0,228$, $\omega_r = \omega_{rn}$

Wielkością charakteryzującą przekształtnik pod względem energetycznym, a istotną z punktu widzenia eksploatacji, jest wartość skuteczna prądu pobieranego z sieci zasilającej. O okresowości przebiegu prądu wejściowego bezpośredniego przemiennika można mówić w powiązaniu z okresem o pulsacji wyjściowej $\frac{2\pi}{\omega_o}$, stąd też za ten czas należy określać jego wartość skuteczną. Teoretycznie przebieg prądu wejściowego powtarza się dokładnie po okresie $\frac{2\pi}{\omega_o}$ tylko dla takich wartości pulsacji wyjściowych ω_o , które są podzielnikami pulsacji zasilającej ω . Wartości skuteczne prądów zasilających w poszczególnych fazach mogą być różne z powodu braku symetrii trójfazowej w okresie. Identyczny przebieg prądów w fazach zasilających można uzyskać teoretycznie tylko wtedy, gdy pulsacje wyjściowe ω_o spełniają warunek

$$\frac{\omega}{\omega_o} = 3lc + 1.$$

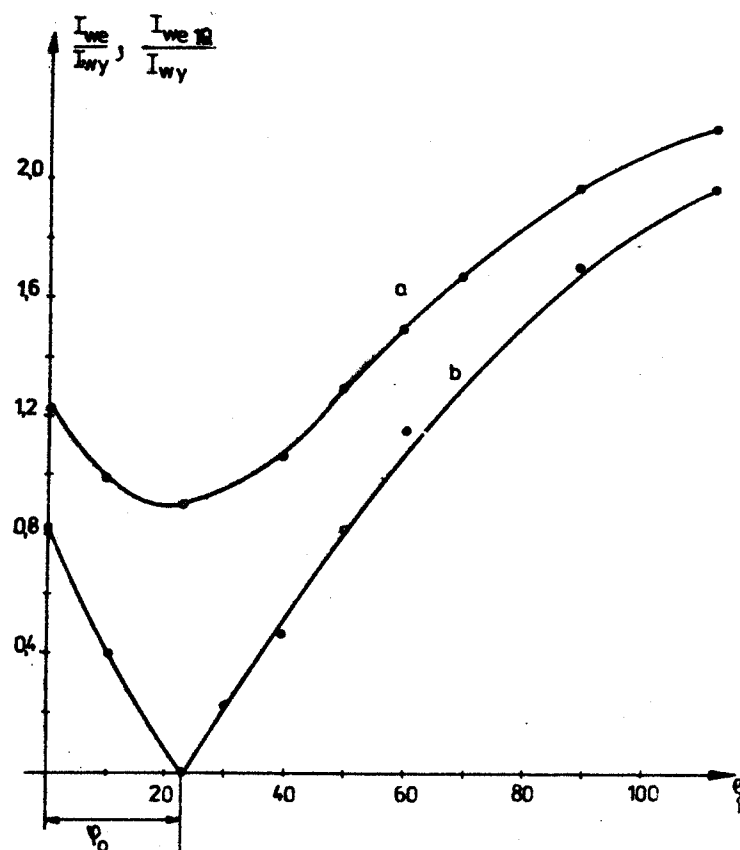
W tabeli 4 podane są wartości liczbowe stosunku skutecznej wartości prądu wejściowego I_{we} do wartości skutecznej prądu wyjściowego I_{wy} , dla przemienników typu NCC oraz UFC, których obciążeniem jest modelowa maszyna indukcyjna pracująca ze znamionową pulsacją ω_r w wirniku.

Tabela 4

Stosunek wartości skutecznej prądu wejściowego do wartości skutecznej prądu wyjściowego dla wybranych częstotliwości wyjściowych, spełniających warunek symetrii trójfazowej przebiegów wejściowych. Przekształtnik obciążony maszyną modelową o stałym strumieniu i znamionowej pulsacji ω_{rn} w wirniku.

f_o	Hz	5	6,25	10	12,5	25	50
NCC	r	0,1871	0,2209	0,3227	0,3886	0,732	
	$\frac{I_{we}}{I_{wy}}$	2,277	2,277	2,240	2,204	2,005	
UFC	r	0,1316	0,1556	0,2279	0,2761	0,551	1
	$\frac{I_{we}}{I_{wy}}$	1,145	1,136	1,128	1,186	1,275	1,724

Wartości podane w tabeli 4 świadczą o tym, że przekształtnik NCC (cyklokonwertor) charakteryzuje się znacznie większym poborem prądu niż UFC, a także niewielkim wzrostem stosunku wartości skutecznych prądów podczas zmniejszania się amplitudy napięcia sterującego r (pulsacji ω_0). W bezpośrednim przemienniku UFC zmiany stosunku wartości skutecznych prądu wejściowego do wyjściowego spowodowane zmniejszaniem się r (pulsacji ω_0) są następujące: znaczne zmniejszenie, gdy wielkość r maleje (pulsacja ω_0) w górnym zakresie, podobne zmiany jak w NCC – w dolnym zakresie wartości r .



Rys. 32. Zmiany wartości skutecznej prądu wejściowego oraz wartości skutecznej składowej biernej podstawowej harmonicznej prądu wejściowego, odniesione do wartości skutecznej prądu wyjściowego dla przemiennika CDFFC w funkcji kąta φ

przy $f_0 = \frac{50}{3}$ Hz, $\omega_r = \omega_{rn}$

Zmiany omawianego stosunku wartości skutecznych prądów w przemienniku typu CDFFC – przy zmianach kąta φ od wartości $\varphi = 0$ (typowej dla UFC) do wartości $\varphi = \frac{\pi}{2} + \varphi_0$ (właściwej dla NCC), zgodnie z równaniem (27) obowiązującym dla CDFFC $B = \text{sign} \frac{d}{dt} [u_{\text{ster}}(\omega_0 t - \varphi)]$ – przedstawione są na rysunku 32 (krzywa a). Prezentowane wyniki obliczeń odpowiadają stałej pulsacji wyjściowej $\omega_0 = \frac{50}{3}$ Hz ($r = 0,3565$), dla której nie zachodzi symetria trójfazowa w przebiegach prądów zasilających, toteż do obliczeń stosunku wykorzystano średnią arytmetyczną wartości skutecznych prądów wejściowych w poszczególnych fazach. Minimalna wartość stosunku wypada wtedy, gdy $\varphi = \varphi_0$, a podstawowa harmoniczna prądu wejściowego (o pulsacji ω) jest, średnio, w fazie z napięciem sieci. Aby zinterpretować zaprezentowane zmiany względnych wartości skutecznych prądu wejściowego, należy przeanalizować składniki występujące w jego analizie harmonicznej. W podstawowej harmonicznej (składowej podstawowej) prądu wejściowego, która ma częstotliwość sieci zasilającej, można wyróżnić dwie składowe: składową czynną oraz składową bierną (kwadratową), związaną z mocą przesunięcia [30]. Pozostałe harmoniczne powodują pojawienie się w układzie tzw. mocy deformacji. Celem jest oszacowanie wymienionych rodzajów mocy i składowych prądów bezpośrednio z nimi związanych.

5.2. Moc czynna

Moc czynna definiowana jest jako wartość średnia mocy chwilowej układu w okresie o pulsacji wyjściowej ω_0 . Moc chwilowa na wejściu jest iloczynem chwilowych wartości prądów pobieranych z sieci i sinusoidalnych napięć zasilających:

$$p = \begin{bmatrix} u_R & u_S & u_T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \end{bmatrix} \quad (78)$$

W konsekwentnie stosowanym układzie współrzędnych (rys. 4) napięcie zasilające opisane jest zależnościami

$$u_R = \frac{U_m}{\sqrt{3}} \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}), \quad u_S = \frac{U_m}{\sqrt{3}} \sin(\omega t + \frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3}),$$

$$u_T = \frac{U_m}{\sqrt{3}} \sin(\omega t + \frac{\pi}{6} - \frac{4\pi}{3}).$$

Po przejściu do zapisu wektorowego

$$p = \frac{\sqrt{3}}{2} U_m \operatorname{Re} \left[\underline{i}_2 e^{-j(\omega t - \frac{\pi}{3})} \right]. \quad (79)$$

Moc czynną można otrzymać przez całkowanie numeryczne przebiegu wyrażonego równaniem (79) w okresie $\frac{\omega_0}{2\pi}$, uwzględniając nieciągłość przebiegu w chwilach przełączania łączników.

Na podstawie mocy czynnej można wyznaczyć wartość skuteczną składowej czynnej podstawowej harmonicznej prądu wejściowego, obliczaną w okresie wyjściowym $\frac{\omega_0}{2\pi}$

$$I_{we1R} = I_{we1} \cos \varphi_w = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{P}{U_m}, \quad (80)$$

gdzie:

I_{we1} - wartość skuteczna podstawowej harmonicznej prądu wejściowego obliczona w okresie wyjściowym $\frac{\omega_0}{2\pi}$,

φ_w - uśredniony w okresie wyjściowym kąt przesunięcia pomiędzy podstawową harmoniczną prądu a podstawową harmoniczną napięcia zasilającego.

Dla częstotliwości wyjściowych f_0 , dla których symetria w przebiegach prądów wejściowych nie występuje, prezentowane wielkości I_{we1R} , I_{we1} , φ_w są wielkościami uśrednionymi dla wszystkich trzech faz. Jeżeli przebieg prądu wyjściowego jest doskonale wyfiltrowany i może być reprezentowany przez podstawową harmoniczną, to moc czynną na wyjściu przemiennika można określić jako

$$P = 3 \frac{3}{\pi} U_m r I_{wy} \cos \varphi_0. \quad (81)$$

Zakładając że przekształtnik jest urządzeniem o sprawności 100%, z porównania (80) i (81) można określić stosunek wartości skutecz-

nej składowej czynnej podstawowej harmonicznej prądu wejściowego do wartości skutecznej prądu wyjściowego

$$\frac{I_{we1R}}{I_{wy}} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} r \cos \varphi_0. \quad (82)$$

Powyższe równanie tłumaczy wzrost stosunku $\frac{I_{we}}{I_{wy}}$, gdy wartości r dla przemiennika typu UFC są większe (tab. 4).

5.3. Wejściowa moc przesunięcia i moc deformacji

Moc przesunięcia w układach nieliniowych jest wprowadzana na wzór mocy biernej dla układu liniowego i wiąże się z przesunięciem podstawowej harmonicznej prądu względem napięcia [20], [28], [31,32]. Takie przesunięcie w bezpośrednim przemienniku częstotliwości istnieje nawet wtedy, gdy jest on obciążony odbiornikiem idealnie rezystancyjnym. Korzystając z transformaty Hilberta F_{Hi} [72] można określić moc dla układu o trójfazowym zasilaniu. Wyraża się ona wzorem

$$Q_p = - \frac{2\pi}{\omega_0} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega_0}} [i_R, i_S, i_T] F_{Hi} \begin{bmatrix} u_R \\ u_S \\ u_T \end{bmatrix} dt. \quad (83)$$

Ponieważ zakładane napięcie sieciowe jest sinusoidalne, a transformata Hilberta funkcji sinusoidalnej $\omega F_{Hi}[\sin \omega t] = \frac{d}{dt} \sin \omega t$, zgodnie z powyższą zależnością

$$Q_p = - \frac{1}{\omega T_0} \int_0^{T_0} [i_R, i_S, i_T] \begin{bmatrix} \frac{du_R}{dt} \\ \frac{du_S}{dt} \\ \frac{du_T}{dt} \end{bmatrix} dt. \quad (84)$$

Po przejściu od wartości chwilowych do wektorów przestrzennych

$$Q_p = \frac{1}{T_o} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \int_0^{T_o} U_m \operatorname{Re}(\underline{i}_z e^{-j(\omega t + \frac{\pi}{6})}) dt. \quad (85)$$

Bierną moc przesunięcia określa więc wektor prądu przesunięty o kąt $\frac{\pi}{2}$ względem wektora prądu określającego moc czynną. Z bierną mocą przesunięcia można powiązać uśrednioną (dla trzech faz wejściowych) wartość skuteczną (w okresie wyjściowym) składowej biernej (kwadratowej) podstawowej harmonicznej prądu wyjściowego

$$I_{we1Q} = I_{we1} \sin \varphi_w = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{Q_p}{U_m}. \quad (86)$$

Składowa prądu wyjściowego I_{we1Q} rośnie, generalnie rzecz biorąc [30], wraz ze wzrostem wyjściowego kąta przesunięcia φ_o oraz ze zmniejszaniem się amplitudy napięcia sterującego r . Przy stałym obciążeniu i stałym r wartość I_{we1Q} można zmieniać w przemienniku nazywanym CDFFC, w zakresie od wartości zerowej (przy $\varphi = \varphi_o$) do wartości maksymalnej typowej dla klasycznego cyklokonwertera NCC ($\varphi = \varphi_o + \frac{\pi}{2}$).

Na rysunku 32 krzywa b przedstawia omawiane zmiany składowej I_{we1Q} odniesionej do wartości skutecznej prądu wyjściowego, w funkcji kąta φ , dla przmiennika CDFFC obciążonego maszyną modelową, dla stałej, znamionowej pulsacji ω_r w wirniku i stałej częstotliwości synchronicznej $f_o = 16 \frac{2}{3}$ Hz, ($r = 0,3565$). Największa składowa bier na I_{we1Q} występuje dla przmiennika typu NCC. Jej względne wartości odniesione do wartości skutecznej prądu wyjściowego, dla wybranych pulsacji wyjściowych, gdy zasilana maszyna pracuje ze znamionową pulsacją prądu w wirniku, podane są w tabeli 5. W tej samej tabeli prezentowane są względne wartości I_{we1Q}/I_{wy} , typowe dla przmiennika UFC.

W celu określenia względnej wartości biernej mocy przesunięcia wprowadza się pojęcie wejściowego współczynnika przesunięcia jako cosinus kąta pomiędzy podstawową harmoniczną prądu a napięciem wejściowym [28,29,30]. Uśrednioną, w okresie wyjściowym, wartość tego współczynnika można wyznaczyć za pomocą zdefiniowanej wcześniej mocy czynnej i przesunięcia

$$\cos \psi = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q_p^2}}. \quad (87)$$

Tabela 5

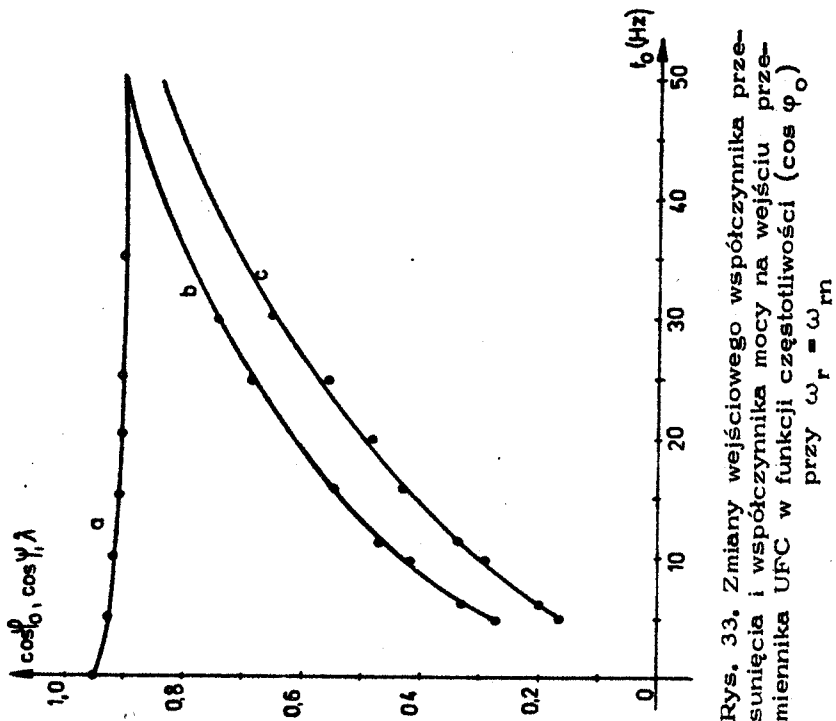
Stosunek wartości skutecznej składowej biernej (kwadratowej) podstawowej harmonicznej prądu wejściowego do wartości skutecznej prądu wyjściowego dla przmiennika obciążonego maszyną modelową, gdy stały jest strumień i znamionowa pulsacja w wirniku

f_o	H_z	5	6,25	10	12,5	25	50
NCC	r	0,1871	0,2209	0,3227	0,3886	0,732	
	$\frac{I_{we1Q}}{I_{wy}}$	2,146	2,145	2,095	1,951	1,536	
UFC	r	0,1316	0,1556	0,2279	0,2761	0,551	1
	$\frac{I_{we1Q}}{I_{wy}}$	0,722	0,663	0,718	0,736	0,739	0,691

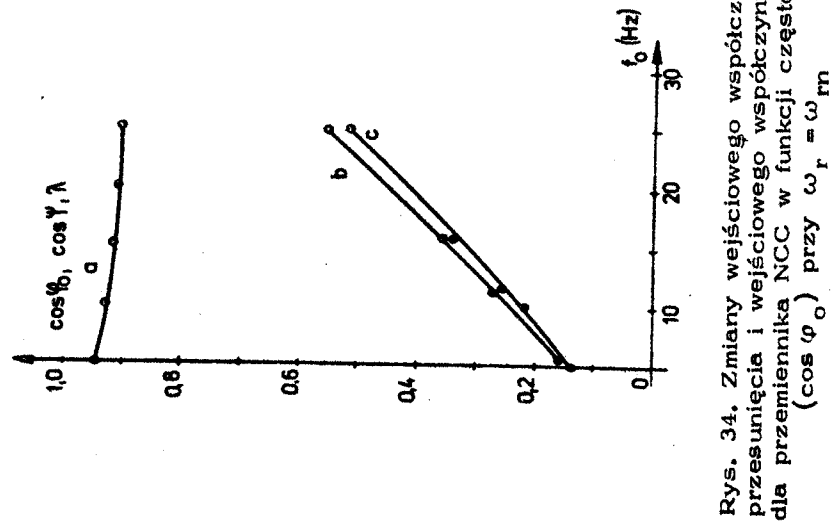
Na rysunku 33 krzywa b obrazuje zmiany wejściowego współczynnika przesunięcia w funkcji f_o dla układu napędowego z UFC i maszyną indukcyjną pracującą ze znamionową pulsacją w wirniku, zaś na rysunku 34 krzywa b określa podobne zmiany dla przmiennika NCC. Krzywe a na wymienionych rysunkach (33 i 34) przedstawiają zmiany wyjściowego współczynnika przesunięcia (obciążenia) $\cos \varphi_o$, natomiast krzywe c zmiany wejściowego współczynnika mocy λ . Wejściowy współczynnik mocy λ wyrażany jest stosunkiem mocy czynnej do mocy pozornej na wejściu. Ze względu na możliwe różnice w wartościach skutecznych prądów w poszczególnych fazach zasilających moc pozorna obliczana jest jako suma mocy pozornych poszczególnych faz, oczywiście w okresie prądu wyjściowego $\frac{2\pi}{\omega_o}$. Zmniejszenie wejściowego współczynnika mocy w stosunku do wejściowego współczynnika przesunięcia wynika z mocy deformacji wnoszonej przez wyższe harmoniczne prądu wejściowego. Istnieje formalny związek pomiędzy obydwo ma współczynnikami

$$\lambda = \mu \cos \psi = \frac{I_{we1}}{I_{we}} \cos \psi, \quad (88)$$

gdzie: μ - współczynnik zniekształcenia prądu wejściowego w sensie wartości średniej w okresie.

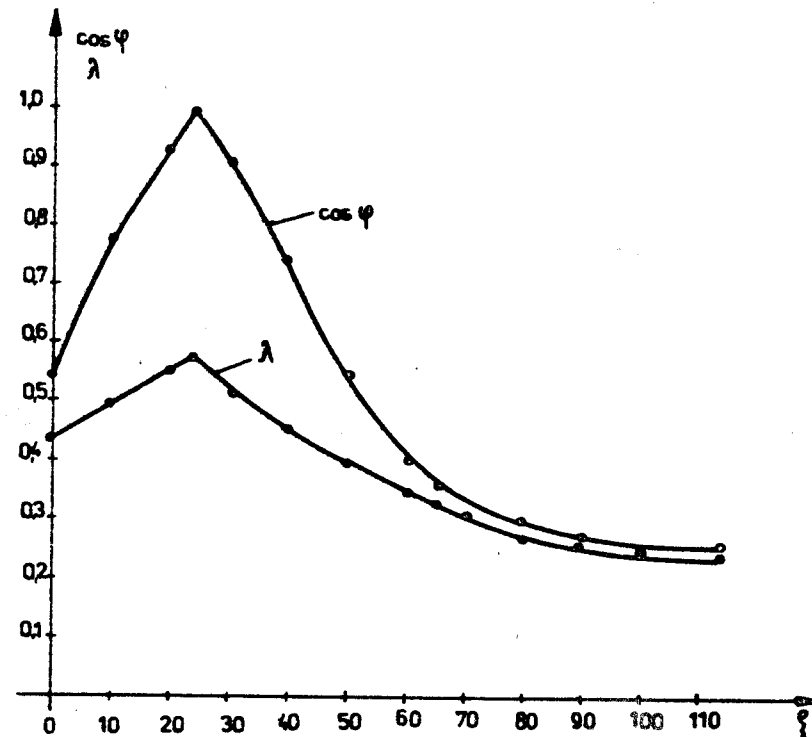


Rys. 33. Zmiany wejściowego współczynnika przesunięcia i współczynnika mocy na wejściu przemiennika UFC w funkcji częstotliwości ($\cos \varphi_0$) przy $\omega_r = \omega_{rn}$



Rys. 34. Zmiany wejściowego współczynnika przesunięcia i wejściowego współczynnika mocy dla przemiennika NCC w funkcji częstotliwości f_0 ($\cos \varphi_0$) przy $\omega_r = \omega_{rn}$

Obliczone na podstawie (88) wartości współczynnika zniekształcenia prądów wejściowych w rozpatrywanym zakresie zmian częstotliwości (5 - 50 Hz), przy znamionowej wartości ω_r , dla przemiennika UFC, zmieniają się w zakresie 0,62 - 0,94, a dla przemiennika NCC pozostają w przybliżeniu stałe, na poziomie $\approx 0,96$. Zmiany wejściowego współczynnika przesunięcia i wejściowego współczynnika mocy dla przemiennika typu CDFFC, dla wybranej częstotliwości $16\frac{2}{3}$ Hz w funkcji kąta φ , przedstawione są na rysunku 35.



Rys. 35. Zmiany wejściowego współczynnika przesunięcia i wejściowego współczynnika mocy przemiennika CDFFC w funkcji kąta φ dla częstotliwości $f_0 = \frac{50}{3}$ Hz, $\omega_r = \omega_{rn}$

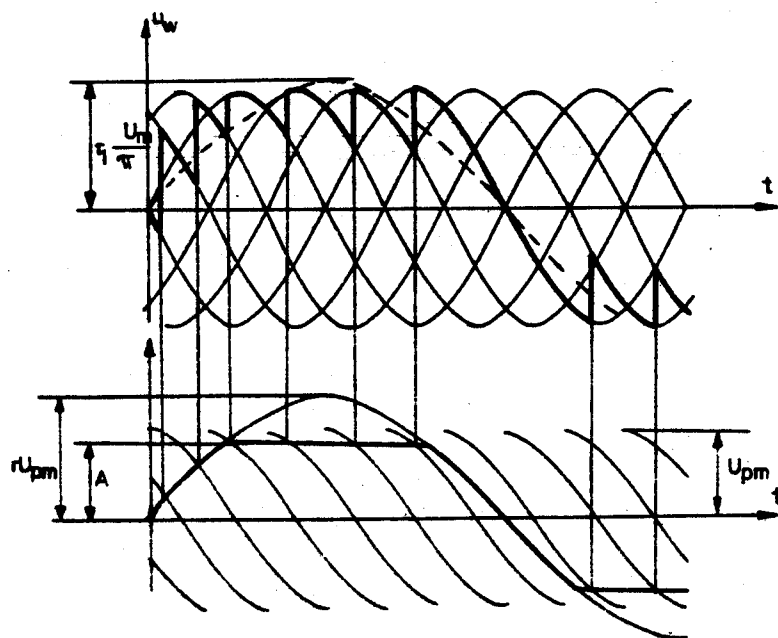
Oczywisty wniosek wynikający z przeprowadzonych obliczeń zawiera stwierdzenie o znacznym zmniejszaniu się współczynnika mocy wraz z obniżaniem pożądanego napięcia wyjściowego reprezentowanego przez wielkość r (częstotliwości). Korzystna więc staje się praca dla $r > 1$ (tak zwane sterowanie trapezoidalne) dla przemiennika NCC [5].

Poglądowo sposób takiego sterowania przedstawiony jest na rysunku 36. W czasie gdy wartość napięcia sterującego przekracza poziom ograniczenia A, kąty wysterowania pozostają stałe, o minimalnej swojej wartości. W tej sytuacji zostaje oczywiście zachwiana proporcjonalność pomiędzy amplitudą napięcia sterującego r a amplitudą podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego. Można przyjąć, że stały strumień w maszynie zostanie utrzymany w przypadku, gdy amplituda sinusoidalnego napięcia sterującego r zostanie tak skorygowana, by amplituda podstawowej harmonicznej uciętego napięcia sterującego spełniała warunek (55). Względna amplitudę tej podstawowej harmonicznej r_1 , odniesioną do maksymalnej wartości napięcia taktującego, w zależności od amplitudy r i poziomu odcięcia A sinusoidalnej funkcji sterującej, określa równanie

$$r_1 = \frac{2}{\pi} \left[r \arcsin \frac{a}{r} + a \sqrt{1 - \left(\frac{a}{r}\right)^2} \right], \quad (89)$$

gdzie

a - względna, w stosunku do maksymalnej wartości napięcia taktującego, wartość poziomu odcięcia A.



Rys. 36. Zasada sterowania z ograniczeniem sinusoidalnej funkcji sterującej (sterowanie trapezoidalne)

Dla $a = r = 1$ zachodzi $r_1 = r$, jest to sterowanie sinusoidalne, zaś dla $r > a$ występuje sterowanie trapezoidalne. Możliwy zakres regulacji napięcia (r_1) za pomocą zmiany r jest marginalny. Zmiany r od wartości a do $2a$ powodują niewielkie zmiany r_1 , zaś dalsze zmiany r praktycznie nie wpływają na zmianę r_1 . Dlatego takie sterowanie może być wykorzystane w przypadku, gdy wymagana jest praca układu napędowego ze stałą prędkością. Rozruch odbywa się wówczas, gdy sterowanie jest sinusoidalne; do pracy ustalonej układ wchodzi w zakresie sterowania trapezoidalnego. Przykładowe wyniki obliczeń dla $a = 1$, gdy stałe napięcie zasilające dobrane jest tak, że dla zachowania stałego strumienia $r > 1$, przedstawione są w tabeli 6.

Tabela 6

Parametry wejściowe NCC obciążonego maszyną indukcyjną (znamionowy strumień i znamionowa pulsacja w wirniku) przy sterowaniu sinusoidalnym z maksymalną amplitudą ($r=1$) oraz po przejściu w zakres sterowania trapezoidalnego ($r=1,2; 1,4$)

r	1	1,2	1,4
f_o (Hz)	15	16,76	17,60
$\cos \psi$	0,796	0,923	0,936
λ	0,771	0,888	0,894

Wzrost współczynnika mocy dla $r = 1$, w porównaniu ze współczynnikiem z wykresu C na rysunku 34, spowodowany jest w tym przypadku obniżeniem napięcia zasilającego do wartości $U_m = 61$ V (w porównaniu z wartością $U_m = 188$ V na rysunku 34). Z porównania wynika jak istotne jest dopasowanie napięcia zasilającego do maksymalnego zakresu regulacji ($\omega_{omx}, \omega_{rmx}$). Dalszy wzrost współczynnika mocy następuje po przejściu w zakres sterowania trapezoidalnego ($r = 1,2$ oraz $r = 1,4$).

5.4. Podsumowanie

Miarą obciążenia sieci zasilającej jest wartość skuteczna prądu pobieranego przez przekształtnik. O wartości skutecznej decyduje zarówno podstawowa harmoniczna prądu (o częstotliwości zasilającej) związana z mocą czynną i mocą przesunięcia, jak i wyższe harmoniczne, od których zależy moc deformacji [80]. Spotykane w literaturze sposoby wyznaczania poszczególnych mocy można sprowadzić do następujących przypadków:

- droga analizy harmonicznej prądów wejściowych:
 - zastosowana do prostowników sterowanych, obciążonych obwodem R, L [31],
 - zastosowana do sterowanego prostownika mostkowego obciążonego obwodem R, L [20],
 - zastosowana do bezpośrednich przemienników częstotliwości z założeniem sinusoidalnego prądu na wyjściu [30];
- droga wyznaczania chwilowych wartości prądów wejściowych:
 - zastosowana do prostownika sterowanego obciążonego obwodem R, L [2],
 - zastosowana do cyklokonwertora z obciążeniem R, L [84].

Przedstawiony w niniejszej rozprawie (prezentowany również w [12]) sposób opisu umożliwia wyznaczenie przebiegu chwilowego prądu i poszczególnych mocy wejściowych na podstawie znajomości chwilowego przebiegu prądu wyjściowego oraz zespolonych współczynników wektora wymuszenia. Wyniki obliczeń numerycznych wskazują na znacznie mniejszy pobór prądu z sieci zasilającej poprzez przemiennik UFC w porównaniu z cyklokonwerterem, a także potwierdzają teoretyczne rozważania dotyczące jego regulacji [28,29] w przemienniku CDFFC. Z energetycznego punktu widzenia istotne jest obniżanie napięcia zasilającego przemiennik do minimum wyznaczanego zakresem regulacji. Korzystne jest także sterowanie trapezoidalne (gdy $r > 1$) w przypadku pracy ustalonej [34].

6. OBLICZENIA PROCESÓW PRZEJŚCIOWYCH W MASZYNIE INDUKCYJNEJ ZASILANEJ Z PRZEMIENNIKA

Obliczane w poprzednich rozdziałach parametry wejściowe i wyjściowe przemiennika oraz wielkości elektromagnetyczne maszyny indukcyjnej dotyczyły pracy ustalonej w stanie dopasowania napięciowego, zapewniającego stałość strumienia magnetycznego. Optymalne, w sensie minimalnoczasowym, sterowanie w stanach przejściowych, określone dopuszczalnie maksymalnym momentem chwilowym wytwarzanym w maszynie, uwarunkowane jest utrzymaniem stałego modułu i fazy wektora strumienia w układzie odniesienia wirującym z prędkością synchroniczną.

Spełnienie takiego warunku zapewniają transwektorowe metody sterowania, wśród których można wyróżnić metody bezpośrednie, określające położenie i moduł wektora strumienia za pomocą jego pomiarów i obliczeń, oraz metody pośrednie, które poprzez odpowiednią orientację wektora wymuszenia gwarantują stałą fazę strumienia w układzie wirującym (metoda orientacji wektora prądu) [23], [74], [77]. Przyjmując w stosunku do bezpośrednich przemienników częstotliwości w zakresie przewodzenia ciągłego, że podstawowa pożądana składowa w napięciu wyjściowym jest proporcjonalna do napięcia sterującego, można utworzyć sposób sterowania transwektorowego poprzez orientację wektora sterowania. Sterowanie zapewniające pracę układu w stanach dynamicznych, gdy moment jest stały, wynika bezpośrednio z warunku optymalizacji statycznej.

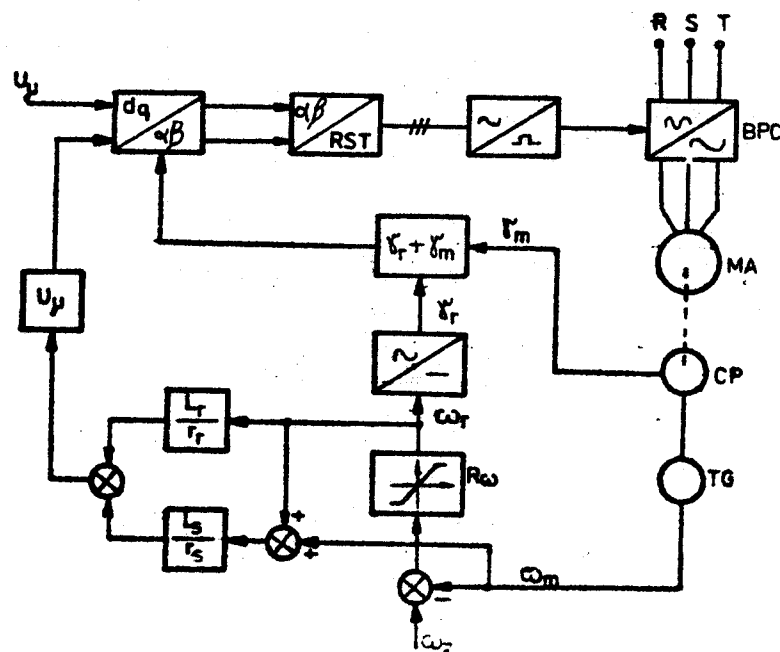
6.1. Podstawowe równania procesów przejściowych

Na podstawie równań różniczkowych maszyny indukcyjnej, zapisanych w układzie odniesienia wirującym z prędkością synchroniczną

można stwierdzić, że wektor strumienia magnetycznego będzie stały i równy swej wartości początkowej $|\psi_{sz1}|$, jeżeli w procesie przejściowym, przy zmianach ω_o i ω_r , wektor napięcia zasilającego będzie zmieniany zgodnie z zależnością

$$\underline{u}_1 = \left[\frac{r_s}{L_s} + j \left(\frac{r_s}{L_r} \frac{L_r}{L_s} \omega_r + \omega_o \right) \right] |\psi_{sz1}|. \quad (90)$$

Wartość początkowa $|\psi_{sz1}|$ (zadana) strumienia może powstać w stanie wzbudzenia maszyny, tzn. podczas zasilania jej napięciem stałym o wartości $U_s = \frac{r_r}{L_s} |\psi_{sz1}|$, gdy pulsacje $\omega_r = \omega_o = 0$. Powyższe warunki dotyczą podstawowych składowych harmonicznych napięcia, prądu i strumienia. Zakładając proporcjonalność pomiędzy składową podstawową napięcia wyjściowego a sinusoidalnym napięciem sterującym można utworzyć schemat proponowanego sterowania poprzez orientację wektora napięcia sterującego, jak to pokazano na rysunku 37.



Rys. 37. Schemat funkcjonalny układu sterowania metodą orientacji wektora napięcia

W modelu matematycznym maszyny (31) wielkości ω_o i ω_r są w tym przypadku parametrami zmiennymi, a do całkowitego określenia stanu układu niezbędne jest jeszcze równanie ruchu

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \frac{3}{2} p I_m (\psi_s^* i_s) - m_o. \quad (91)$$

przy czym:

- J - moment bezwładności układu,
- p - liczba par biegunów,
- m_o - moment obciążenia na wale maszyny,
- I_m - część urojona wyrażenia.

Wynikające z równania (91) zmiany prędkości Ω (a zgodnie z rysunkiem 37 zmiany pulsacji ω_o) są na tyle małe w czasie $(t_n - t_{n-1})$ (tj. pomiędzy wysterowaniem dwóch kolejnych łączników w układzie przekształtnika), że wielkości ω_o i ω_r występujące w równaniu (34) (opisującym procesy elektromagnetyczne układu) można uznać za parametry stałe w tym przedziale czasu, a co więcej, jak wynika z obliczeń, nawet w czasie kilku kolejnych przełączeń w przemienniku; zmiana prędkości jest pomijalnie mała z punktu widzenia potrzeby korekcji równania (34). Dlatego też korekcja parametrów równań, które opisują zjawiska elektromagnetyczne wynikające ze zmian prędkości obrotowej, dokonywana jest w procesie obliczeń w takiej chwili czasu t_Q , w której przyrost prędkości $\Delta\Omega$ osiągnie istotną, z góry zadaną wartość $\Delta\Omega_z$. Przyrost $\Delta\Omega$ można obliczyć na podstawie (91)

$$\Delta\Omega_z \geq \Delta\Omega = \frac{3}{2} \frac{p}{J} \sum_{t_k=t_{Q-1}}^{t_k=t_Q} \left\{ I_m \left[\psi_s^*(t_k) \cdot i_s(t_k) \right] - m_o \right\} \Delta t_k, \quad (92)$$

gdzie całkowanie zastąpiono sumowaniem z czasem próbkowania Δt_k . Korekcja równania (34) w czasie t_Q , po zmianie prędkości $\Delta\Omega$, polega na obliczeniu nowych stałych początkowych $C_{\psi 1}$, $C_{\psi 2}$, C_{i1} , C_{i2} w funkcji wartości tychże stałych w chwili t_n , a więc w momencie ostatniego przełączenia w układzie przemiennika przed zmianą prędkości. Obliczanie nowych stałych odbywa się według zależności wyni-

kających z warunków ciągłości prądu i strumienia w chwili zmiany prędkości:

- dla strumienia skojarzonego

$$\begin{aligned}
 C_{\psi_1}(t_{\Omega}) &= \frac{\lambda_{2p} - \lambda_1}{\lambda_{2p} - \lambda_{1p}} C_{\psi_{1,n}} e^{\lambda_1(t_{\Omega} - t_n)} + (S_{\psi_{1p}} \frac{k_{\Pi p}}{j\omega + \lambda_{1p}} - \\
 &- S_{\psi_1} \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{\lambda_{2p} - \lambda_{1p}} \frac{k_{\Pi n}}{j\omega + \lambda_1}) e^{-j(\omega t_{\Omega} - \frac{\pi}{6})} - \\
 &- (S_{\psi_{1p}} \frac{k_{Ip}}{j\omega - \lambda_{1p}} - S_{\psi_1} \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{\lambda_{2p} - \lambda_{1p}} \frac{k_{In}}{j\omega - \lambda_1}) e^{j(\omega t_{\Omega} - \frac{\pi}{6})} + \\
 &+ \frac{\lambda_{2p} - \lambda_2}{\lambda_{2p} - \lambda_{1p}} \left[(1 - S_{\psi_1} \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{j\omega - \lambda_1}) \frac{k_{In}}{j\omega - \lambda_2} e^{j(\omega t_{\Omega} - \frac{\pi}{6})} - \right. \\
 &\left. - (1 + S_{\psi_1} \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{j\omega + \lambda_1}) \frac{k_{\Pi n}}{j\omega + \lambda_2} e^{-j(\omega t_{\Omega} - \frac{\pi}{6})} \right] \cdot C_{\psi_{2,n}} e^{\lambda_2(t_{\Omega} - t_n)} \quad (93)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 C_{\psi_2}(t_{\Omega}) &= \frac{\lambda_{1p} - \lambda_2}{\lambda_{1p} - \lambda_{2p}} C_{\psi_{2,n}} e^{\lambda_2(t_{\Omega} - t_n)} + (S_{\psi_{2p}} \frac{k_{\Pi p}}{j\omega + \lambda_{2p}} - \\
 &- S_{\psi_2} \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{\lambda_{1p} - \lambda_{2p}} \frac{k_{\Pi n}}{j\omega + \lambda_2}) e^{-j(\omega t_{\Omega} - \frac{\pi}{6})} - \\
 &- (S_{\psi_{2p}} \frac{k_{Ip}}{j\omega - \lambda_{2p}} - S_{\psi_2} \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{\lambda_{1p} - \lambda_{2p}} \frac{k_{In}}{j\omega - \lambda_2}) e^{j(\omega t_{\Omega} - \frac{\pi}{6})} + \\
 &+ \frac{\lambda_{1p} - \lambda_1}{\lambda_{1p} - \lambda_{2p}} \left[(1 - S_{\psi_2} \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{j\omega - \lambda_2}) \frac{k_{In}}{j\omega - \lambda_1} e^{j(\omega t_{\Omega} - \frac{\pi}{6})} - \right.
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &- (1 + S_{\psi_2} \frac{\lambda_2 - \lambda_1}{j\omega + \lambda_2}) \frac{k_{\Pi n}}{j\omega + \lambda_1} e^{-j(\omega t_{\Omega} - \frac{\pi}{6})} - \\
 &- C_{\psi_{1n}} e^{\lambda_1(t_{\Omega} - t_n)} \quad (94)
 \end{aligned}$$

- dla wektora prądu:

równania są identyczne jak dla strumienia, tylko w miejsce stałych

S_{ψ_1} , S_{ψ_2} należy wstawić stałe S_{i1} oraz S_{i2} .

W powyższych równaniach parametry oznaczone indeksem p mają wartość związaną z prędkością Ω (pulsacja ω_o , ω_r) po zmianie o $\Delta\Omega$, natomiast parametry bez indeksu p dotyczą prędkości przed zmianą. Kiedy korekcja prędkości następuje nie w chwili przełączeń w przemienniku, wówczas $k_{Ip} = k_{In}$ oraz $k_{\Pi p} = k_{\Pi n}$.

6.2. Program i wyniki obliczeń numerycznych

Schemat operacyjny obliczeń numerycznych dotyczących procesu rozruchu układu przedstawiony jest na rysunku 38. Rozruch dokonywany jest przy stałej zadanej pulsacji w wirniku ω_{rz} w przypadku sterowania metodą orientacji wektora napięcia sterującego, zgodnie ze schematem na rysunku 37. Start do obliczeń następuje w stanie wzbudzonej maszyny, który określany jest przez stałe początkowe $C_{\psi_1}(0)$, $C_{\psi_2}(0)$ oraz $C_{i1}(0)$, $C_{i2}(0)$. Wartości tych stałych wynikają z warunku wzbudzenia maszyny, kiedy stały prąd o wartości $|\psi_{sz1}|/L_s$ zapewnia wytworzenie stałego strumienia $|\psi_{sz1}|$ i określone są zależnościami:

$$\begin{aligned}
 C_{\psi_1}(0) &= \frac{r_s/L_s + \lambda_2}{\lambda_2 - \lambda_1} |\psi_{sz1}| - S_{\psi_1} \left(\frac{k_{Io} e^{-j\frac{\pi}{6}}}{j\omega - \lambda_1} + \frac{k_{\Pi o} e^{j\frac{\pi}{6}}}{j\omega + \lambda_1} \right) \\
 C_{\psi_2}(0) &= \frac{r_s/L_s + \lambda_1}{\lambda_2 - \lambda_1} |\psi_{sz1}| - S_{\psi_2} \left(\frac{k_{Io} e^{-j\frac{\pi}{6}}}{j\omega - \lambda_2} + \frac{k_{\Pi o} e^{j\frac{\pi}{6}}}{j\omega + \lambda_2} \right) \quad (95)
 \end{aligned}$$

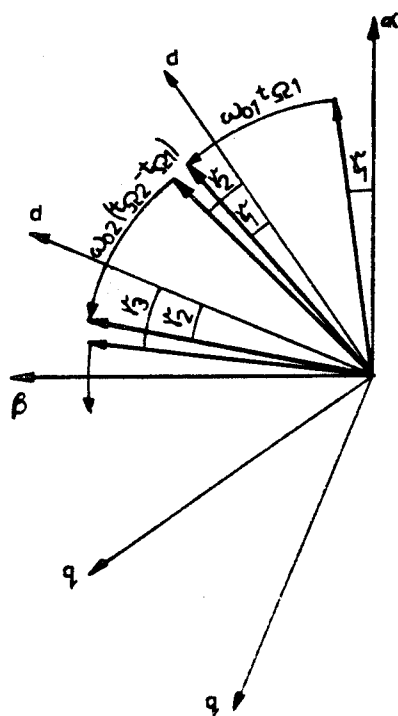
$$\begin{aligned}
 u_s &= U_{m3} \cos [\omega_{03}(t-t_{\Omega 2}) + \omega_{02}(t_{\Omega 2}-t_{\Omega 1}) + \omega_{01}t_{\Omega 1} + \varphi_3] = \\
 &= U_{m3} \cos [\omega_{03}t - (\omega_{03} - \omega_{02})t_{\Omega 2} + \varphi_2 + \varphi_3 - \varphi_2] = \\
 &= U_{m3} \cos(\omega_{03}t + \varphi_3) .
 \end{aligned}$$

- ogólnie dla czasu $t_{\Omega n} \leq t \leq t_{\Omega n+1}$

$$\begin{aligned}
 u_s &= U_{mn+1} \cos [\omega_{on+1}t - (\omega_{on+1} - \omega_{on})t_{\Omega n} + \varphi_n + \varphi_{n+1} - \varphi_n] = \\
 &= U_{mn+1} \cos(\omega_{on+1}t + \varphi_{n+1}) .
 \end{aligned}$$

gdzie:

$$\varphi_{n+1} = \varphi_n + \varphi_{n+1} - \varphi_n - (\omega_{on+1} - \omega_{on})t_{\Omega n} .$$



Rys. 39. Zmiany położenia wektora napięcia sterującego po skokowych zmianach prędkości wirowania

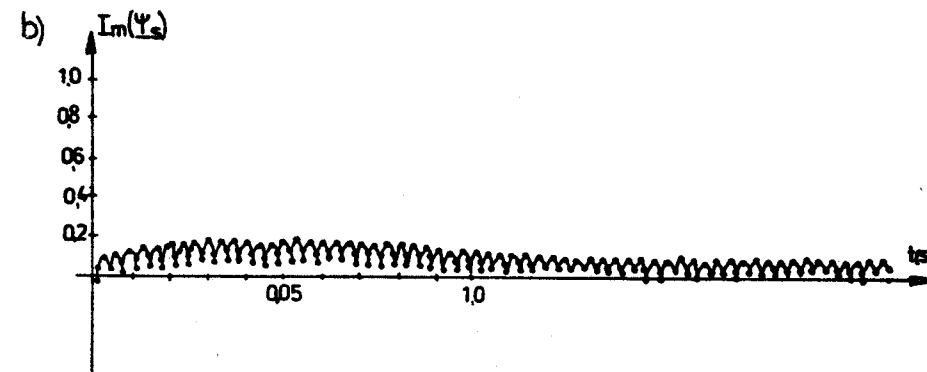
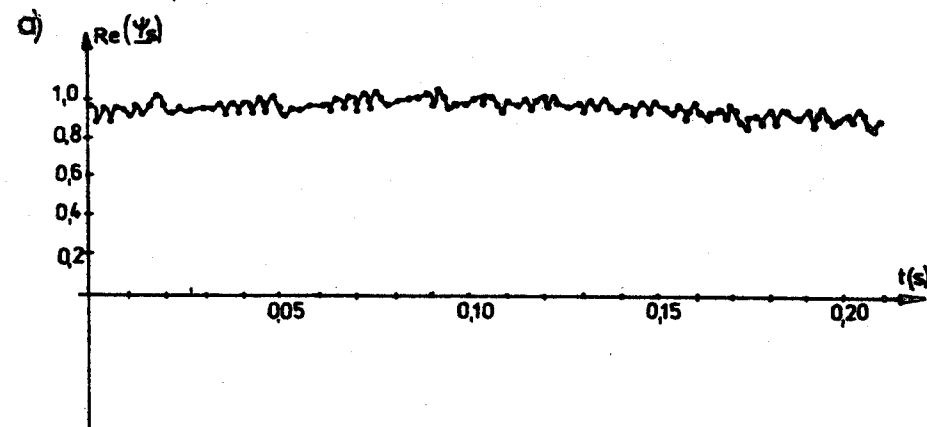
W pozostałych fazach sterujących napięcia przesunięte są kolejno o $\frac{2\pi}{3}$.

Prezentowane wyniki obliczeń uzyskano dla następujących parametrów wejściowych:

- krok dyskretyzacji czasu obliczeń $\Delta t_k = 0,0004$ s (z korekcją zapewniającą obliczenia w chwilach przełączeń w układzie przemiennika);
- przyrost prędkości, po którym korygowane są współczynniki obliczeniowe $\Delta \Omega_z = 1$ rd/s;
- poziom napięcia zasilającego dobrany tak, że $r = 1$ przy znamionowym obciążeniu i częstotliwości synchronicznej f_0 ; równej 35 Hz dla NCC oraz 50 Hz - dla UFC;
- wartość zadana prędkości obrotowej, która przy $p = 1$ oraz jedno-

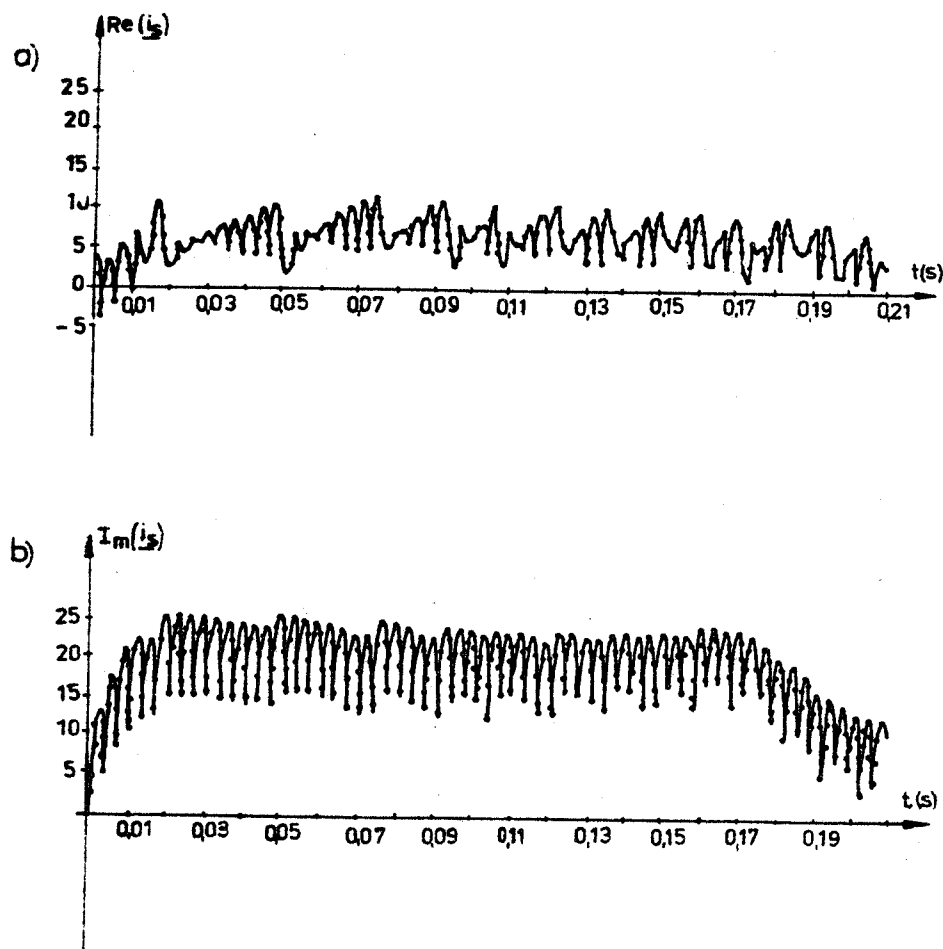
stkowym wzmacnieniu sumatorów z rysunku 37 odpowiada częstotliwości synchronicznej $f_0 = 15$ Hz w przypadku NCC, zaś 50 Hz dla UFC;

- poziom ograniczenia pulsacji w wirniku w stanie przejściowym $1,5 \omega_m$;
- moment bezwładności oraz stały moment obciążenia równe odpowiednio $0,05 \text{ kgm}^2$ oraz 5 Nm .



Rys. 40. Przebieg czasowy rzeczywistej i urojonej części wektora strumienia skojarzonego ze stojanem, w wirującym synchronicznie układzie odniesienia, w trakcie rozruchu maszyny zasilanej z NCC

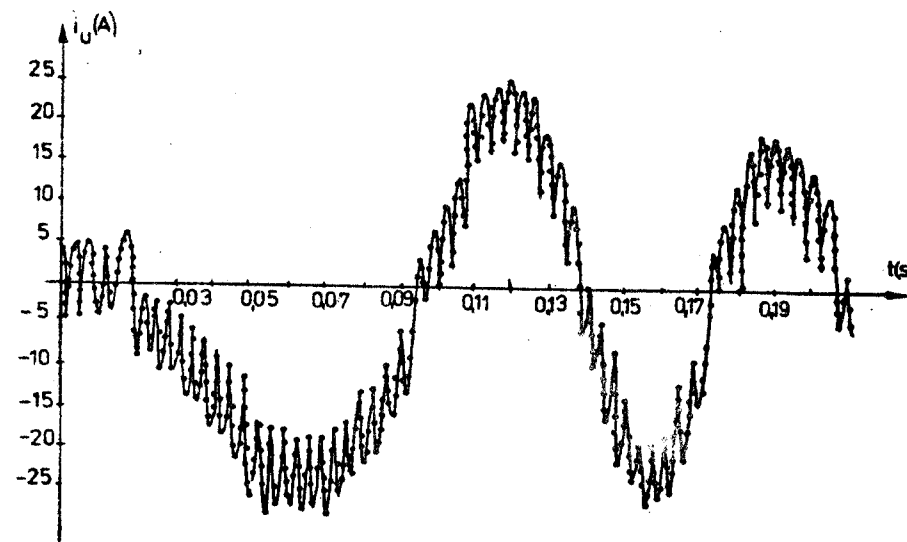
Na kolejnych rysunkach 40 - 42 prezentowane są zmiany wielkości elektromagnetycznych maszyny zasilanej z NCC podczas rozruchu.



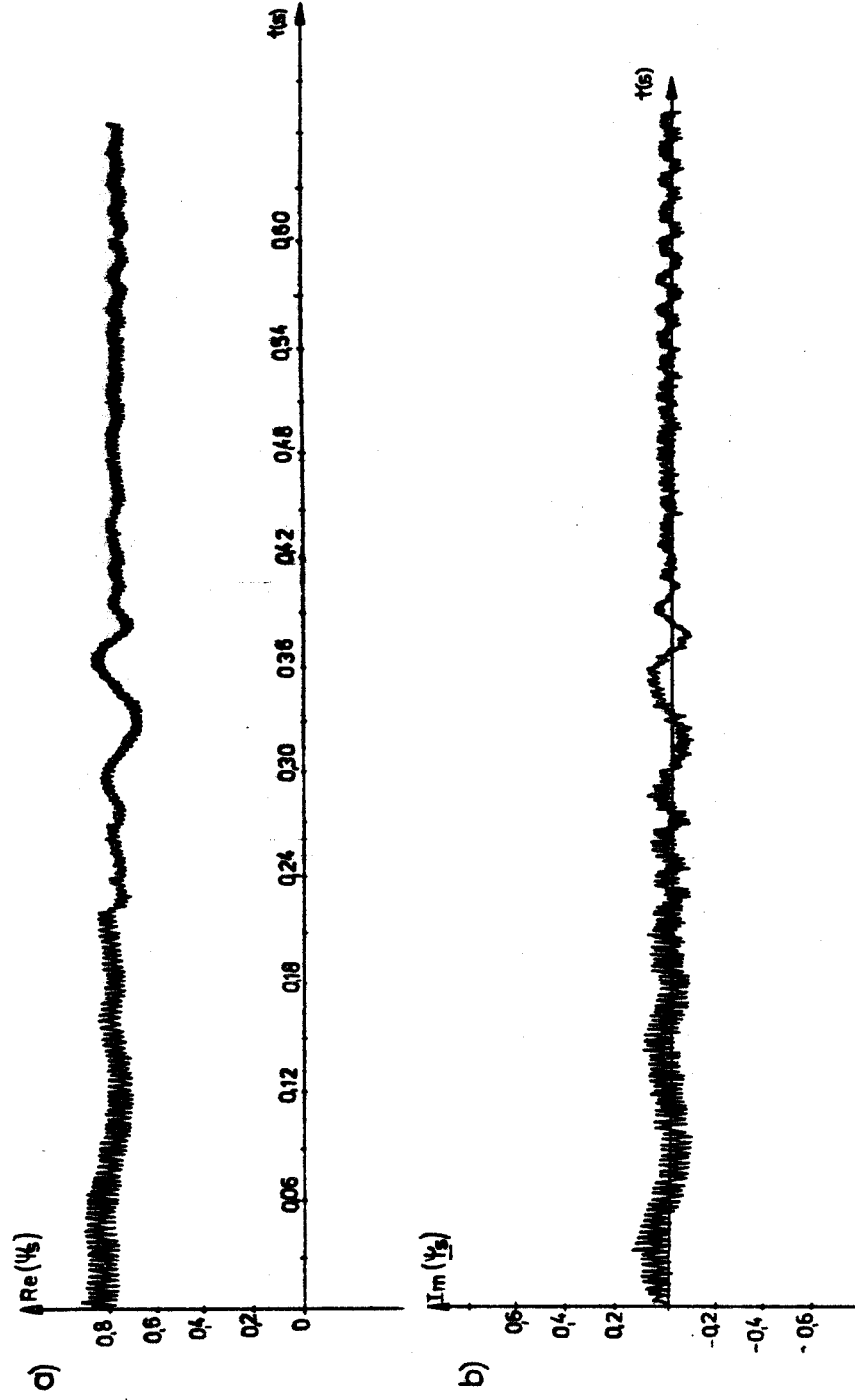
Rys. 41. Przebieg czasowy rzeczywistej i urojonej części wektora prądu stojana, w wirującym synchronicznie układzie odniesienia, w trakcie rozruchu maszyny zasilanej z NCC

W układzie odniesienia, wirującym z prędkością synchroniczną ω_o , skojarzony strumień stojana, którego część rzeczywistą i urojoną przedstawiono odpowiednio na rysunku 40a i 40b, pozostaje praktycznie stały. Dla pomijalnie małej części urojonej strumienia, czyli dla strumienia rzeczywistego, moment elektromagnetyczny jest proporcjonalny do

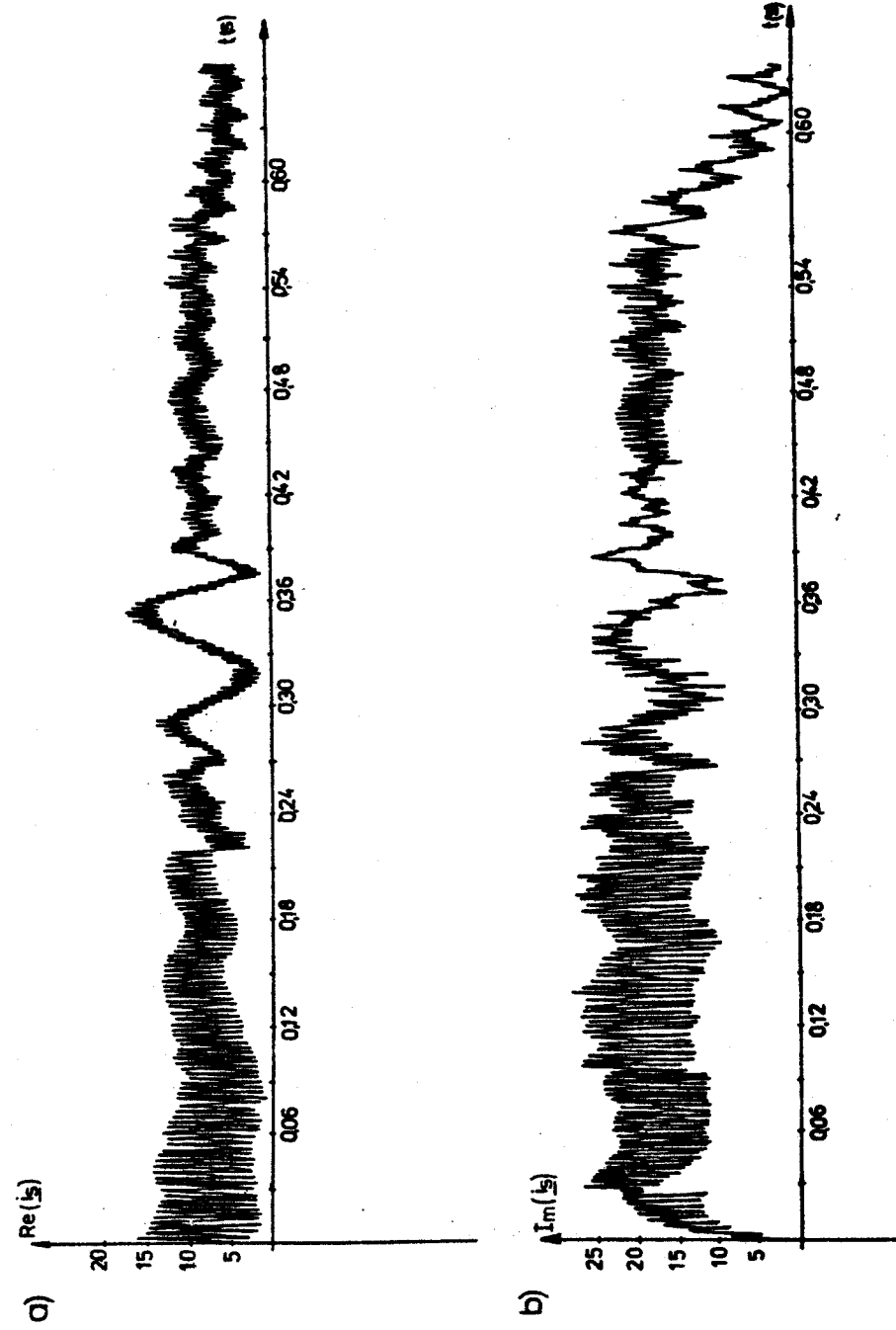
składowej urojonej wektora prądu stojana. Dlatego też przebieg czasowy składowej urojonej wektora prądu stojana w wirującym synchronicznie układzie odniesienia, przedstawiony na rysunku 41b, można uznać również za przebieg czasowy wytwarzanego w maszynie momentu elektromagnetycznego. Po krótkim czasie narastania, związanym ze wzrostem składowej urojonej prądu od zera do wartości ustalonej, moment elektromagnetyczny pozostaje stały w procesie rozruchu aż do wyjścia układu regulacji z nasycenia (sumator pierwszy na rysunku 37), kiedy to wartość momentu zmniejsza się i dostosowuje do warunków obciążenia. Przebieg składowej rzeczywistej wektora prądu (rys. 41a), która jest składową magnesującą, co do kształtu, jest odzwierciedleniem przebiegu składowej rzeczywistej strumienia skojarzonego ze stojanem. Czasowy przebieg prądu rozruchowego stojana przedstawiony jest na rysunku 42. Czas rozruchu jest porównywalny z czasem rozruchu maszyny prądu stałego o podobnym poziomie mocy i momencie bezwładności.



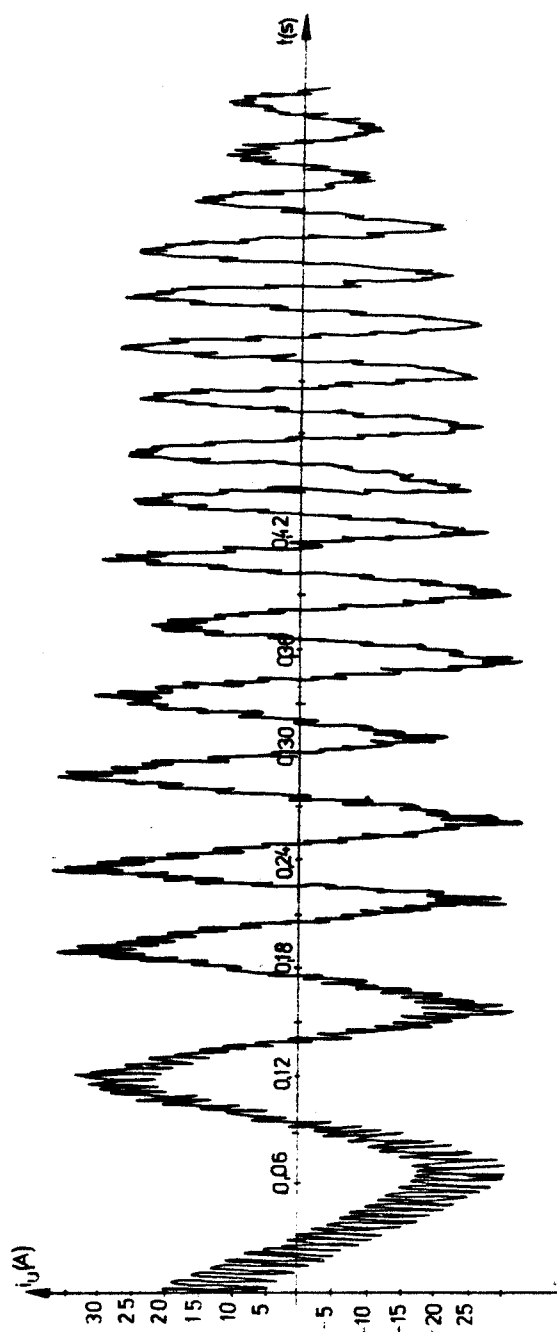
Rys. 42. Przebieg prądu stojana w procesie rozruchu maszyny zasilanej z NCC



Rys. 43. Przebieg czasowy rzeczywistej i urojonej części wektora strumienia, w wirującym synchronicznie układzie odniesienia w trakcie rozruchu maszyny zasilanej z UFC

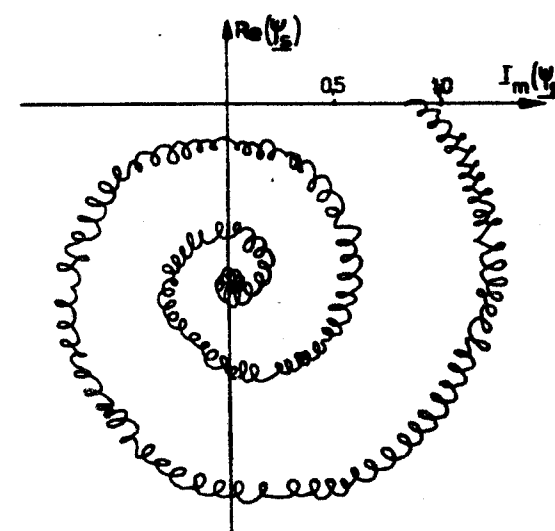


Rys. 44. Przebieg czasowy rzeczywistej i urojonej części wektora prądu stojana, w wirującym synchronicznie układzie odniesienia, w trakcie rozruchu maszyny zasilanej z UFC



Rys. 45. Przebieg czasowy prądu stojana w procesie rozruchu maszyny zasilanej z UFC

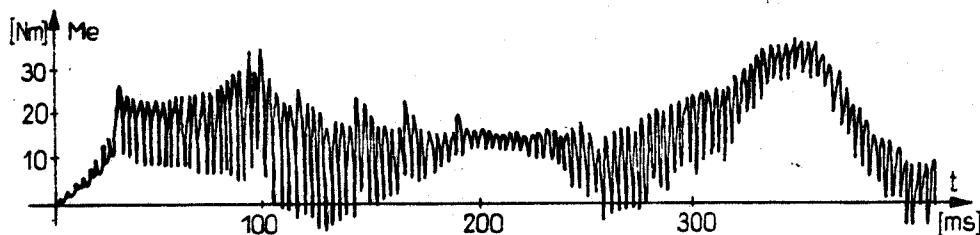
Zmiany przejściowe w trakcie rozruchu maszyny zasilanej z UFC przedstawione są na rysunku 43 - 45. Wnioski wysnute na podstawie wyników obliczeń dla przemiennika NCC są prawdziwe także w przypadku UFC. W przebiegach prądu i strumienia (rys. 43,44) zauważalne jest zawahanie dla częstotliwości bliskich $f_0 = 25$ Hz. Jest to niewątpliwie spowodowane zachwianiem proporcjonalności pomiędzy amplitudą napięcia sterującego r a amplitudą podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego przemiennika dla tych częstotliwości, o czym była mowa w rozdziale 4.1. W rezultacie tych dodatkowych zmian zostaje zachwiany warunek stałości strumienia (51), co ma wpływ na przebieg momentu dla częstotliwości f_0 bliskich 25 Hz (rys. 44b).



Rys. 46. Trajektoria wektora strumienia w wirującym synchronicznie układzie odniesienia przy warunkach sterowania zapewniających tylko optymalizację statyczną w procesie rozruchu maszyny zasilanej z NCC

Zaprezentowane wyniki symulacji cyfrowej potwierdzają idee sterowania poprzez orientację wektora napięcia. Dla konfrontacji przedstawione są na rysunkach 46,47 wyniki obliczeń dotyczące sposobu sterowania poprzez sterowanie napięcia zgodnie z równaniem (51). Wektor strumienia w układzie odniesienia wirującym z prędkością synchroniczną (rys. 46) przemieszcza się w stanie przejściowym od położenia w osi rzeczywistej dla stanu wzbudzenia do położenia w osi

urojonej w stanie ustalonym przy oscylacyjnych tłumionych zmianach fazy i modułu. Konsekwencją tego są wahania wytwarzanego momentu i znaczne wydłużenie czasu rozruchu (rys. 47).



Rys. 47. Przebieg momentu elektromagnetycznego w maszynie zasilanej z NCC w warunkach sterowania zapewniających tylko optymalizację statyczną w czasie rozruchu maszyny

6.3. Podsumowanie

Zaproponowany w pracy model przekształtnika umożliwia symulację procesów przejściowych w układzie napędowym. Wyniki takiej symulacji mają wartości poznawcze dotyczące zachowania się zmiennych stanu maszyny w wybranych metodach jej sterowania [18], a także pozwalają ocenić dynamiczne właściwości układu napędowego. Program obliczeń można również rozszerzyć na określanie parametrów energetycznych stanu przejściowego, przy czym kłopotliwa jest sama definicja poszczególnych mocy czy wartości skutecznej prądu wyjściowego dla nieokresowego przebiegu pożądanej składowej prądu na wyjściu.

Teoretyczne przesłanki sterowania poprzez orientację wektora napięcia, zgodne z wnioskiem prezentowanym w pracy [74], a dotyczące sterowania czasowo optymalnego (kąt opóźnienia wektora napięcia w stosunku do wektora strumienia w wirującym synchronicznie układzie odniesienia wynosi około $\frac{\pi}{2}$) zostały potwierdzone przez wyniki obliczeń na podstawie modelu cyfrowego.

7. BADANIA LABORATORYJNE I UWAGI KOŃCOWE

Zaprezentowany w pracy model matematyczny oraz obliczenia symulacyjne dotyczą różnych, możliwych bezpośrednich przemiennej częstotliwości, które można zastosować praktycznie. Weryfikacja praktyczna przeprowadzonych obliczeń i słuszność wyciągniętych wniosków zależy przede wszystkim od wierności modelu, na którą mają wpływ poczynione założenia upraszczające. Przyjmowane w rozważaniach uproszczenia dotyczą kolejno:

- Ciągłości prądu obciążenia. Względny w odniesieniu do okresu wyjściowego czas, w którym prąd obciążenia jest ciągły, rośnie ze wzrostem względnej amplitudy napięcia sterującego r (a więc zależy od dopasowania napięcia zasilającego do zakresu regulacji), ze wzrostem prądu wyjściowego (zależy od stanu obciążenia maszyny) oraz ze wzrostem reaktancji odbiornika włączonego na wyjściu przekształtnika (co wiąże się z poziomem mocy maszyny). Uwzględnienie w modelu czasu przewodzenia nieciągłego narusza symetrię w równaniach maszyny, przekreślając korzyści wynikające z zastosowanej transformacji i w konsekwencji czyni zadanie trudnym do rozwiązania.

- Zerowego czasu komutacji. Realny czas komutacji zależy od reaktancji komutowanych faz źródła zasilającego, a więc transformatora zasilającego, zaś w przypadku komutacji wymuszonej również od szybkości łączników. Uwzględnienie w procesie symulacji odkształceń wektora wymuszenia, wywołanych zjawiskiem komutacji, nie jest zadaniem zbyt kłopotliwym, natomiast trudne jest uwzględnienie powiązania czasu komutacji z wielkością prądu komutowanego.

- Bezwzględnej przełączania grup zaworowych. Czas bezprądowej przerwy w trakcie zmiany znaku przez prąd obciążenia wiąże się

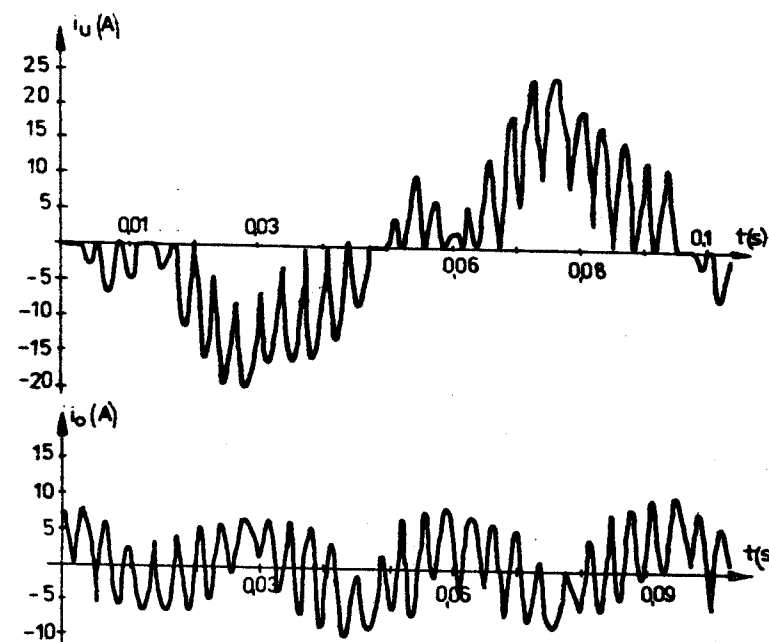
bezpośrednio z czasem odzyskiwania własności zaworowych przez zastosowane łączniki.

Wymienione założenia upraszczające nie dotyczą charakterystycznych cech poszczególnych typów przekształtników, toteż wierność modelu może być weryfikowana za pomocą dowolnego bezpośredniego przemiennika częstotliwości. Do badań doświadczalnych zastosowany został najprostszy w realizacji i najpewniejszy w działaniu bezpośredni przemiennik z komutacją naturalną NCC. Przekształtnik zasilany był przez transformator o parametrach znamionowych: moc 15 kVA, grupa połączeń YYO, GN 380 V, 23 A, DN 140 V, 104 A. Zastosowany na wyjściu dławik równofazowy charakteryzował się indukcyjnością główną około 0,005 H. Parametry badanej maszyny zaprezentowane są przy okazji obliczeń numerycznych w rozdziale 4.4.

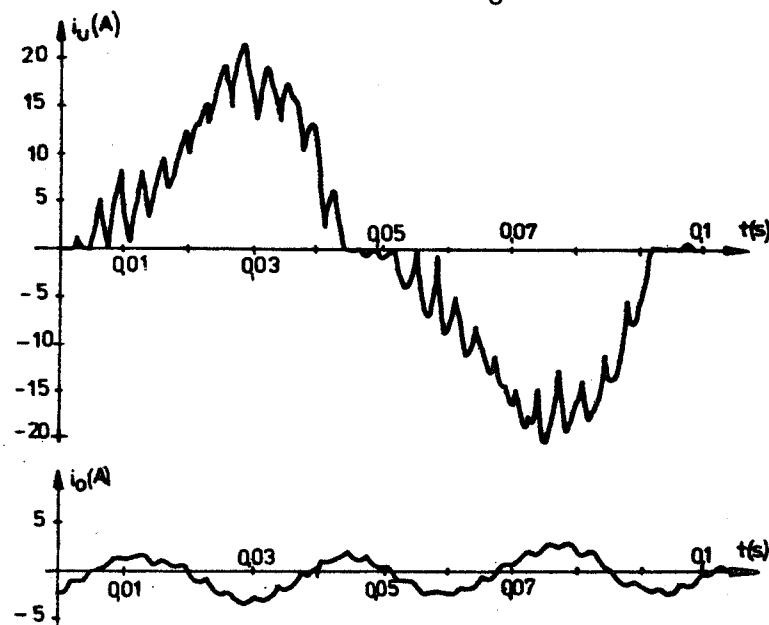
Badania laboratoryjne są ilustracją i weryfikacją rozważań teoretycznych. Weryfikację wyników obliczeń na podstawie modelu matematycznego można uzyskać przez porównanie ich z wynikami badań laboratoryjnych. Porównanie to dotyczy przebiegów czasowych i wartości liczbowych wybranych wielkości uzyskanych z obliczeń i pomiarów.

Na rysunku 48 przedstawiono oscylogramy prądu stojana oraz jego składowej zerowej (w maszynie indukcyjnej obciążonej znamionowo, gdy strumień jest znamionowy i częstotliwość wyjściowa cyklokonwertera równa $f_0 = 10$ Hz), w przypadku nieskojarzonych faz stojana; zaś na rysunku 49 – faz skojarzonych poprzez dławik wyrównawczy. Oscylogramy te są potwierdzeniem przebiegów uzyskanych poprzez symulację cyfrową, prezentowanych na rysunku 19. Można przyjąć, że w badanej maszynie obciążonej znamionowo stan przewodzenia ciągłego występuje w pełnym zakresie zmian częstotliwości. Na rysunku 50 zilustrowano przebieg prądu stojana maszyny odciążonej (tzn. obciążonej tylko sprzęgniętą z nią maszyną prądu stałego w stanie jałowym, momentomierzem oraz układem sprzęgieł), również wtedy, gdy częstotliwość $f_0 = 10$ Hz.

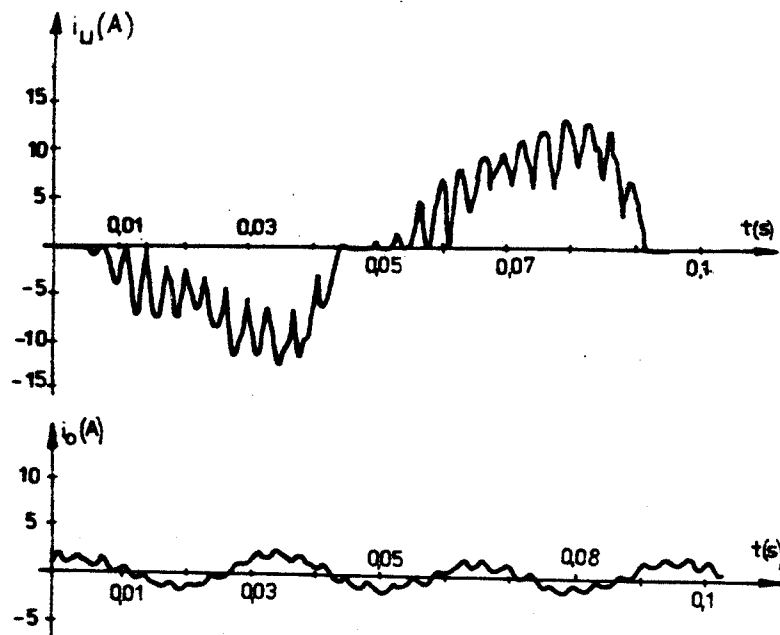
Oscylogram trajektorii fazowej, po której porusza się koniec wektora prądu stojana, w warunkach zasilania i obciążenia maszyny adekwatnych do prezentowanych na rysunku 20, przedstawiony jest na rysunku 51.



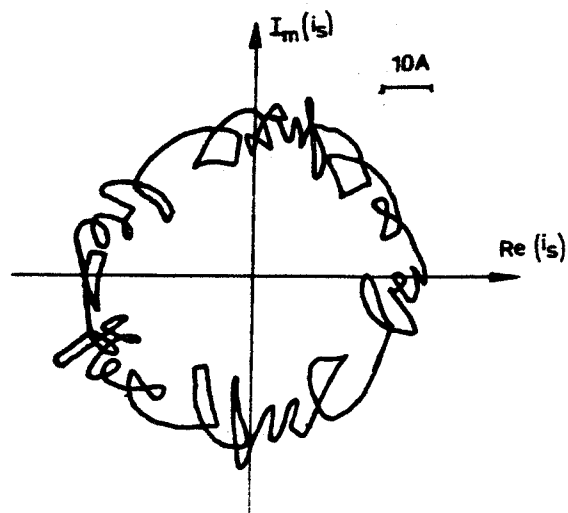
Rys. 48. Oscylogramy prądu stojana i jego składowej zerowej w przypadku nieskojarzonych faz silnika obciążonego znamionowo, przy częstotliwości $f_0 = 10$ Hz



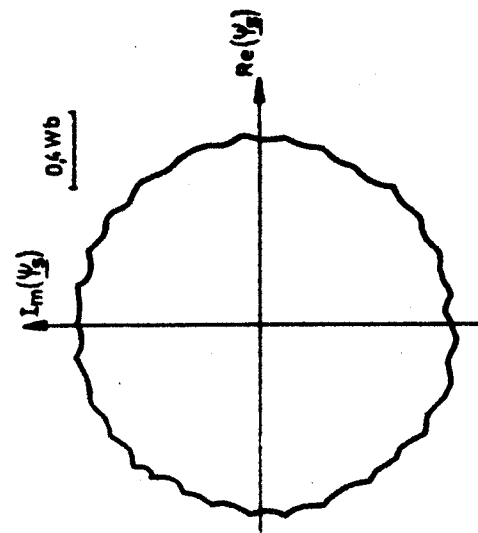
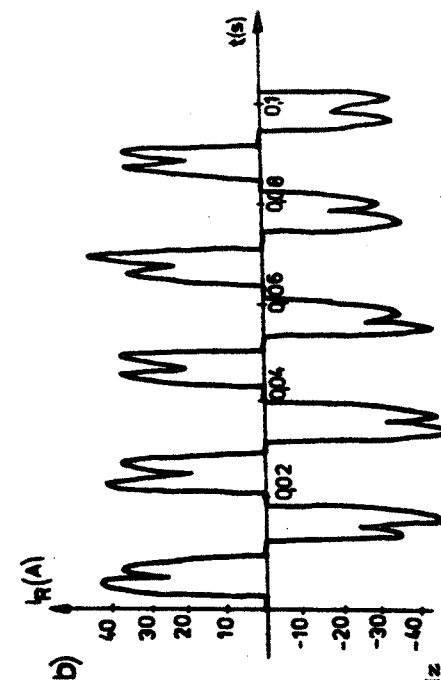
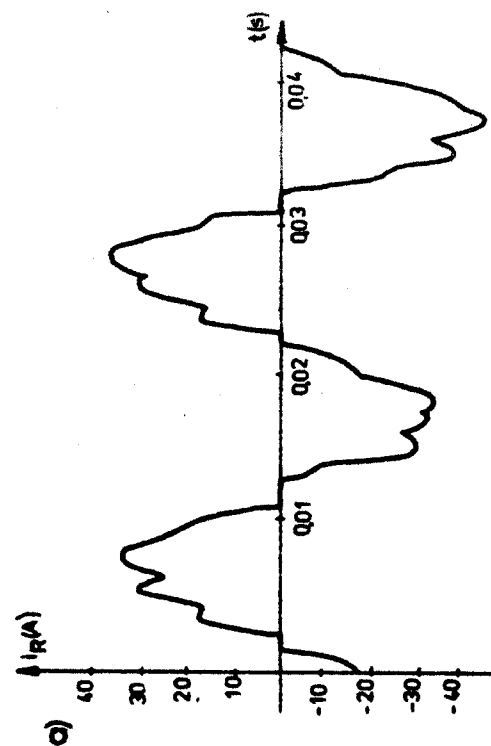
Rys. 49. Oscylogramy prądu stojana i jego składowej zerowej w przypadku faz silnika skojarzonych poprzez dławik wyrównawczy, w warunkach obciążenia znamionowego, przy częstotliwości $f_0 = 10$ Hz



Rys. 50. Oscylogramy prądu stojana i jego składowej zerowej w przypadku faz silnika skojarzonych poprzez dławik wyrównawczy, w warunkach obciążenia maszyny, przy częstotliwości $f_0 = 10 \text{ Hz}$



Rys. 51. Oscylogram trajektorii fazowej wektora prądu stojana w stanie pracy ustalonej maszyny obciążonej znamionowo, przy częstotliwości $f_0 = 10 \text{ Hz}$



Rys. 52. Oscylogram trajektorii fazowej wektora strumienia magnetycznego w stanie pracy ustalonej maszyny obciążonej znamionowo, przy częstotliwości $f_0 = 10 \text{ Hz}$

Rys. 53. Oscylogramy prądów wejściowych cyflokonzwertora zasilającego maszynę obciążoną znamionowo, przy częstotliwości $f_0 = 25 \text{ Hz}$, b) $f_0 = 10 \text{ Hz}$

Strumień magnetyczny maszyny identyfikowany był w laboratoryjnym układzie modelowym za pomocą całkowania sygnału z cewek pomiarowych umieszczonych w żłobkach stojana, tak że bliższy jest on raczej strumieniowi głównemu niż skojarzonemu ze stojanem, który wykorzystywano w rozważaniach teoretycznych. Trajektorię fazowa wektora strumienia w warunkach zbliżonych do prezentowanych dla obliczanego przebiegu z rysunku 29 pokazano na rysunku 52.

Oscylogramy prądu wejściowego cyklokonwertora odpowiadające przebiegom z rysunku 30 widoczne są na rysunku 53. Konfrontacja tych rysunków daje pojęcie o znaczeniu zjawiska komutacji zaworów.

Przed przystąpieniem do porównania wartości liczbowych dotyczących mocy i prądów obliczonych i pomierzonych należy zwrócić uwagę na dodatkowe przyczyny mogące utrudniać to porównanie.

Problemem podstawowym jest dokładność mierników zastosowanych do pomiaru przebiegów odkształconych [81]. Pomiar przeprowadzone zostały po stronie zasilającej przemiennika, gdzie napięcie można uznać za sinusoidalne, zaś podstawowa harmoniczna prądu związana jest z częstotliwością sieci. Do pomiaru wartości skutecznych wykorzystano amperomierze elektromagnetyczne, których dokładność zależy od współczynnika szczytu przebiegu zniekształconego [67]. Sprawdzono również, że wskazania tych mierników pokrywają się ze wskazaniami amperomierzy elektrodynamicznych, zalecanych do pomiaru tak zniekształconych przebiegów [48]. Do pomiaru mocy czynnej wykorzystano zalecane watomierze elektrodynamiczne [48].

Innym problemem jest porównanie momentu elektromagnetycznego wyznaczonego obliczeniowo i wytwarzanego w maszynie badanej. W układzie badanym występują dodatkowe straty w rdzeniu maszyny, rosną straty w miedzi wskutek zjawiska naskórkowości dla wyższych harmonicznych (szczególnie w wirniku) [50], występują także straty na elementach RC bocznikujących tyrystory oraz straty w samych tyrystorach. Określenie tych wszystkich strat dla zniekształconych przebiegów jest problemem trudnym [36]. Aby pomiary laboratoryjne można było wykorzystać do weryfikacji obliczeń, przeprowadzono je w następujący sposób: utrzymując stały strumień maszyny (stała średnica trajektorii, po której porusza się wektor strumienia), obciążono maszynę do takiego stopnia, by skuteczna wartość prądu pobieranego z sieci porównywalna była z wartością wyznaczoną obliczeniowo. Wyniki pomiarów zawarte są w tabeli 7.

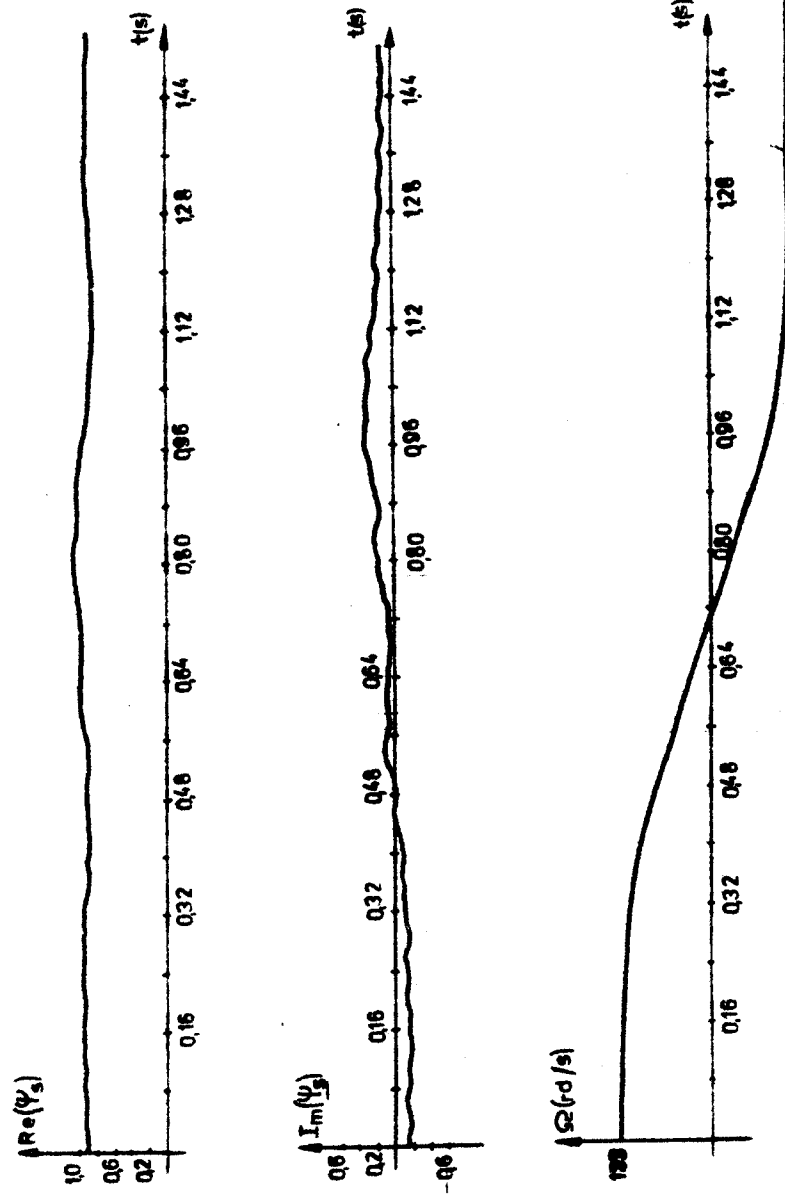
Tabela 7

Porównanie wielkości wejściowych cyklokonwertora, obliczonych teoretycznie i pomierzonych faktycznie

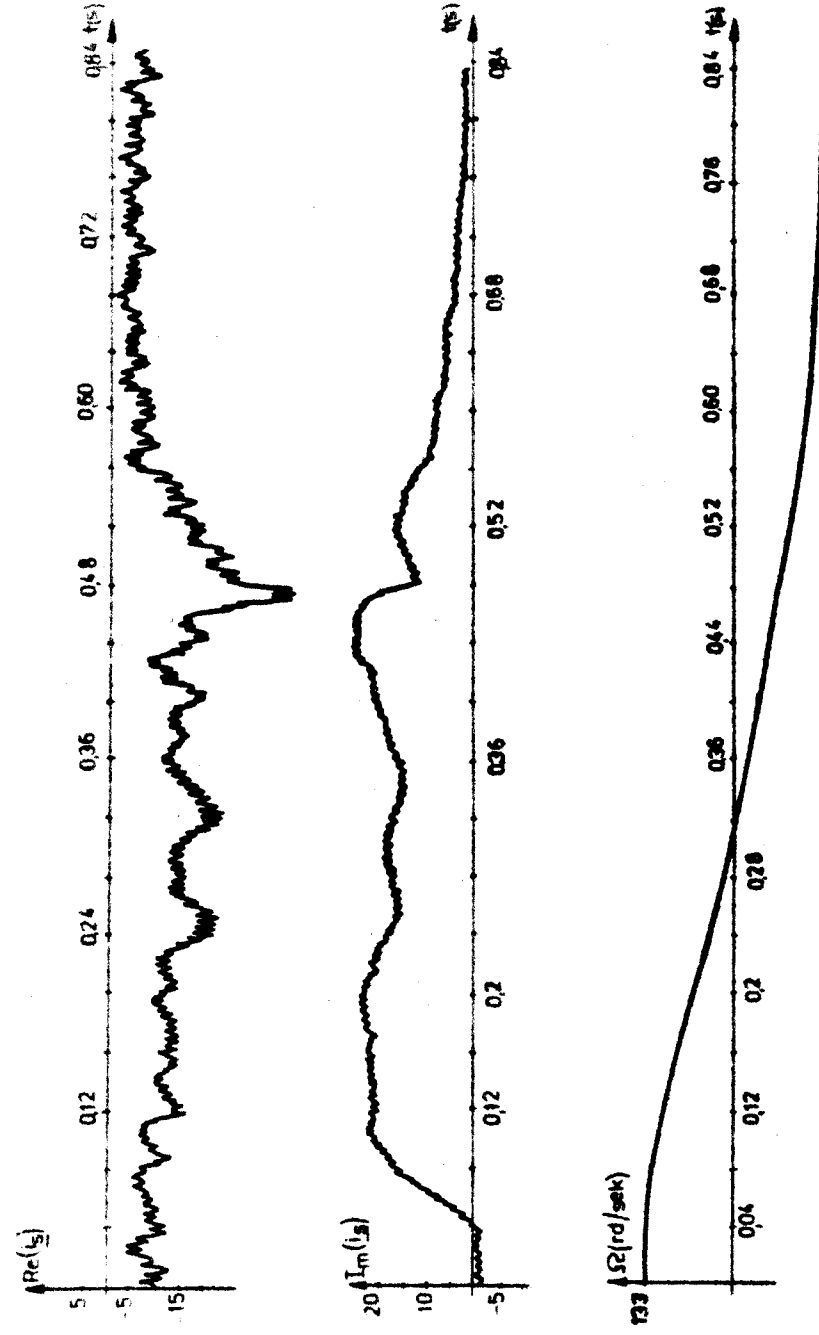
f_o (Hz)		$16\frac{2}{3}$	12,5	10	5
I_{we} (A)	obliczenia	25,9	25,3	26,5	27,5
	pomiary	26,0	25,5	26,5	27,5
$P(W)$	obliczenia	2614	1973	1662	1007
	pomiary	2600	2000	1650	1000
$S(VA)$	obliczenia	6488	6487	6622	6888
	pomiary	6485	6360	6701	6859
λ	obliczenia	0,403	0,304	0,251	0,146
	pomiary	0,401	0,314	0,246	0,146

Przed przystąpieniem do prezentacji przebiegów czasowych w przejściowych stanach pracy niezbędne jest krótkie wyjaśnienie. Otóż kłopotliwa jest rejestracja przebiegów przejściowych przy rozruchu układu od zerowej prędkości, jak było to symulowane cyfrowo. Po pierwsze, dla prędkości zerowej małe napięcie wzbudzenia maszyny nie zapewnia ciągłego stanu przewodzenia. Po drugie, układ pomiarowy strumienia wraz z układem przetwornika współrzędnych prostokątnych nie przenosi sygnału o zerowej częstotliwości (wartości stałej). Dlatego zamiast procesu rozruchu prezentowany jest proces nawrotu układu, w którym start do stanu przejściowego odbywa się, gdy sygnał strumienia jest znamionowy. Przebiegi w zakresie zmian prędkości od wartości zerowej do ustalonej można przy tym uznać za proces rozruchu.

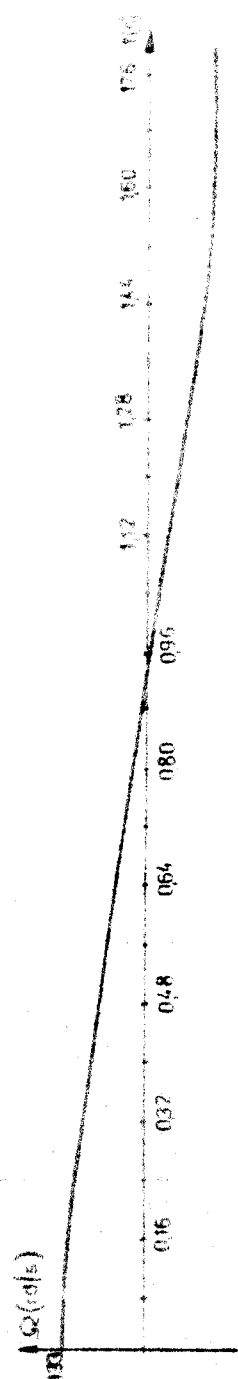
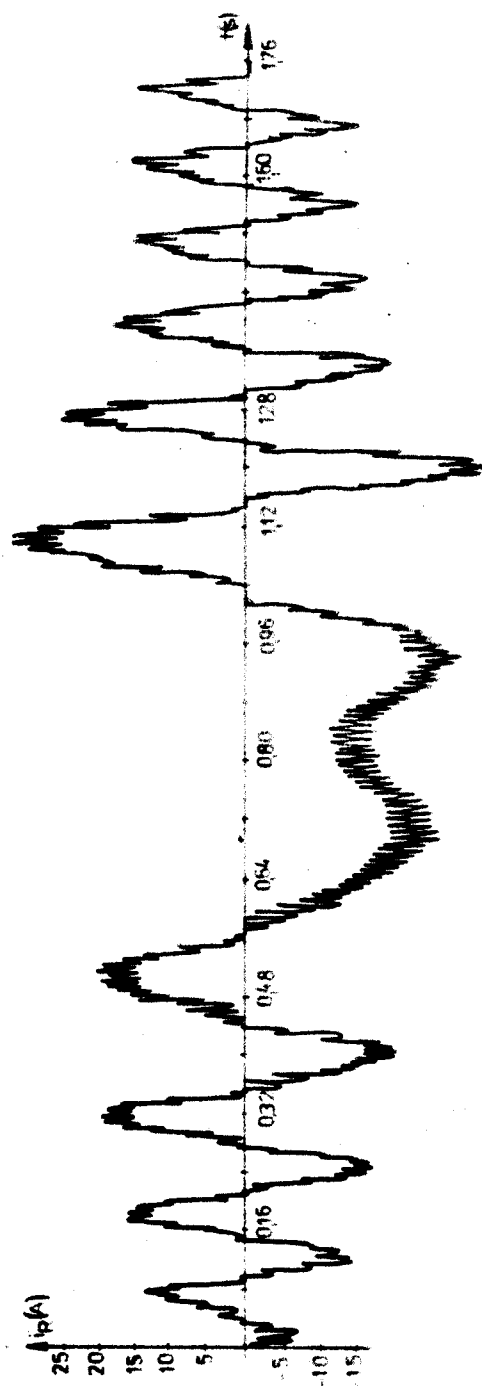
Na rysunkach 54 oraz 55 przedstawione są przebiegi składowych wektora strumienia oraz wektora prądu w układzie odniesienia wirującym z prędkością synchroniczną. Wyższe harmoniczne tych przebiegów powiązane z pulsacją zasilającą są częściowo wyfiltrowane przez przetwornik współrzędnych. W procesie nawrotu występuje niewielka zmiana fazy i modułu strumienia, podobnie jak w przebiegach modelowanych cyfrowo, w których strumień ma niewielką, lecz różną od zera, część urojoną (rys. 40b). Przebiegi składowych wektora prądu są nieco mniej regularne w stosunku do zamodelowanych, co może być efektem lokalnych nasycień maszyny. Przebieg chwilowy prądu stojana w procesie nawrotu pokazany jest na rysunku 56.



Rys. 54. Oscylogramy przebiegów czasowych części rzeczywistej i urojonej wektora strumienia w procesie nawrotu maszyny indukcyjnej zasilanej z cyklokonwertera, w układzie odniesienia wirującym z prędkością synchroniczną



Rys. 55. Oscylogramy przebiegów czasowych części rzeczywistej i urojonej wektora prądu w procesie nawrotu maszyny indukcyjnej zasilanej z cyklokonwertera, obserwowane w układzie odniesienia wirującym z prędkością synchroniczną



Rys. 56. Oscylogram prądu stojana w procesie nawrotu maszyny indukcyjnej zasilanej z cyklokonwertera

Zaprezentowane oscylogramy generalnie potwierdzają zaproponowaną ideę sterowania poprzez orientację wektora napięcia. Należy przy tym zauważyć, że warunkiem koniecznym tego sterowania jest proporcjonalność pomiędzy napięciem sterującym a pożądaną składową napięcia wyjściowego przemiennika, co jest spełnione tylko w zakresie przewodzenia ciągłego. Na przykład znaczne przewymiarowanie transformatora zasilającego (praca przy mniejszych r) powiększa zakres przewodzenia nieciągłego i niweczy ideę sterowania, co zostało sprawdzone praktycznie.

Omawiane w tej pracy układy sterowania są układami otwartymi. Aby poprawić odwzorowanie wielkości zadanej przez wielkość wyjściową przemiennika, należy zastosować sprzężenie zwrotne. Ze względu na napięciowy charakter źródła, jakim jest bezpośredni przemiennik częstotliwości, naturalne wydaje się wprowadzenie ujemnego sprzężenia napięciowego [43], które powinno eliminować podharmoniczne i uniezależniać napięcie wyjściowe od wahań i niesymetrii napięć zasilających. Dalszym rozwinięciem ujemnego sprzężenia napięciowego jest tzw. sterowanie integracyjne, w którym chwile wyzwalań łączników określone są zerową wartością całki z uchybu napięciowego [30]. Sterowanie to powinno, teoretycznie, zapewnić możliwie wierne odtwarzanie wartości zadanej, jednak powstają przy tym trudności z zapewnieniem stabilnej pracy układu. Stabilizacja układu wymaga specjalnych środków technicznych i jest jeszcze w stadium badań teoretycznych i laboratoryjnych: [1], [30], [45], [60].

Rozwiązaniem alternatywnym jest ujemna pętla sprzężenia prądowego, która nadaje przemiennikowi charakter źródła prądu. Rozważania na temat tego sposobu sterowania w zastosowaniu do cyklokonwertera przedstawione są w pracach: [22,23], [51]. Rozwiązaniem przyszłościowym są także komputerowe metody sterowania przekształtnikiem bezpośrednim [10], [21].

Autor wyraża nadzieję, że zaprezentowana metoda obliczeń numerycznych może być wykorzystana do syntezy zamkniętych układów napędowych w uogólnionej przestrzeni stanu, poprzez dalsze rozbudowanie programów komputerowych. Poznanie zaś właściwości poszczególnych odmian bezpośrednich przemienników częstotliwości może przyczynić się do szerszego wykorzystania ich w praktyce.

8. WNIOSKI

W pracy zaprezentowana jest metoda analizy i syntezy układów z bezpośrednimi przemiennikami częstotliwości stosowanymi w napędzie elektrycznym z maszyną indukcyjną.

Najważniejsze wyniki pracy to:

- opracowanie wektorowego modelu matematycznego wspólnego dla wszystkich rozpatrywanych odmian przemienników bezpośrednich;
- analityczne określenie warunków początkowych dla zmiennych stanu układu w warunkach pracy ustalonej;
- określenie istoty, wielkości i roli składowej zerowej w prądzie wyjściowym przemienników;
- opracowanie sposobu wyznaczania prądów i poszczególnych mocy na wejściu przemiennika;
- propozycja metody sterowania układu napędowego poprzez orientację wektora napięcia;
- opracowanie komputerowych programów symulacji ustalonych i przejściowych stanów pracy układu;
- weryfikacja obliczeniowa, która potwierdziła przewidywane teoretycznie właściwości poszczególnych przemienników bezpośrednich;
- weryfikacja laboratoryjna na przykładzie układu napędowego z cyklokonwertorem, która potwierdziła słuszność przeprowadzonych rozważań teoretycznych, zastosowanych metod i modeli matematycznych.

Niezależnie od powyższych wniosków każdy rozdział niniejszej pracy zakończony jest wnioskami szczegółowymi, a także porównaniem osiągniętych rezultatów ze stanem wiedzy prezentowanym w dostępnej literaturze.

LITERATURA

- [1] Aleksandrowicz S.: Sterowanie synchroniczne przekształtnika o komutacji sieciowej w układzie z regulatorem całkującym. Zeszyty Naukowe Politechniki Białostockiej - Elektryka nr 4, 1985 (w druku).
- [2] Andruszkiewicz J., Małaszkievicz K.: Interpretacja mocy w obwodzie szeregowym rezystancyjno-indukcyjnym sterowanym tyrystorowo, symetrycznie. Rozprawy elektrotechniczne nr 4, 1983.
- [3] Andrzejewski F.: Tyrystorowe układy napędowe. Wydawnictwa Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1976.
- [4] Bilenko V., Žemerov F.F.: Avtomatizirovannyj elektroprivod peremennogo toka šachtnoj podjemnoj mašiny s tiristornym preobrazovatelem častoty dla režimov tormoženiya i zatjażki. Trudy V vsehsojuznoj konf. po avtomatizirovannomu elektroprivode. Moskva 1971.
- [5] Blauenstein E.: Der erste getriebelose Rohrmühlenantrieb. Brown Boveri Mitteilungen nr 3, 1970.
- [6] Bösterling W., Fröhlich M., Sommer K.H., Winter N.: ASCR - RL/T - GTO im Vergleich. Der Elektroniker, nr 8, 1983.
- [7] Bykov Ju.M., Vasilenko W.S.: Issledovaniye slučajnyh processov na vychode neposredstvennogo preobrazovatelya častoty. Električestvo nr 1, 1978.
- [8] Bykov Ju.M., Vasilenko W.S.: Slučajnyj proces na vychode neposredstvennogo preobrazovatelya častoty pri sinusoidalnom upravlenii. Električestvo nr 11, 1979.
- [9] Chattopadhyay A.K., Rao T.J.: State - variable steady analysis of a phase controlled cycloconverter - induction motor drive. IEEE Trans. Ind. Appl. nr 3, 1979.
- [10] Chen M.M.: A microprocessor control of a three - pulse cycloconverter. IEEE. Trans. Ind. Electron. Control Instrum. nr 3, 1977.
- [11] Citko T.: Analityczne wyznaczanie przebiegów w stanie pracy ustalonej układu; maszyna indukcyjna - bezpośredni przemiennik częstotliwości o komutacji wewnętrznej. Archiwum Elektrotechniki, z. 2, 1981.
- [12] Citko T.: Sposób obliczania parametrów układu bezpośredniego przemiennika częstotliwości o komutacji naturalnej obciążonego maszyną indukcyjną przy ciągłym prądzie stojana. Archiwum Elektrotechniki, z. 3/4, 1983.
- [13] Citko T.: Analiza stanu pracy ustalonej maszyny indukcyjnej zasilanej z cyklokonwertora. Archiwum Elektrotechniki, z. 1/2, 1984.
- [14] Citko T., Dubowski M.: Zasilanie maszyny indukcyjnej z bezpośredniego przemiennika częstotliwości bez prądów wyrównawczych przy nieskojarzonych fazach wyjściowych. Archiwum Elektrotechniki, z. 4, 1984 (w druku).
- [15] Citko T. i inni: Zagadnienie częstotliwościowego sterowania silników klatkowych wielkiej mocy zasilanych poprzez bezpośredni przemiennik z komutacją naturalną. Wybrane podstawowe badania w dziedzinie elektrotechniki. Analiza i synteza układów elektromechanicznych. Instytut Elektrotechniki, Warszawa-Międzylesie 1983.
- [16] Citko T. i inni: Ocena możliwości statycznych i dynamicznych układów napędowych z maszyną indukcyjną klatkową zasilaną z cyklokonwertora. Wybrane podstawowe badania w dziedzinie elektrotechniki. Analiza i synteza układów elektromechanicznych. Instytut Elektrotechniki, Warszawa - Międzylesie 1984.
- [17] Citko T., Sikorski A.: Wyznaczanie napięcia wyjściowego bezpośredniego przemiennika częstotliwości bez prądów wyrównawczych w postaci wektora stanu. Zeszyty Naukowe Politechniki Białostockiej, nr 1, Białystok 1983.
- [18] Citko T., Sikorski A.: Stany przejściowe maszyny indukcyjnej zasilanej z cyklokonwertora jako źródła napięcia (wyniki modelowania cyfrowego). Materiały Konferencji Naukowo-Technicznej tom IV. Energoelektronika i maszyny elektryczne, Białystok 1984.
- [19] Citko T., Sikorski A.: Analiza układu napędowego z maszyną indukcyjną zasilaną z cyklokonwertora metodą wektorów przestrzennych. III Krajowa Konferencja Elektroenergetyczna Napędu Elektrycznego i Trakcji. Sekcja Napędu. Kraków, Wyd. AGH, 1984.
- [20] Daczhi X., Heydt G.T.: Harmonic power flow studies part I - formulation and solution. IEEE Trans on Power App. and Systems, nr 6, 1982.
- [21] Drukker S., Fainštein E.F.: Priamoje cyfrovoje upravljenje assinchronnym elektroprivodom s neposredstvennym preobrazovatelem častoty. Električestvo nr 11, 1984.
- [22] Dubowski M., Citko T.: Synteza układu wymuszania prądów fazowych maszyny asynchronicznej zasilanej z bezpośredniego przemiennika częstotliwości. Archiwum Elektrotechniki (w druku) z. 4, 1984.
- [23] Dubowski M.: Częstotliwościowe sterowanie silnikiem asynchronicznym zasilanym z bezpośredniego przemiennika częstotliwości metodą orientacji wektora prądu stojana. Praca doktorska. Biblioteka Główna Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1985.

- [24] Durnev E.M.: Vozmožnosti razširenija oblasti primenenija ciklokonvertornogo privoda šachnych mašin i mehanizmov, Moskva 1980. Moskovskij Gornjakovij Institut.
- [25] Figaro B.I., Gotowski B.S., Liss Z.A.: Tiristornyje ciklokonvertory. Minsk, Nauka i Technika, 1973.
- [26] Forster M.R., Boys J.T.: New cycloconverter for power-system high frequency links. IEE. Proc. Part. C. nr 3, 1983.
- [27] Gebhardt J., Schluter W., Weigand W.: Cycloconverter - feed drive for German-Deutch wind tunnel project. Siemens Power Eng. nr 7, 1980.
- [28] Gyugi L.: Reactive power generation and control by thyristor circuits. IEEE Trans. Ind. Appl. nr 5, 1979.
- [29] Gyugi L.: Power Factor of AC to AC power converters. IEEE Trans. Ind. Applic. nr 4, 1980.
- [30] Gyugi L., Pelly B.R.: Static power frequency changers theory performance and application. New York, Sydney, Toronto. John Wiley, 1976.
- [31] Handke A.: Moce elektryczne pobierane z elektroenergetycznej sieci zasilającej przez wybrane tyrystorowe prostowniki sterowane. Poznań 1983.
- [32] Holtgen G., Salzmann Th.: Power factor and current harmonics of cycloconverters operating in three-phase system. Siemens Forch-Entwicklugster, nr 3, 1978.
- [33] Ilin O.P., Nerov A.I.: Primenenije pereklučajuščich funkcij dla połučenija analitičeskogo Vyraženiya vychodnogo naprjaženija neposredstvennogo preobrazovatela častoty. Izv. VUZ, Energetika nr 9, 1978.
- [34] Isch K.: Anwenolung Getriebeleser Antriebe für grosse Rohrmöhlen. Brown Boveri Mitt, nr 10, 1977.
- [35] Inkov Iu.M., Maricev M.A., Czerov N.I.: Spektralnyj sostav vychodnogo naprjažaniya neposredstvennogo preobrazovatela častoty. Elektrotehnika nr 3, 1977.
- [36] Jacovides L.J.: Analysis of induction motor drives with a non-sinusoidal supply voltage using Fourier analysis. IEEE Trans. Ind. Applic. nr 6, 1976.
- [37] Jacovides L.J.: Analysis of a cycloconverter induction motor drive system allowing for stator current discontinuities. IEEE Trans. Ind. Applic. nr 2, 1973.
- [38] Januszewski S.: Tyrystory mocy w energoelektronice. Materiały Ogólnopolskiej Konferencji Energoelektroniki, Kazimierz nad Wisłą 1980.
- [39] Kamenckij B.G., Gnezdilov V.V.: Rabota tiristornogo neposredstvennogo preobrazovatela častoty na asynchronnyj dvigatel. Elektrotehnika nr 3, 1976.
- [40] Kardaszewicz J., Siwiński J., Paszek W., Zygmunt J.: Napędy samotoków zasilane z bezpośrednich przemienników częstotliwości. Przegląd Elektrotechniczny nr 8, 1974.
- [41] Korn G.A., Korn T.M.: Matematyka dla pracowników naukowych i inżynierów. PWN, Warszawa 1983.
- [42] Kravcov V.A.: Matematičeskoje modelirovanije neposredstvennogo preobrazovatela častoty s jestestvennoj komutaciej. Problemy techničeskoj elektrodinamiki nr 64, 1977.
- [43] Krykowski K.: Zastosowanie w cyklokonwertorze ujemnego napięciowego sprzężenia zwrotnego. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej - Elektryka nr 54, 1976.
- [44] Krykowski K.: Układy sterowania fazowego cyklokonwertorów. Prace LE. Ogólnopolska Konferencja Energoelektroniki, Kazimierz nad Wisłą 1980.
- [45] Krykowski K.: Zastosowanie regulatora o zmiennym czasie całkowania w obwodzie napięciowego sprzężenia zwrotnego układów sterowania cyklokonwertora. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej - Elektryka nr 75, 1981.
- [46] Kuczewski Z. i inni: Energoelektronika. Skrypt Politechniki Śląskiej. Gliwice 1977.
- [47] Langer J.: Umrichterspeisung von Synchronmotoren für Rohrmöhlen. Brown Boveri Mitt, nr 3, 1970.
- [48] Luciński J.: Układy z tyrystorami dwukierunkowymi. WNT, Warszawa 1982.
- [49] Miyairi S., Akagi M., Fukao T., Fujita M.: Equivalence in harmonics between cycloconverters and bridge converters. IEEE Trans. Ind. Applic. nr 1, 1979.
- [50] Murphy J.M.D.: Thyristor control of A.C. motors. London. Pergamon Press 1973.
- [51] Myrcik Cz.: Badania symulacyjne układu regulacji prądu wyjściowego bezpośredniego przemiennika częstotliwości. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej - Elektryka nr 84, 1983.
- [52] Nowicki R.: Niektóre aspekty analizy harmonicznego napięcia wyjściowego bezpośredniego przemiennika częstotliwości. Zeszyty Naukowe Politechniki Łódzkiej nr 68, 1980.
- [53] Paszek W., Zygmunt J., Siwiński J.: Tyrystorowy bezpośredni przemiennik częstotliwości do zasilania silnika asynchronicznego. Gospodarka Paliwami i Energią nr 2, 1970.
- [54] Pavelka L.: Vlastnosti a aplikační možnosti velkých stridavých regulovaných pohonů. Elektrotechnický Obzor, nr 9, 1979.
- [55] Pavlovič S.N.: Deistvujuščee značenie vychodnogo naprjaženija ciklokonvertora. Izv. VUZ, Energetika nr 9, 1979.
- [56] Pavlovič S.N.: K voprosu račeta krivyh toka i naprjaženija ciklokonvertora. Izv. VUZ, Elektromechanika nr 12, 1979.
- [57] Pelly R.B.: Tyrystorowe przekształtniki i cyklokonwertory. WNT, Warszawa 1976.
- [58] Popławski E.: Analiza przewodzenia i sposób sterowania przemiennika częstotliwości zasilanego w układzie bez prądów wyrównawczych. Przegląd Elektrotechniczny nr 6, 1970.

- [59] Popławski E.: Analiza układu napędowego nawrotnego z prze-
miennikiem tyrystorowym częstotliwości o komutacji zewnętrznej.
Przegląd Elektrotechniczny nr 9, 1974.
- [60] Pridathov A.Z., Ischakov A.S.: Ustojčivost ventilnych
preobrazovatelej s sistemoj upravlenija integralnogo tipa. Elek-
tričestvo nr 10, 1977.
- [61] Puchała A.: Dynamika maszyn i układów elektromechanicznych.
PWN, Warszawa 1977.
- [62] Rajan S.D., Jacovides L.B., Levis W.A.: Digital simu-
lation of high performance ac drive system. IEEE Trans. Ind.
Appl. nr 3, 1974.
- [63] Rutmanis L.A., Dreimanis Ja.P., Aržanik O.J.: Spo-
soby upravlenija preobrazovatelami častoty s neposredstven-
noj svjazju i iskusvennoj komutaciej. Riga. Izd. "Zinatne", 1976.
- [64] Salzmann Th.: Cycloconverters and automatic control of ring
motors driving tube mills. Siemens. Rev. nr 1, 1978.
- [65] Shimer D.W., Jacovides L.J.: An improved triggering met-
hod for a high power cycloconverter - induction motor - drive.
IEEE Trans. Ind. Appl. nr 5, 1979.
- [66] Slezanovskij O.B. i inni: Sovremennoje sostojanie i per-
spektyvy razvitiya elektroprivodov peremennogo toka s pre-
obrazovatelami častoty s neposredstvennoj svjazju. Električestvo
nr 11, 1973.
- [67] Sidor T., Zalas J.: Błędy przyrządów elektromagnetycznych
przy pomiarach wartości skutecznych przebiegów silnie od-
kształconych. Pomiary Automatyka Kontr., nr 2, 1977.
- [68] Siwiński J.: Bezpośredni tyrystorowy przełącznik częstotliwo-
ści w zastosowaniu do zasilania samotoków hutniczych. Praca
doktorska. Gliwice 1971. Biblioteka Politechniki Gliwickiej.
- [69] Sołbut A.: Krzywa wzbudzenia symetrycznych maszyn asyn-
chronicznych wielofazowych przy zniekształconym napięciu za-
silającym. Materiały Konferencji Naukowo-Technicznej, t. IV.
Energoelektronika i Maszyny Elektryczne. Politechnika Białosto-
cka. Białystok 1984.
- [70] Späth M. Karlsruhe: Analyse der Ausgangsspannung obs ge-
stenert betriebenen Direktumrichters mit Hilfe von Ortskurven.
Archiv für Elektrotechnik nr 3, 1980.
- [71] Späth M., Pacas J.M.: Berechnung der Drehmomentharmoni-
schen einer über Stromzwischen kreisumrichter mit nichtglatten
zwischenkreisstrom gespeisten Drehstromasynchronmaschine. Archiv
für Elektrotechnik nr 1/2, 1982.
- [72] Supronowicz H.: Poprawa współczynnika mocy układów prze-
kształtkowych. WNT, Warszawa 1981.
- [73] Szklarski L., Strychasz J.: Automatyka napędów górni-
cznych. Cz. I. Kraków 1980.
- [74] Szklarski L., Jaracz K.: Sterowanie i regulacja w napę-
dach elektrycznych. Automatyka Napędów Górniczych. Kraków
1983.
- [75] Szklarski L., Jaracz K.: Zastosowanie rachunku opera-
torowego Laplace'a do zagadnień napędu elektrycznego. PWN,
Warszawa 1984.
- [76] Tadakuma S., Tamura Y.: Current response in six-phase
and twelve - phase cycloconverters. IEEE Trans. Ind. Appl.
nr 4, 1979.
- [77] Tunia H., Kaźmierkowski M.P.: Podstawy automatyki
napędu elektrycznego. PWN, Warszawa 1978.
- [78] Tunia H., Winiarski B.: Podstawy energoelektroniki. WNT,
Warszawa 1980.
- [79] Woodford D.A., Gole A.M., Menzies R.W.: Digital si-
mulation of dc link and a.c. machines. IEEE Trans. on PAS.
nr 6, 1983.
- [80] Worcaster A.E.: Energetical faktors in power systems with
nonlinear loads. Archiv für Elektrotechnik nr 3, 1977.
- [81] Vaniček L.: Měření neharmonických elektrických veličin v
elektrotechnických systémech. Energetika, z. 5, 1978.
- [82] Žemerov G.G.: Vlijanie preobrazovatelej častoty s neposred-
stvennoj svjazju na pitajščuju set. Električestvo nr 4, 1968.
- [83] Žemerov G.G.: Metod analiza krivoj vychodnogo naprjaženija
preobrazovatelya častoty s neposredstvennoj svjazju. Elektri-
čestvo nr 8, 1970.
- [84] Žemerov G.G., Koliandr I.L.: Pervičnyje toki i energeti-
českije sootnošenija preobrazovatelya častoty s neposredstven-
noj svjazju. Električestvo nr 7, 1977.

НЕПОСРЕДСТВЕННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ ТЕОРИЯ И ПРИМЕНЕНИЕ В ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ

Резюме

В статье представлен метод анализа и синтеза непосредственных преобразователей частоты в применении к приводной системе с асинхронным двигателем с беличей клеткой, при принятой непрерывности выходного тока и мгновенной коммутации вентилей преобразователя.

Разработанная, общая для разных типов, векторная модель преобразователя, послужила к имитации электромагнитических процессов, как в статических так и переходных состояниях работы схемы. Эта модель была тоже использована для вычисления входных значений преобразователя в виде входного тока, а также входного коэффициента сдвига и входного коэффициента мощности.

Рассуждения проводятся для характерных видов непосредственных преобразователей, так с натуральной, как и с искусственной коммутацией в случае регуляции выходного напряжения преобразователя методом модуляции времени проводимости управляющих ключей.

Имитация переходных процессов проводится в случае управления индуктивной машины методом ориентации вектора напряжения управляющего преобразователем, представленным в настоящей работе.

Теоретические рассуждения и результаты цифровых вычислений поддержаны экспериментальными исследованиями электропривода с непосредственным преобразователем частоты при натуральной коммутации.

AC TO AC CONVERTERS. THEORY AND APPLICATION IN ELEKTRIC DRIVES

Summary

In the paper, a method is presented of analysis and synthesis of ac to ac converters applied to induction squirrel-cage motor drive systems assuming continuity of output current and neglected time of converter commutation.

A vector model of the converter, generalized for different variations, served for simulation of electromagnetic processes in both steady and transient states of the system operation. This same model was used for calculating the converter input magnitudes in the form of input current and input displacement factor as well as the input power factor. The characteristic variations of ac to ac converters with natural and forced commutation were discussed in the case of controlling the converter output voltage by the method of modulating the switch conducting periods.

The simulation of transient processes was carried out by a method, proposed for cases of controlling induction motors, which consists in orientation of the voltage vector of the controlling converter. The theoretical discussion and the results of computer calculations were based on experimental studies of a drive system with a naturally commutated cycloconverter.