

IE|PD|1|05



Uniwersytet Zielonogórski
Wydział Elektrotechniki, Informatyki i Telekomunikacji

ROZPRAWA DOKTORSKA

mgr inż. Adam Nocolak

ANALIZA I BADANIE PRZEKSZTAŁTNIKÓW MATRYCOWYCH W UKŁADACH ELEKTROENERGETYCZNYCH

Promotor: prof. dr hab. inż. Ryszard Strzelecki

Zielona Góra 2005

SPIS TREŚCI	1
Wstęp	2
1. Modelowanie układowo-energetycznych w sieciach elektroenergetycznych	3
1.1. Minimalizacja skutków awaryjnych w sieciach elektroenergetycznych	3
1.2. Poprawa parametrów napięcia w sieciach	14
1.3. Stwierdzenie przyczyn awaryjnych i awaryjnych wyłączeń	17
1.4. Podsumowanie	21
2. Teoria i analiza pracy	24
2.1. Podstawowe algorytmy sterowania	25
2.2. Metody wektorowe	26
2.3. Metody sinusoidalne	30
2.4. Metoda klasyczna metody kątów fazowych	33
2.5. Podsumowanie	35
3. Stwierdzenie przekształtnika matrycowego przy sterowaniu sinusoidalnym	37
3.1. Zasilanie i obciążenie symetryczne	37
3.2. Praca PM przy niepełnym zasilaniu	41
3.3. Praca PM przy niepełnym obciążeniu	52
3.4. Praca PM przy odkształconym napięciu zasilania	54
3.5. Podsumowanie	58
4. Modelowanie topologii przekształtników matrycowych	61
4.1. PM z transformatorem w wysokiej częstotliwości	61
4.2. Przekształtnik matrycowy o jednoczesnym wyłączeniu wszystkich elementów	63
4.3. Podsumowanie	64
5. Wykorzystanie przekształtników matrycowych w sieciach elektroenergetycznych	66
5.1. Kompensacja mocy biernej	66
5.2. Poprawa parametrów napięcia w sieciach przesyłowych	70
5.3. Wspomaganie przepływu mocy z przekształtników matrycowych	74
5.4. Zintegrowane systemy sterowania na sztywnych półprzewodnikach	104
5.5. Współpraca przekształtnika matrycowego i generatora energii elektrycznej	114
5.6. Kompensacja nadmiernej mocy aktywnej z zastosowaniem przekształtnika matrycowego	118
5.7. Sterowanie wiatru i analiza pracy	121
5.8. Analiza warunków pracy	125
5.9. Podsumowanie	126
6. Wnioski	127
7. Bibliografia	128

Bardzo dziękuję panu
prof. dr hab. inż. Ryszardowi Strzeleckiemu
za pomoc, cenne sugestie oraz wyrozumiałość
i cierpliwość okazaną mi przy pisaniu pracy

SPIS TREŚCI	1
Wykaz oznaczeń	2
Wstęp	4
1. Zastosowanie układów energoelektronicznych w sieciach elektroenergetycznych	8
1.1. Minimalizacja skutków oddziaływania odbiornika na sieć	9
1.2. Poprawa parametrów napięcia zasilającego	14
1.3. Sterowanie przesyłem mocy i sprężgi międzysystemowe	17
1.4. Podsumowanie	21
Cel, tezy i zakres pracy	24
2. Podstawowe algorytmy sterowania	25
2.1. Modulacja wektorowa	26
2.2. Modulacja sinusoidalna	30
2.3. Metoda skalarna modulacji szerokości impulsów	33
2.4. Podsumowanie	35
3. Właściwości przekształtnika matrycowego przy sterowaniu sinusoidalnym	37
3.1. Zasilanie i obciążenie symetryczne	37
3.2. Praca PM przy niesymetrii zasilania	41
3.3. Praca PM przy niesymetrii obciążenia	52
3.4. Praca PM przy odkształconym napięciu zasilania	56
3.5. Podsumowanie	58
4. Niekonwencjonalne topologie przekształtników matrycowych	63
4.1. PM z transformatorem wysokiej częstotliwości.	63
4.2. Przekształtnik matrycowy o jednostkowym współczynniku modulacji amplitudy	83
4.3. Podsumowanie	84
5. Wykorzystanie przekształtników matrycowych w sieciach elektroenergetycznych	86
5.1. Kompensacja mocy biernej	86
5.2. Poprawa parametrów napięcia w liniach promieniowych	90
5.3. Sterownik przepływu mocy z przekształtnikiem matrycowym	99
5.4. Sprzęganie systemów pracujących na różnych częstotliwościach	104
5.5. Współpraca przekształtnika matrycowego z generatorami energii elektrycznej	114
6. Koncepcje modernizacji węzła energetycznego z zastosowaniem PM	122
6.1. Struktura węzła i analiza przepływu mocy	122
6.2. Analiza wariantów poprawy przepływu mocy z zastosowaniem PM	123
6.3. Podsumowanie	131
7. Wnioski	132
Spis literatury	134

Wykaz oznaczeń

Symbole

E	- siła elektromotoryczna
U_z	- napięcie źródłowe
U_{im}	- amplituda napięcia wejściowego
U_{om}	- amplituda napięcia wyjściowego
Θ_i	- faza przebiegu wejściowego
Θ_o	- faza przebiegu wyjściowego
φ_m	- kąt funkcji modulującej
φ_o	- kąt między napięciem i prądem wyjściowymi
φ_i	- kąt między napięciem i prądem wejściowymi
m	- funkcja modulująca
u	- wartość chwilowa napięcia
i	- wartość chwilowa prądu
t	- czas
p	- głębokość modulacji
I_z	- prąd źródłowy
I_p	- prąd obwodu pośredniczącego
I_o	- prąd odbiornika
I_{Fi}	- prąd wejściowy falownika
I_{Fo}	- prąd wyjściowy falownika
U_D	- napięcie dodawcze
U_p	- napięcie obwodu pośredniczącego
U_S	- napięcie systemu (źródła)
ω_i	- pulsacja wejściowa
f_i	- częstotliwość wejściowa
ω_o	- pulsacja wyjściowa
f_o	- częstotliwość wyjściowa
f_{wcz}	- częstotliwość łączy transformatora w.cz.
f_N	- częstotliwość nośna przekształtnika matrycowego sterowanego metodą PWM
f_s	- częstotliwość przełączeń w przekształtnikach UFC i SSFC.
m_+	- funkcja modulująca sumacyjna
m_-	- funkcja modulująca różnicowa
B_+	- współczynnik modulacji amplitudy funkcji modulującej sumacyjnej
B_-	- współczynnik modulacji amplitudy funkcji modulującej różnicowej

$[U_o]$	- wektor napięć wyjściowych
$[U_i]$	- wektor napięć wejściowych
$[I_o]$	- wektor prądów wyjściowych
$[I_i]$	- wektor prądów wejściowych
$[M]$	- macierz łączy
$[M_+]$	- macierz łączy składająca się z funkcji modulujących sumacyjnych
$[M_-]$	- macierz łączy składająca się z funkcji modulujących różnicowych
$i=1,2,3$	
$j=1,2,3$	
P	- moc czynna
Q	- moc bierna przesunięcia fazowego
S	- moc pozorna
Q_L	- moc bierna indukcyjna
Q_C	- moc bierna pojemnościowa
R_L	- rezystancja linii
X_L	- reaktancja linii
C	- pojemność

Indeksy

$0,1,2$	- składowe zerowa, zgodna, przeciwna napięcia lub prądu
A,B,C	- wielkości wejściowe
a,b,c	- wielkości wyjściowe

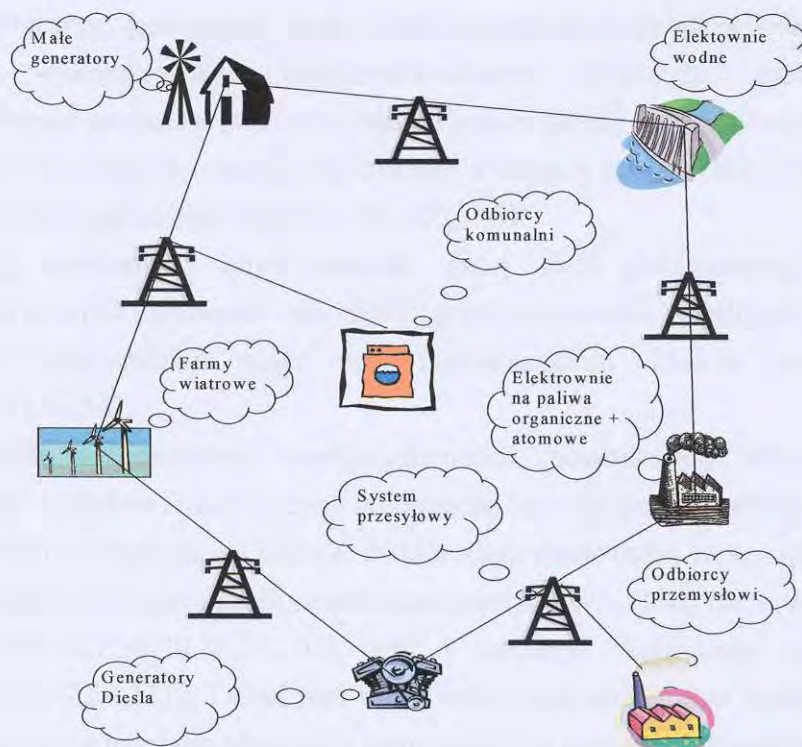
Skróty

PM	- przekształtnik matrycowy
PWM	- (Pulse Width Modulation) modulacja szerokości impulsów
IGBT	- (Isolated Gate Bipolar Transistor) tranzystor z izolowaną bramką
MC	- (Matrix Converter) przekształtnik matrycowy
UPFC	- (Unified Power Flow Controller) zintegrowany sterownik przesyłu mocy
THD	- (Total Harmonic Distortion) współczynnik zawartości harmonicznym
UFC	- Unrestricted Frequency Changer
SSFC	- Slow Switching Frequency Changer
BMC	- Bridge Matrix Converter

WSTĘP

Decentralizacja systemu energetycznego, wynikająca z rynkowego podejścia do energii elektrycznej, powoduje wzrost zainteresowania układami regulującymi przepływ energii w systemie energetycznym. Założenia rynku bilansującego energię w Polsce określają, że bilansowaniu podlega energia czynna. Przepływ energii regulować można poprzez zmianę parametrów napięcia źródła oraz poprzez zmianę parametrów linii przesyłowych. Na dzień dzisiejszy nie wszyscy uczestnicy rynku energii mają wpływ na przepływ energii przez sieć. Oznacza to, że koszty związane ze stratami spowodowanymi zbędną cyrkulacją energii biernej w systemie pokrywają właściciele sieci. Wykorzystanie układów umożliwiających sterowanie przesyłem energii umożliwia zmniejszenie strat sieciowych. Zagadnienia te nabierają szczególnego znaczenia jeśli weźmie się pod uwagę dążenie do coraz szerszego wykorzystania odnawialnych źródeł energii [19,26,28,38,39,79,88]. Spowoduje to wzrost ilości urządzeń wytwórczych przy czym część z nich oznacza się dużymi, nie zawsze w pełni przewidywalnymi, wahaniami mocy wydawanej do systemu (elektrownie wiatrowe). Do chwili obecnej w Polsce występują pojedyncze elektrownie wiatrowe, budowa farm o mocach rzędu 100MVA, postawi nowe wymagania w zakresie efektywnego zarządzania systemem energetycznym, szczególnie w zakresie sterowania przesyłem energii.

Zwiększenie udziału energii ze źródeł odnawialnych do wartości kilkunastu procent oznacza przejście do systemu o generacji rozproszonej, gdzie ilość wytwórców liczy się w setkach (Rys.1.).



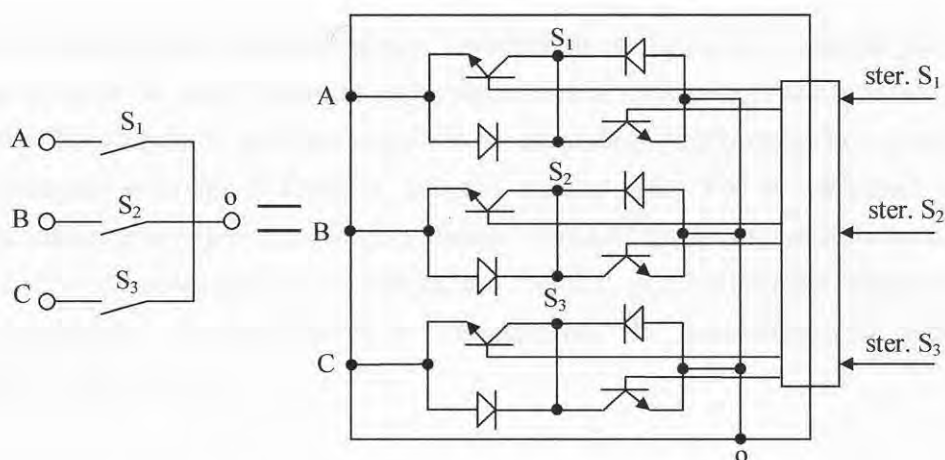
Rys.1. System energetyczny z generacją rozproszoną.

Wymienione czynniki znacznie skomplikują pracę sieci. Pojawienie się wielu wytwórców spowoduje „rozmycie” odpowiedzialności za stabilność parametrów systemu takich jak poziomy napięcia, częstotliwość, moce zwarciove, szczególnie jeśli weźmie się pod uwagę brak możliwości dokładnego planowania produkcji energii elektrycznej w niektórych systemach wytwarzania (szczególnie dotyczy to elektrowni wiatrowych). Te negatywne zjawiska szczególnie uwidaczniają się w konfrontacji z coraz większymi wymaganiami w zakresie jakości energii elektrycznej spowodowanymi stosowaniem zaawansowanych technologii u odbiorców energii. Wyrazem wzrostu zainteresowania jakością energii jest wprowadzenie w Polsce normy PN-EN 50160 „Parametry napięcia zasilającego”. Norma ta definiuje szereg parametrów napięcia do tej pory nie uwzględnianych przez energetykę zawodową. Jako przykład można rozważyć współczynnik niesymetrii napięcia. Do tej pory zagadnienie niesymetrii rozpatrywane było przez energetyków w zakładach energetycznych przede wszystkim przez pryzmat równomiernego obciążenia przewodów linii zasilających celem wyeliminowania nadmiernego obciążenia przewodu PEN. Dopóki nie występują problemy z przegrzewaniem elementów sieci (kable, linie napowietrzne, transformatory) sytuację uważa się za poprawną przy czym jedyną stosowaną metodą poprawy symetrii zasilania jest symetryzacja obciążenia. Z uwagi jednak na przewagę odbiorników jednofazowych w sieciach nn działanie takie ma umiarkowaną skuteczność. Zdefiniowanie współczynnika niesymetrii dla napięcia zasilania wymusza zmianę podejścia do tego zagadnienia.

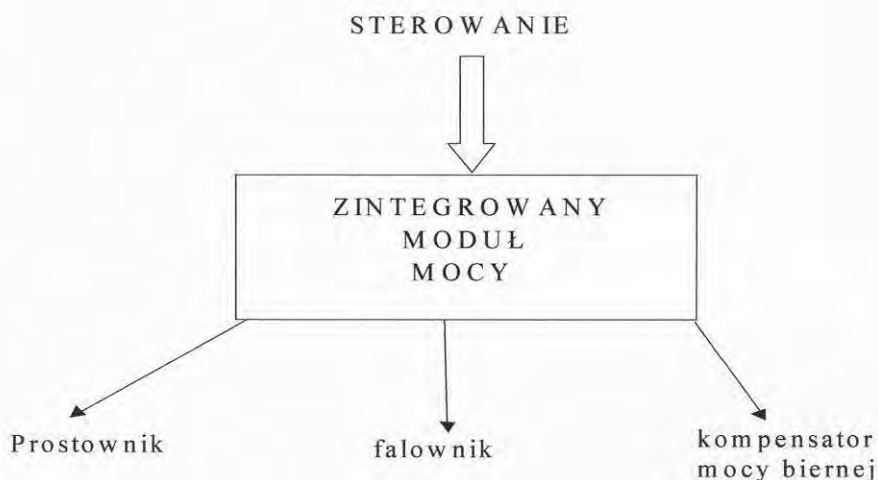
Kolejnym czynnikiem, zmieniającym w istotny sposób warunki pracy sieci elektroenergetycznej, jest wzrost liczby wykorzystywanych układów energoelektronicznych. Urządzenia wykorzystujące półprzewodnikowe przyrządy mocy, umożliwiając zautomatyzowanie procesów produkcyjnych, z jednej strony w istotny sposób przyczyniły się do lepszego wykorzystania energii elektrycznej z drugiej strony, jako odbiorniki nieliniowe, negatywnie oddziałują na sieć [65,73,81,92,102,113].

Wyżej wymienione nowe warunki pracy sieci elektroenergetycznej wymuszają poszukiwania nowych rozwiązań umożliwiających utrzymanie stabilnych parametrów energii elektrycznej. Duże nadzieje wiąże się z zastosowaniem układów energoelektronicznych [1,2,3,12,17,47,51,54].

Masowe wykorzystanie energoelektroniki spowodowało tendencję do budowy uniwersalnych modułów zawierających pojedyncze łączniki bądź struktury mostkowe (Rys.2.) [9,15,23,49,50,61]. Budowa łączników dwukierunkowych dużej mocy spowodowała rozwój badań nad układem zwanym przekształtnikiem matrycowym (PM) tak w zakresie algorytmów sterowania [4,5,6,7,20,29,30,34,103] jak i strategii komutacji łączników matrycy [13,14,18,27,33,42,57,111]. Układ taki może realizować różnorakie funkcje jedynie poprzez zastosowanie odpowiedniego algorytmu sterowania bez ingerencji w topologię (Rys.3.).



Rys.2. Zintegrowany moduł mocy.



Rys.3. Zastosowanie przekształtnika matrycowego.

W dotychczasowych pracach dotyczących przekształtników matrycowych (PM), mimo podkreślania uniwersalności topologii, ograniczono, z nielicznymi wyjątkami [16,35,37,55], proponowane zastosowania do sterowania układów napędowych z silnikami asynchronicznymi (przełączniki częstotliwości) [20,41,48,106,107,108]. Zdaniem autora istnieje możliwość rozszerzenia obszaru zastosowań PM o układy poprawiające pracę sieci elektroenergetycznej.

W niniejszej rozprawie na podstawie własnych badań analitycznych i symulacyjnych, przeglądu literatury oraz w oparciu o wyniki pomiarów w sieci dystrybucyjnej dokonano systematycznej oceny możliwości i właściwości zastosowania przekształtników matrycowych w sieciach elektroenergetycznych.

W punkcie 1. omówiono podstawowe obszary zastosowań układów energoelektronicznych w sieciach elektroenergetycznych dla których przedstawiono rozwiązania układowe. Zaproponowano alternatywne rozwiązania oparte na układzie przekształtnika matrycowego. W punkcie 2. przedstawiono wybrane algorytmy sterowania PM. Punkt 3. zawiera analizę właściwości struktury matrycowej dla wybranego algorytmu

sterowania ze szczególnym uwzględnieniem niesymetrii obciążenia i zasilania jako sytuacji często występujących w pracy systemu energetycznego a rzadko omawianych w literaturze [21,48,66,110]. W punkcie 4. opisano zmodyfikowane układy przekształtników matrycowych wraz z algorytmami sterowania. Punkt 5. dotyczy analizy pracy PM w układach służących poprawie warunków pracy systemu energetycznego. Punkt 6. zawiera wnioski końcowe.

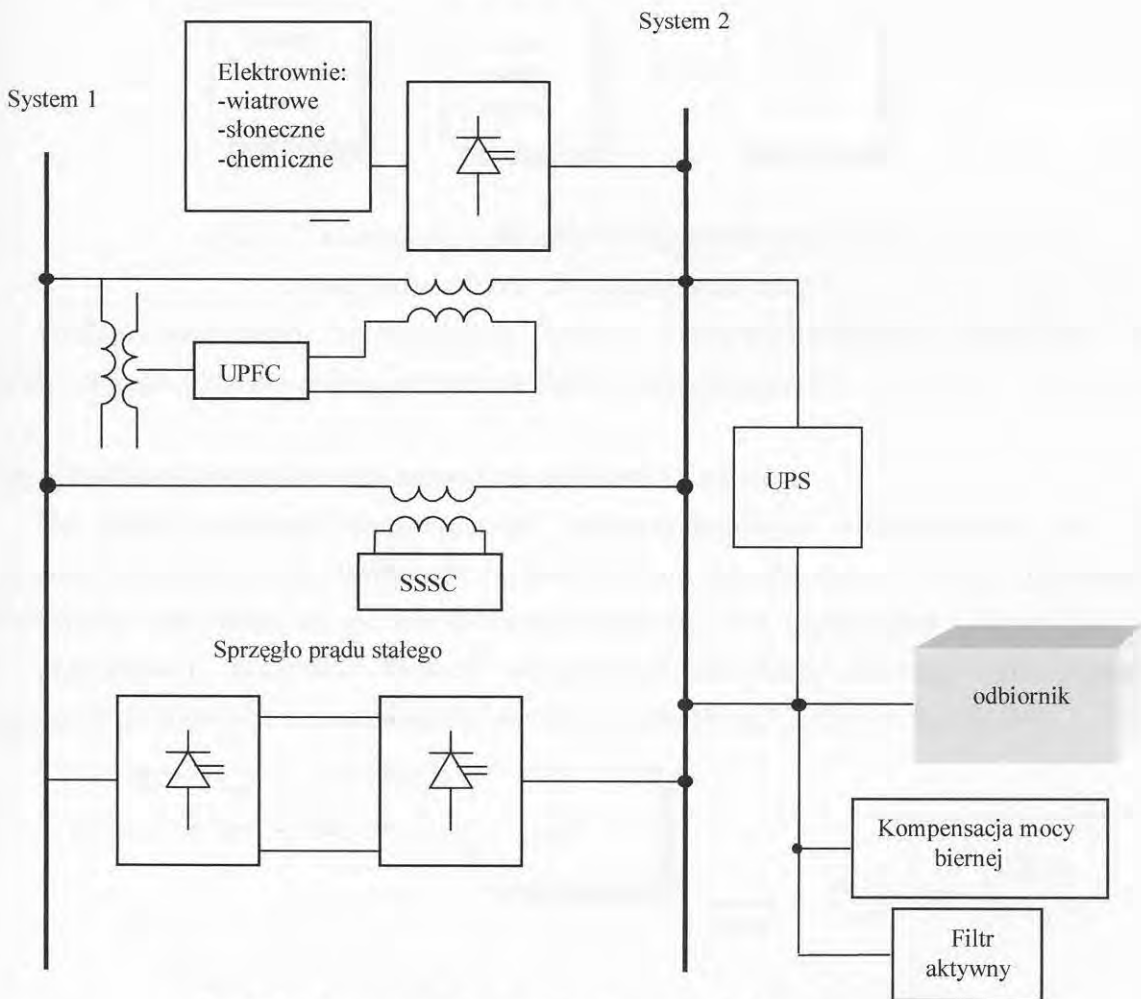
Do badań symulacyjnych wykorzystano model przekształtnika matrycowego z idealnymi łącznikami dwukierunkowymi dostępnymi w standardowych bibliotekach programu MATLAB/Simulink.

1. ZASTOSOWANIE UKŁADÓW ENERGEOELEKTRONICZNYCH W SIECIACH ELEKTROENERGETYCZNYCH.

Opisane we Wstępie zmiany w funkcjonowaniu systemu energetycznego spowodowały poszukiwania nowych metod kontroli pracy systemu energetycznego wynikiem których są układy FACTS (Flexible AC Transmission System) [32,36,44,59] mające zapewnić stabilizację parametrów napięcia oraz optymalizację przesyłu energii poprzez wykorzystanie ich do:

- kompensacji mocy biernej [24,37,51,75];
- filtracji harmonicznych [53];
- sterowania przesyłem mocy [31,43,71,76,77,78,80,89,98];
- bezprzerwowego zasilania (układy UPS);
- stabilizacji i symetryzacji napięcia [99];
- sprzęgania systemów elektroenergetycznych [90, 109].

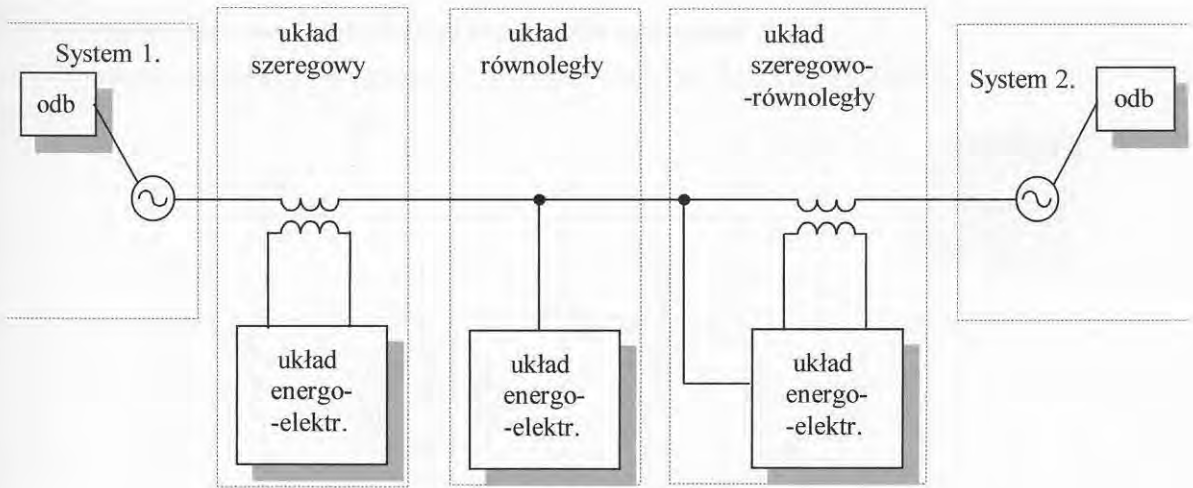
Wymienione obszary zastosowań obrazuje Rys.1.1.



Rys.1.1. Zastosowanie urządzeń energoelektronicznych w układach elektroenergetycznych.

Jednocześnie, dostrzegając, że źródłem zakłóceń są odbiorniki (generatory generują napięcia praktycznie sinusoidalne i symetryczne), dużą wagę przywiązuje się do linearyzacji charakterystyk prądowo-napięciowych odbiorników oraz do opracowania układów minimalizujących negatywne oddziaływanie odbiornika na sieć [21,22,69,70]. W wymienionych wyżej obszarach proponuje się szerokie wykorzystanie energoelektroniki.

Układy energoelektroniczne wykorzystywane w systemach elektroenergetycznych mogą być włączone do sieci szeregowo, równolegle oraz szeregowo-równoległe (Rys.1.2.) [93,94].

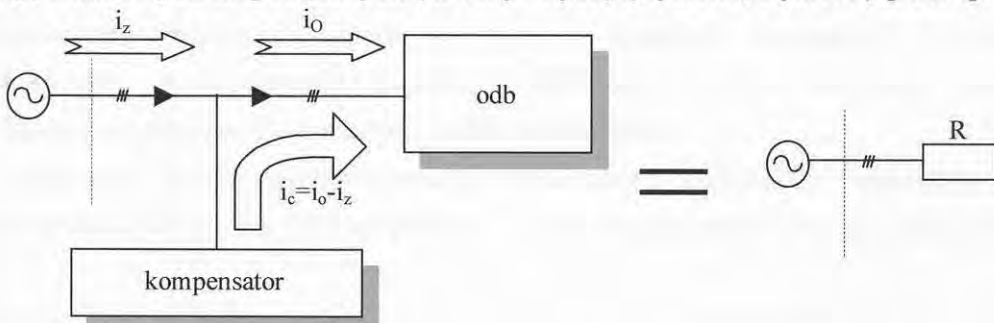


Rys.1.2. Klasyfikacja układów energoelektronicznych ze względu na sposób włączenia do sieci.

Poniżej omówiono najważniejsze układy energoelektroniczne stosowane lub przewidywane do zastosowania w systemach elektroenergetycznych.

1.1. Minimalizacja skutków oddziaływania odbiornika na sieć.

Od strony systemu energetycznego najkorzystniejszym rozwiązaniem jest, by przyłączone odbiorniki były liniowymi, symetrycznymi rezystancjami. W tym przypadku oddziaływanie odbiornika na system elektroenergetyczny jest najmniejsze (najmniejsze są straty przesyłowe). Wszystkie metody kompensacji zmierzają do tego celu poprzez kompensację składowych niepożądanych (nieaktywnych) (Rys.1.3.; Rys.1.4.) [93,94].



Rys.1.3. Założenie minimalizacji oddziaływania odbiornika na sieć.

$$u_z = U_z \cdot \sin(\omega t) \quad (1.1)$$

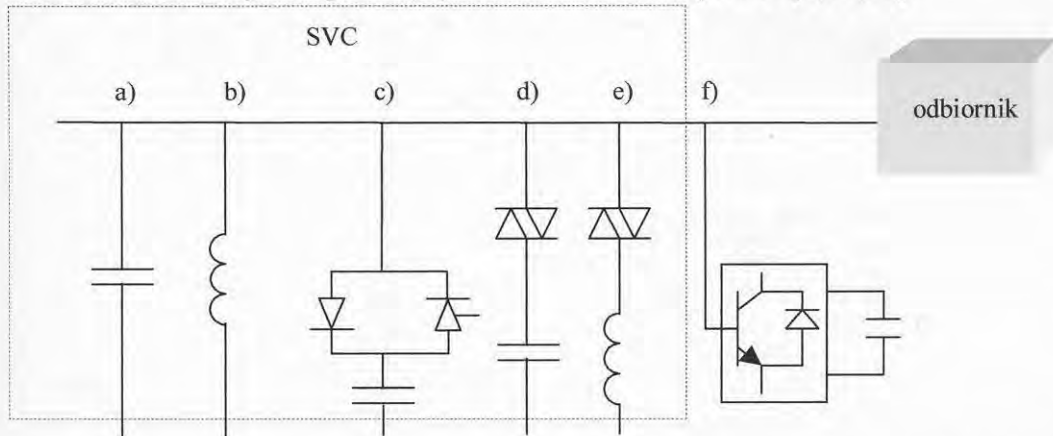
$$I_o = I_{loc} + I_{lob} + \sum_{n=2}^{\infty} I_{on} \quad (1.2)$$



Rys.1.4. Rozkład prądu odbiornika na składowe czynną i niaktywne.

1.1.1. Kompensacja mocy biernej przesunięcia fazowego.

Stosowane układy kompensacji przedstawiono na Rys.1.5. [1,24,75].



Rys.1.5. Kompensacja mocy biernej przesunięcia fazowego odbiornika: *Static Var Compensator*: c), d) *Thyristor Switched Capacitor*, e) *Thyristor Controlled Reactor*; f) *STATCOM*.

Najstarszym rozwiązaniem, stosowanym do dzisiaj, są baterie kondensatorów. Zalety tego rozwiązania to:

- bezobsługowość;
- duża sprawność;
- niski koszt zakupu i instalacji.

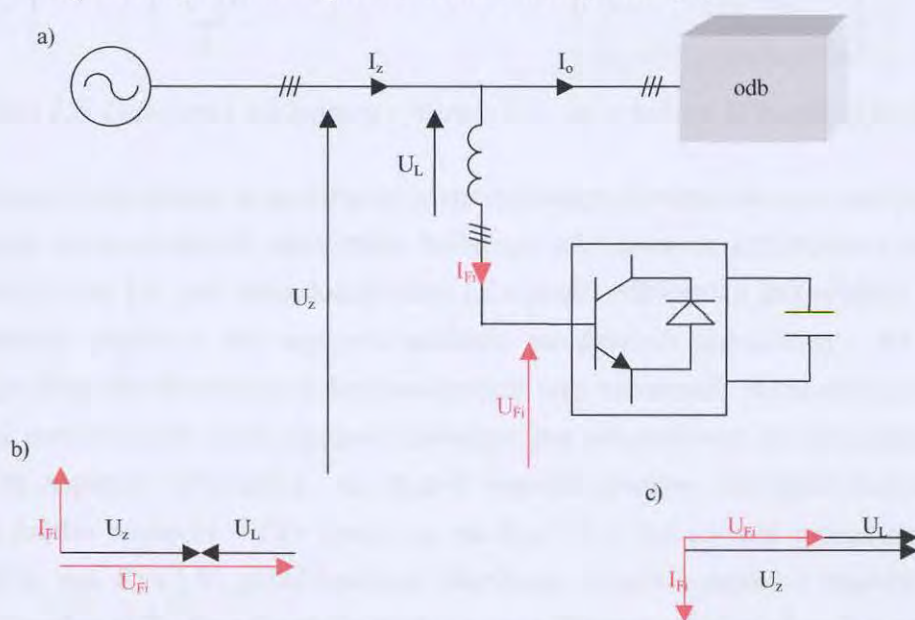
Do wad należy zaliczyć:

- z uwagi na impedancję sieci dodanie kondensatora tworzy, z indukcyjnością sieci, układ rezonansowy, co należy uwzględnić przy projektowaniu układów tego typu;
- zakłócenia przy włączaniu baterii do sieci w układach automatyki z łącznikami mechanicznymi spowodowane brakiem możliwości wyboru momentu załączania kondensatora w zależności od napięć kondensatora i sieci;
- przy zabudowie baterii wielostopniowej konieczność rozbudowy rozdzielni. Z tego względu rzadko stosuje się wielostopniowe baterie kondensatorów na napięcia powyżej 1 kV.

Częściowe wyeliminowanie wad można osiągnąć poprzez zastosowanie łączników energoelektronicznych. Dużo większa prędkość działania w porównaniu z łącznikami

mechanicznymi pozwala na precyzyjne określenie momentu włączenia kondensatora. Przy włączeniu w chwili, gdy napięcie kondensatora równe jest napięciu sieci nie występuje uderzenie prądowe. Tak działają łączniki diodowo-tyrystorowe. Przy układach TCR możliwe jest regulowanie prądu dławika przy czym, przy zastosowaniu łączników o komutacji fazowej przy kątach wysterowania poniżej współczynnika mocy odbiornika układ pobiera, oprócz składowej przesunięcia fazowego, składowe harmoniczne niskiego rzędu na skutek nieciągłości prądu przy małych kątach wysterowania [8].

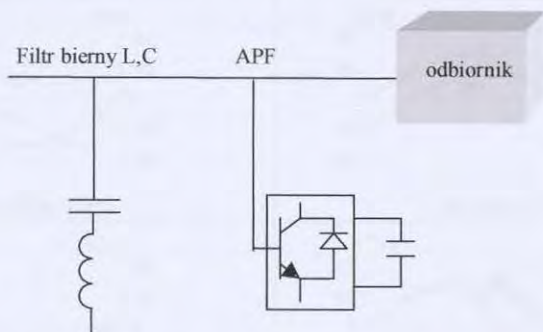
Układ STATCOM umożliwia płynną regulację mocy biernej indukcyjnej i pojemnościowej. Zasadę działania przedstawiono na Rys.1.6. [8]



Rys.1.6. Kompensacja mocy biernej w układzie równoległego APF: a) schemat układu; b) pobór Q_L ; c) pobór Q_C

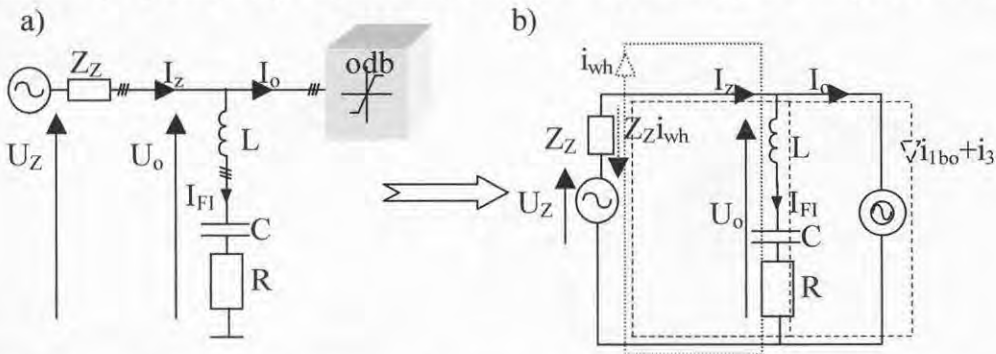
1.1.2. Filtracja harmonicznych prądów odbiornika z kompensacją mocy biernej przesunięcia fazowego.

Układy równoległe filtracji prądów harmonicznych odbiornika przedstawiono na Rys.1.7. [94].



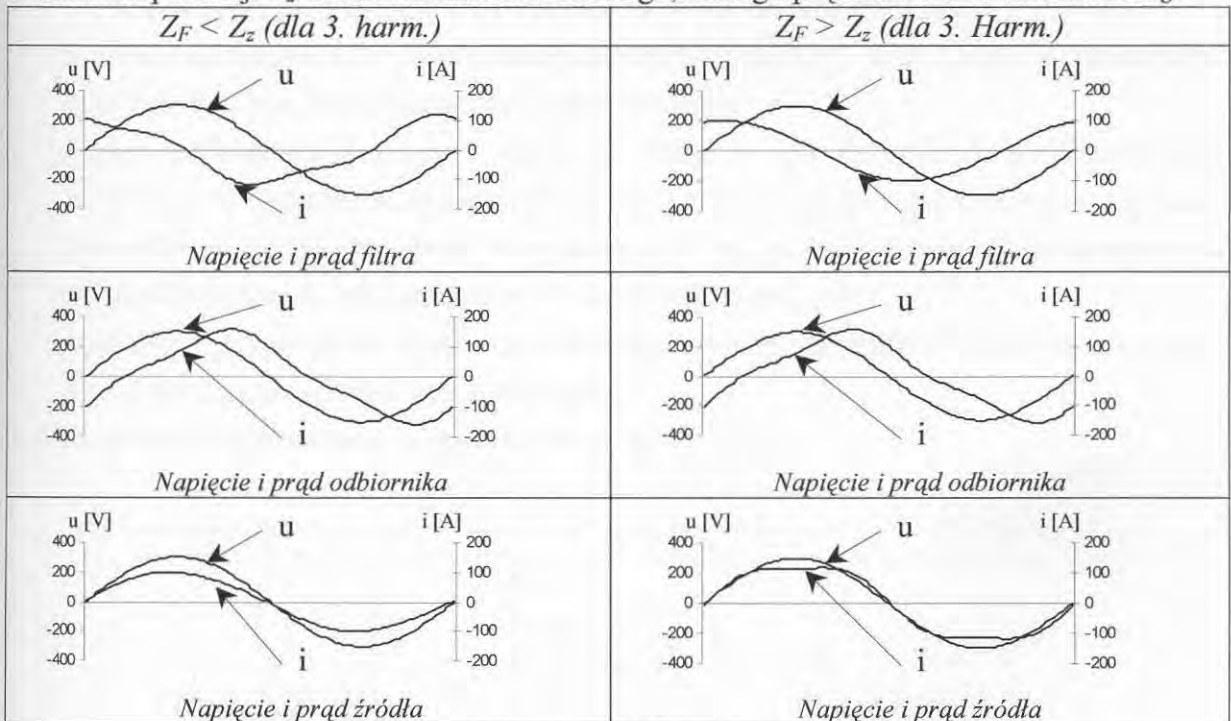
Rys.1.7. Układy filtrów prądów wyższych harmonicznych.

W filtrach harmonicznych L,C stosuje się tyle gałęzi ile harmonicznych ma zostać wyeliminowanych. Pojemnościowy charakter gałęzi L,C przy częstotliwościach mniejszych od rezonansowej wykorzystuje się do kompensacji mocy biernej przesunięcia fazowego [99].



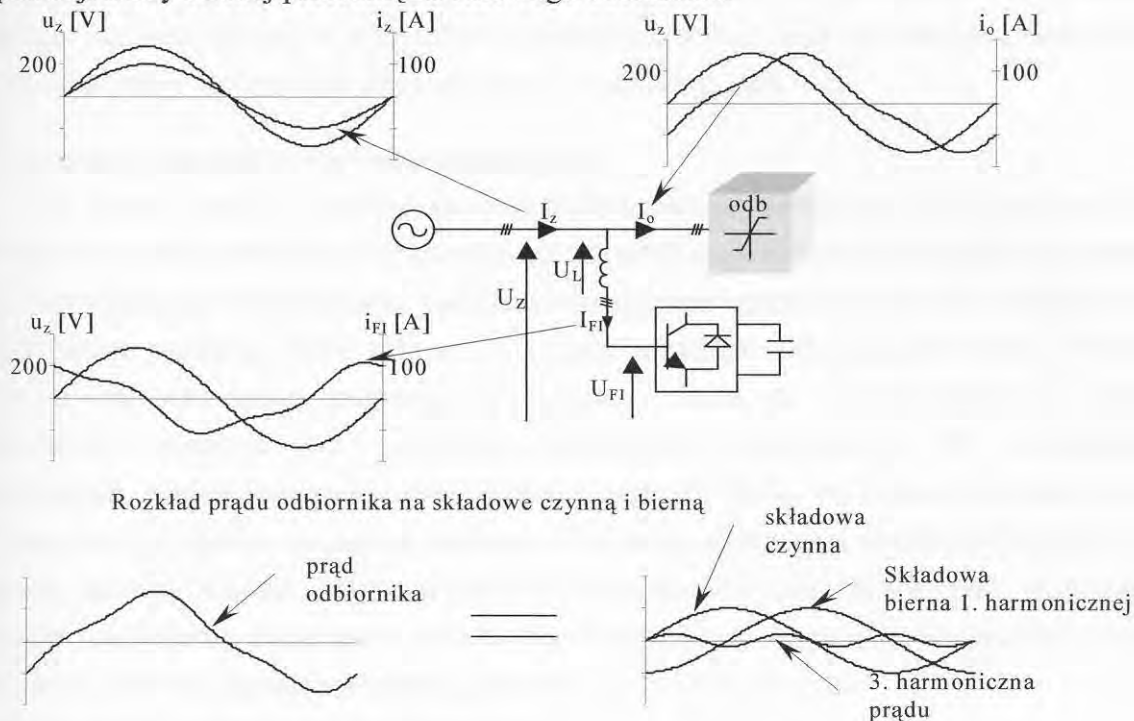
Rys.1.8. Odbiornik nieliniowy z filtrem L,C: a) schemat, b) rozptył prądów.

Wady takiego rozwiązania to możliwość niepotrzebnego obciążenia sieci energią bierną filtra (np. filtracja harmonicznych odbiornika będącego nieliniowym rezystorem) oraz zależność skuteczności filtra L,C od impedancji sieci (dla prądu odbiornika impedancje filtra i źródła tworzą dzielnik prądowy, dla napięcia zasilania zaś dzielnik napięciowy). Im mniejsza jest impedancja filtra dla filtrowanych harmonicznych tym zawartość harmonicznych w napięciu odbiornika jest mniejsza. Jeśli napięcie zasilające jest odkształcone to może dojść do wzrostu odkształceń napięcia odbiornika na skutek wzrostu prądów wyższych harmonicznych w obwodzie źródło napięcia – filtr (prąd i_{wh} na Rys.1.8.). Taka sama sytuacja występuje dla prądu źródła (na Rys.1.9. przedstawiono przebiegi czasowe napięć i prądów dla różnych wartości impedancji Z_z dla odbiornika nieliniowego, którego prąd zawiera 3. harmoniczną).



Rys.1.9. Wpływ impedancji źródła na skuteczność filtra L,C.

Wad tych pozbawiony jest układ filtra aktywnego przedstawiony na Rys.1.10., gdzie przedstawiono także przebiegi czasowe w przypadku jednoczesnej filtracji harmonicznych i kompensacji mocy biernej przesunięcia fazowego odbiornika.



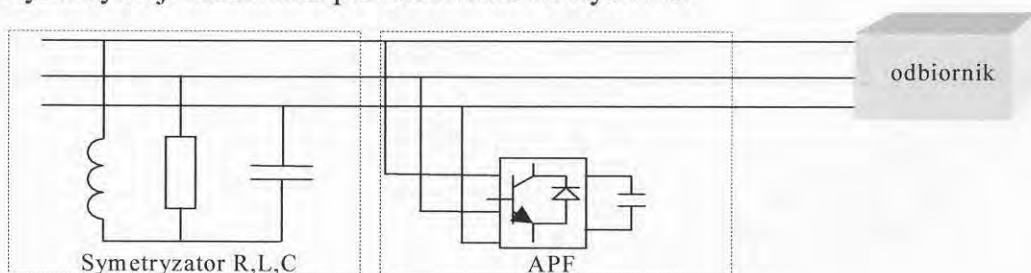
Rys.1.10. Kompensacja składowej biernej oraz wyższych harmonicznych prądu odbiornika w układzie równoległego filtra aktywnego.

1.1.3. Symetryzacja odbiornika.

Niesymetryczny odbiornik niekorzystnie wpływa na sieć zasilającą:

- uniemożliwia optymalne wykorzystanie elementów systemu generacyjnego i przesyłowego (generatorów, transformatorów, linii przesyłowych);
- poprzez powodowanie różnych spadków napięć w poszczególnych fazach systemu powoduje, że napięcia zasilające innych odbiorców stają się niesymetryczne co może spowodować zwiększone straty w urządzeniach (np. powstanie momentów hamujących od składowej przeciwnej napięcia w silnikach elektrycznych);
- przeciążenie przewodu PEN spowodowane sumowaniem się prądów składowej zerowej;
- wzrost obciążenia systemu mocą pozorną.

Układy symetryzacji odbiornika przedstawiono na Rys.1.11.



Rys.1.11. Symetryzatory odbiornika

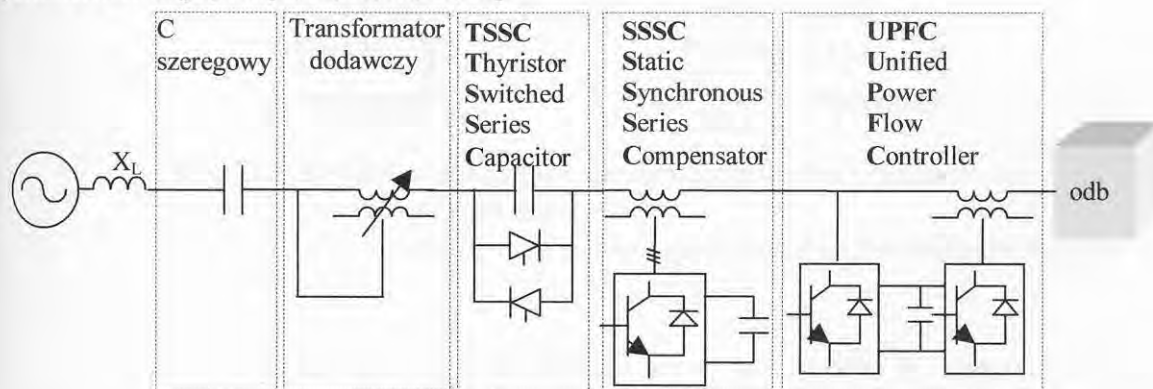
Elementy biernie dobiera się w ten sposób, by kompensować również moc bierną odbiornika. Podstawowe wady takich układów to problemy z symetryzacją odbiorników, których niesymetria jest zmienna w czasie (np. piece łukowe) oraz konieczność stosowania elementów rezystancyjnych w przypadku niesymetrii mocy czynnej co oznacza zwiększenie strat mocy czynnej. Równoległe filtry aktywne nie posiadają tych wad.

1.2. Poprawa parametrów napięcia zasilającego.

Na jakość napięcia zasilającego mają wpływ wszyscy odbiorcy a ich oddziaływanie jest wzajemne. Stąd podstawowe znaczenie ma minimalizacja niekorzystnego oddziaływania na sieć odbiorników niespokojnych, nieliniowych, niesymetrycznych. Sposoby te omówiono w poprzednim punkcie. Dopuszczenie do użytku urządzeń spełniających Normę PN-EN 61000-3-2 nie rozwiązuje problemu, ponieważ norma ta określa poziomy emisji pojedynczych urządzeń przy zasilaniu napięciem sinusoidalnym. W warunkach rzeczywistych, z uwagi na wzajemną zależność wartości THD_U od parametrów sieci oraz THD_I prądów obciążenia, nie można wykluczyć że, mimo stosowania urządzeń spełniających powyższą normę, wartość THD_U przekroczy dopuszczalny poziom. W tym przypadku obowiązek utrzymania parametrów jakościowych napięcia spoczywa na właścicielach sieci rozdzielczej. Główne parametry napięcia określone w PN/EN-50160 to:

- dopuszczalne zmiany wartości skutecznej;
- zawartość harmoniczných;
- niesymetria;
- wahania i zapady.

Wyżej wymienione parametry zmieniają się losowo na skutek zmian obciążenia (w tym przyłączania odbiorników niespokojnych) oraz zdarzeń w systemie elektroenergetycznym (zmiana konfiguracji pracy sieci, zadziałanie zabezpieczeń). Zmiany, wynikające z wahań obciążenia w cyklach dobowym i rocznym, można skompensować poprzez zmianę napięcia transformatora zasilającego, wymianę fragmentów linii bądź stosowanie transformatora dodatkowego. Przed stanami dynamicznymi (zapady, migotanie) nie stosuje się żadnych środków ochrony. Na Rys.1.12. przedstawiono układy do poprawy parametrów napięcia [3,47,56,80,86,91].



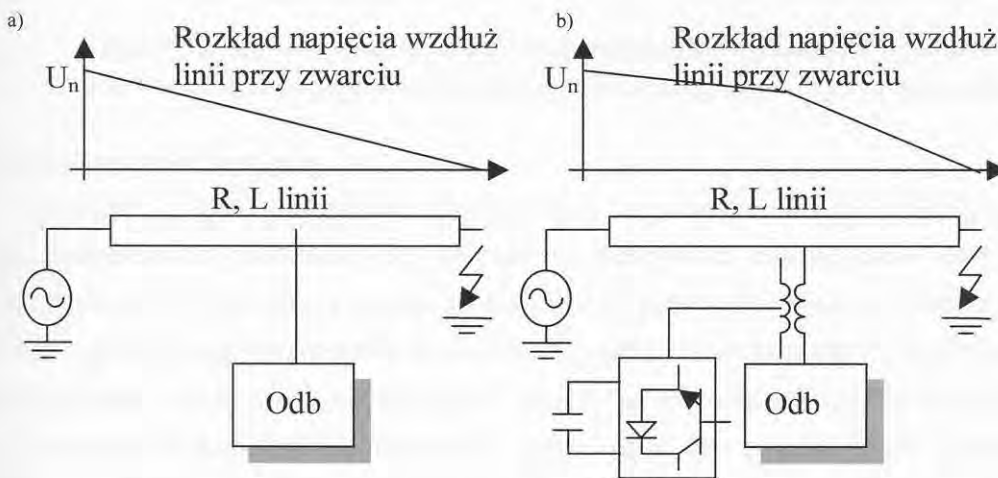
Rys. 1.12. Układy poprawy parametrów napięcia.

1.2.1. Stabilizacja napięcia.

Stabilizator napięcia powinien zapewnić utrzymanie wartości skutecznej na zadanym poziomie w przypadku wahań napięcia wynikających ze zmiany obciążenia w czasie (nierównomierne obciążenie dobowe i roczne) oraz przy zapadach będących skutkiem występowania zwarć w systemie lub oddziaływaniem odbiorników niespokojnych.

Stosowane metody to wymiana elementów sieci w przypadku zaniżonych napięć, regulacja napięciem na transformatorze przełącznikiem zaczeów oraz stosowanie transformatorów dodawczych. W liniach, gdzie na impedancję linii składa się przede wszystkim indukcyjność można stosować kondensatory szeregowo. Główną wadą tych metod jest mała elastyczność.

Zagadnienia te stają się szczególnie istotne z uwagi na zwiększającą się ilość urządzeń/technologii wrażliwych nawet na krótkotrwałe zmiany napięcia. Jeśli zagadnienie to rozpatrzyć od strony energetycznej to zadanie stawiane przed układami stabilizującymi krótkotrwałe (czas trwania rzędu kilku okresów sieci) wahania napięcia powinno się określić jako zdolność układu do utrzymania stałego poboru energii przez odbiorniki w czasie zakłócenia. Układ taki powinien więc zawierać zasobnik energii. Wśród proponowanych rozwiązań należy wymienić UPS-y, układy z superkondensatorem lub cewką nadprzewodnikową jako zasobnikami energii. Zagadnienie stabilizacji napięcia w stanach przemijających zakłóceń (związanych ze zvarciami) jest istotnym czynnikiem poprawy jakości zasilania, szczególnie jeśli weźmie się pod uwagę, że znaczna część zakłóceń ma charakter przemijający (np. zvarcia w liniach napowietrznych - Rys.1.13).



Rys. 1.13. Krótkotrwała zmiana napięcia odbiornika przy zvarciu:

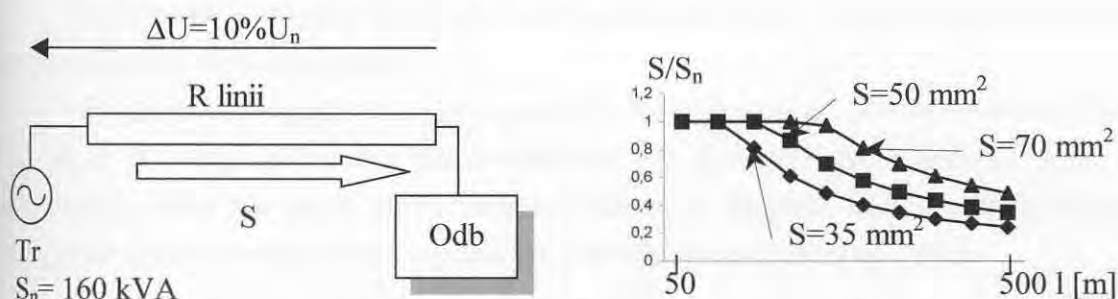
a) rozkład napięcia;

b) stabilizacja napięcia przez układ z zasobnikiem energii.

Parametry urządzeń zasilających dobiera się w ten sposób, by zapewnić określony poziom napięcia na końcu obwodu. Przy zabudowie rozproszonej powoduje to konieczność

przewymiarowania sieci z uwagi na znaczną długość obwodów lub konieczność budowy dodatkowych stacji transformatorowych celem skrócenia obwodów nn. Na Rys.1.14. przedstawiono wpływ długości obwodu na stopień wykorzystania transformatora dla różnych przekrojów linii napowietrznej. Podobna sytuacja występuje dla przewodów zasilających.

Wzrost długości obwodów przy małej mocy jednostkowej transformatorów powoduje, że sieć jest miękka dla odbiorników niespokojnych. Duża ilość urządzeń o znacznych mocach ale krótkim czasie działania (np. przepływowe podgrzewacze wody), wzrost ilości małych odbiorców przemysłowych (warsztaty rzemieślnicze) z odbiornikami niespokojnymi (np. spawarki) powoduje pogorszenie parametrów napięcia. Poprawę parametrów można uzyskać poprzez zmniejszenie impedancji zwarciowej sieci. Skutkiem ubocznym tej metody jest wzrost mocy zwarciowej (konieczność zabudowy droższej aparatury z uwagi na wytrzymałość zwarciową), kłopoty z filtracją harmonicznych prądu generowanych przez odbiorniki tradycyjnymi filtrami L,C. Biorąc pod uwagę kształt krzywej dobowej obciążenia dobór parametrów obwodu do największego obciążenia powoduje, że sieć jest wykorzystana zgodnie z założeniami jedynie przez kilka godzin dziennie.



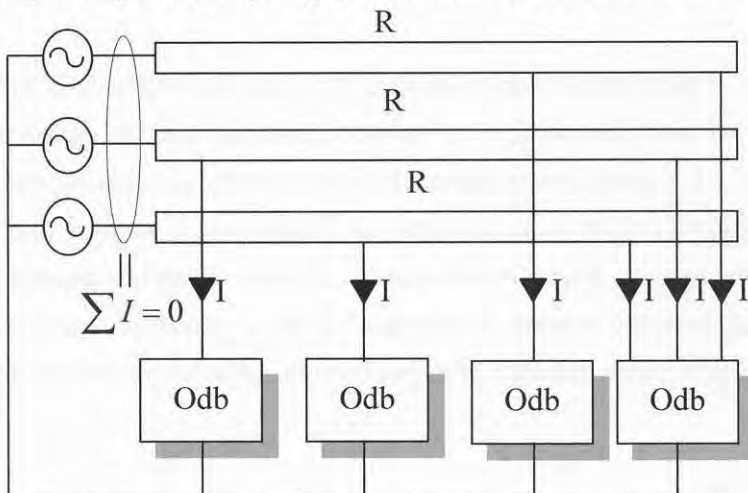
Rys.1.14. Stopień wykorzystania transformatora w funkcji długości linii dla różnych przekrojów wg kryterium dopuszczalnego spadku napięcia.

1.2.2. Symetryzacja napięcia.

Parametr symetrii napięcia, zdefiniowany w normie PN-EN-50160, zmusza do nowego podejścia do problemu. Do tej pory w środowisku energetyków skupiano się na likwidacji niesymetrii prądów z uwagi na możliwość przeciążenia sieci. Dopóki niesymetria prądów nie powodowała przeciążeń sieci sytuację uważano za poprawną. Kryterium symetrii napięć pośrednio wiąże się z obciążeniem. Należy tu zwrócić uwagę, że do przekroczenia dopuszczalnego współczynnika niesymetrii może dojść bez przekroczenia dopuszczalnych obciążalności elementów sieci. Z uwagi na przewagę odbiorników jednofazowych symetryzacja poprzez odpowiednie przyłączenia odbiorników może okazać się niemożliwa. Rys.1.15. przedstawia fragment linii obciążonej symetrycznie przez czterech odbiorców. Mimo to napięcie na końcu obwodu nie jest symetryczne.

Na niesymetrię napięcia wpływają niesymetria obciążenia wywołująca różne spadki napięcia na impedancjach wewnętrznych sieci oraz niesymetria fazowych impedancji wewnętrznych sieci na którą wpływ mają zastosowane rozwiązania (np. geometria

rozmieszczenia przewodów linii napowietrznych). Sposoby symetryzacji obciążenia omówiono wcześniej. Do symetryzacji napięcia można wykorzystać układ SSSC, UPFC.

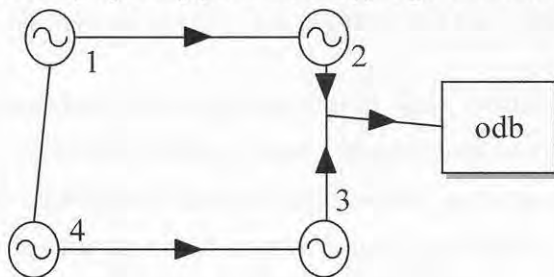


Rys.1.15. Linia z symetrycznym obciążeniem.

1.3. Sterowanie przesyłem mocy i sprzężenie międzysystemowe.

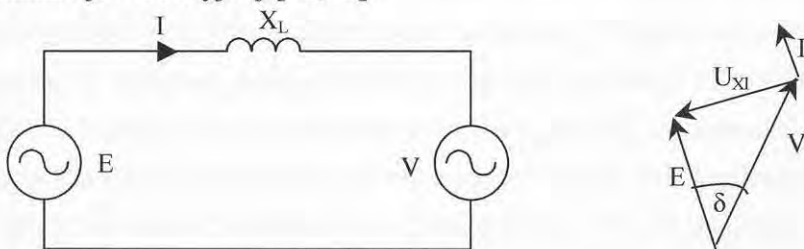
Sterowanie przesyłem mocy oraz sprzężenie systemów energetycznych są sposobami na zmniejszenie strat sieciowych.

W systemie energetycznym przyłączony odbiornik zasilany jest ze wszystkich źródeł a ich udział w energii pobieranej przez odbiornik jest funkcją m.in. odległości (Rys. 1.16.). Towarzyszą temu nie tylko straty proporcjonalne do długości linii ale także dodatkowe obciążenie źródeł energią bierną wynikające z indukcyjnego charakteru sieci.



Rys.1.16. Zasilanie odbiornika.

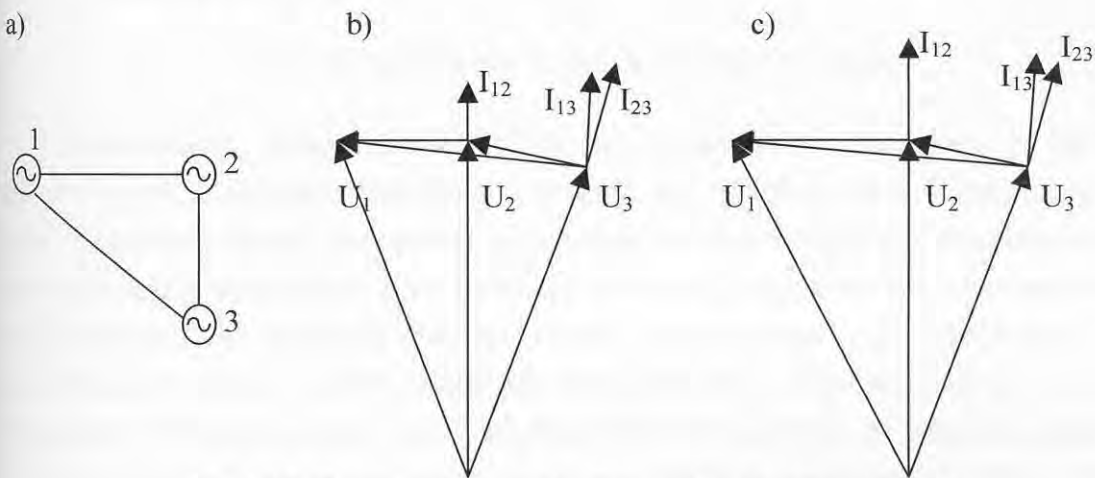
Wartość mocy przesyłanej między dwoma systemami opisuje zależność (1.3.) dla układu przedstawionego na Rys.1.17. W dalszej części założono, że impedancja linii składa się tylko z reaktancji indukcyjnej [40,95].



Rys.1.17. Układ do analizy przesyłu mocy

$$P = \operatorname{Re} \left[\vec{S} \right] = \frac{VE}{X_L} \sin \delta \quad Q = \operatorname{Im} \left[\vec{S} \right] = \frac{VE}{X_L} \cos \delta - \frac{V^2}{X_L} \quad (1.3.)$$

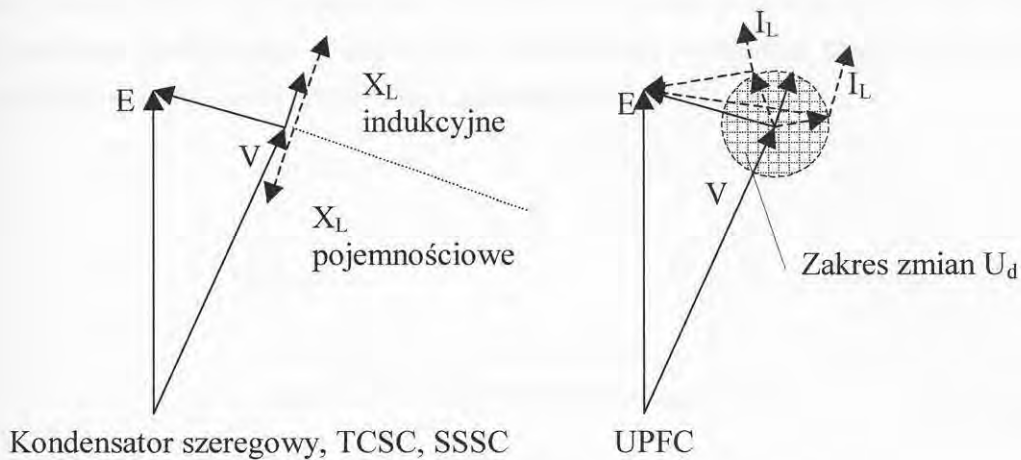
Zmiana napięć źródłowych nie jest optymalnym rozwiązaniem z uwagi na to, że zmiana napięcia jednego źródła zmienia rozpył energii w całej sieci - Rys.1.18. Zmiana napięcia źródła 1. spowodowała zmianę przesyłu między źródłami 1-2 i 1-3. Optymalizując przesył w jednej linii można doprowadzić do wzrostu strat spowodowanego zwiększeniem przesyłanej mocy biernej w innych liniach. W przedstawionym przykładzie chcąc zwiększyć przesyłaną moc czynną z systemu 1. do 2. napięcie 1. należy zmienić jak na Rys. 1.18.c). Powoduje to jednak wzrost przesyłanej energii czynnej i biernej między źródłem 1 i 3.



Rys.1.18. Sterowanie przesyłem poprzez zmianę napięcia U_1 .

Układy FACTS powodują zmianę impedancji linii, widzianą od strony źródeł, co zgodnie z zależnością 1.3. powoduje zmianę mocy przesyłanej w systemie [80,100,101,104]. Podejście takie wychodzi naprzeciw nowym regulacjom prawnym mającym spowodować deregulację rynku energii na którym może działać wielu operatorów. Konsekwencją tego jest wzrost zainteresowania narzędziami umożliwiającymi realizację kontraktów między sprzedającym a kupującym energię elektryczną. Innym istotnym czynnikiem sprzyjającym zainteresowaniu układami FACTS są tendencje do szerokiego wykorzystania energii ze źródeł odnawialnych. Powoduje to odejście od systemu z generacją skupioną w kilku dużych elektrowniach do systemu z generacją rozproszoną o wielu źródłach o trudnym do przewidzenia sposobie pracy (np. elektrownie wiatrowe). Zmiana charakteru systemu stawia nowe wymagania w zakresie podejścia do stabilności systemu i efektywnego wykorzystania zasobów. Główne różnice między wymienionymi systemami to zmienna, trudna do ustalenia moc zwarciowa uzależniona od zmiennej wydolności źródła oraz konieczność odbioru energii z obszarów, gdzie, na skutek warunków np. pogodowych, jest jej nadmiar.

Funkcję regulatorów przepływu mocy pełnią układy przedstawione na Rys.1.12. Wykresy wektorowe przedstawione na Rys.1.19. pokazują ich możliwości regulacyjne.



Rys.1.19. Możliwości regulacyjne układów FACTS.

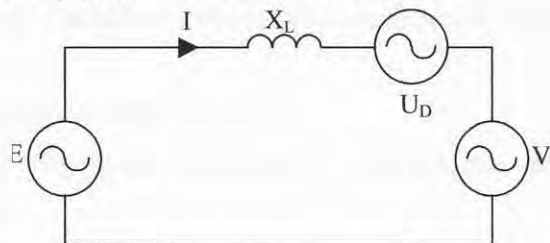
Najstarszymi urządzeniami FACTS są kondensatory szeregowe z łącznikami mechanicznymi. Załączając kondensator zmienia się reaktancję linii widzianą od strony źródeł. Ten prosty sposób nie spotkał się z szerokim zastosowaniem. Zdecydowały o tym istotne problemy występujące przy realizacji praktycznej spowodowane rozmiarami baterii kondensatorów oraz koniecznością izolowania jej od ziemi. Aby oszacować rozmiar kondensatora rozpatrzyć należy następujący przykład: *przez linię sprzęgającą dwa systemy płynie prąd 1000A powodując spadek napięcia 10% U_n . Załóżmy, że linia ma napięcie 400 kV. Moc bierna indukcyjna związana z reaktancją linii jest równa $40kV \cdot 1000A = 40 \text{ MVar}$. Założeniem kompensacji jest uzyskanie spadku napięcia na poziomie 5%. Moc baterii jest równa w tym przypadku 20 MVar.* Włączenie takiej baterii powoduje oscylacje tym groźniejsze, że tłumienie układu generator – linia - kondensator jest małe. Należy też pamiętać, że dodanie kondensatora do układu sieci mającego charakter R,L tworzy układ rezonansowy.

Negatywne oddziaływanie kondensatora przy włączaniu można ograniczyć stosując łączniki energoelektroniczne. Umożliwiają one ponadto płynną zmianę pojemności zastępczej układu. Układem dającym takie same możliwości jest układ SSSC umożliwiający realizację dodatkowych funkcji. Z uwagi na brak w nim źródła energii napięcie generowane musi być prostopadłe do prądu linii (moc czynna SSSC jest wtedy równa 0). Tak więc układ taki jest postrzegany jako regulowana pojemność lub indukcyjność. Moce przesyłane w układzie z kondensatorem, TCSC opisuje zależność (1.4). Moce przy zastosowaniu układu SSSC opisuje zależność (1.5.).

$$P = \text{Re} \left[\vec{S} \right] = \frac{VE}{X_L - X_C} \sin \delta \quad Q = \text{Im} \left[\vec{S} \right] = \frac{VE}{X_L - X_C} \cos \delta - \frac{V^2}{X_L - X_C} \quad (1.4.)$$

$$P = \text{Re} \left[\vec{S} \right] = \frac{VE}{X_L \pm X_{SSC}} \sin \delta \quad Q = \text{Im} \left[\vec{S} \right] = \frac{VE}{X_L \pm X_{SSC}} \cos \delta - \frac{V^2}{X_L \pm X_{SSC}} \quad (1.5.)$$

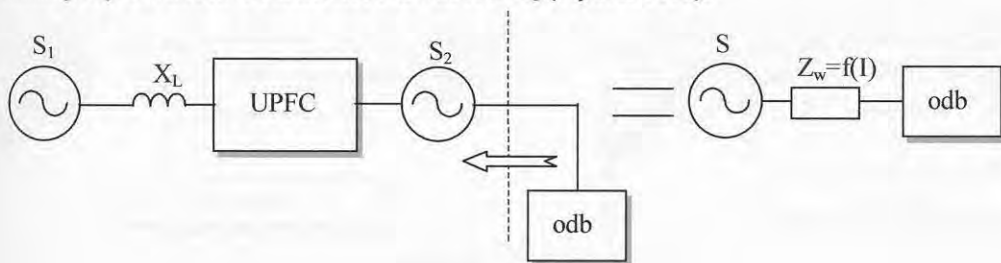
Wspólnym ograniczeniem tych metod jest brak możliwości pełnego kontrolowania przesyłanej mocy. Wady tej pozbawiony jest układ UPFC, który poprzez możliwość generacji wektora napięcia dodatkowego o dowolnym przesunięciu względem prądu linii umożliwia pełną regulację przesyłu mocy (Rys.1.20. i zależność 1.6.).



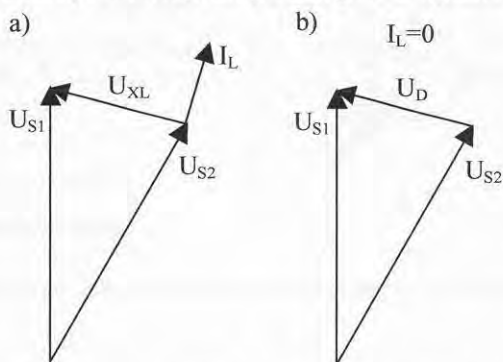
Rys.1.20. Sprzęg systemów przez UPFC

$$P = \operatorname{Re} \left[\vec{S} \right] = \frac{(V + U_D)E}{X_L} \sin \delta \quad Q = \operatorname{Im} \left[\vec{S} \right] = \frac{(V + U_D)E}{X_L} \cos \delta - \frac{(V + U_D)^2}{X_L} \quad (1.6.)$$

Istotnym zagadnieniem przy sprzęganiu systemów jest zwiększanie mocy zwarciowej. Zmusza to do stosowania urządzeń o wysokich parametrach w zakresie wytrzymałości zwarciowej (dynamicznej i termicznej) oraz aparatury łączeniowej o zdolności do wyłączenia spodziewanych prądów zwarciowych. Układy FACTS mogą pełnić rolę ogranicznika mocy zwarciowej. Działania takiego układu jest widziane od strony zacisków odbiornika jako zmiana impedancji wewnętrznej źródła - Rys.1.21. Na Rys.1.22. przedstawiono wykresy wektorowe dla pracy układu UPFC w takiej właśnie roli. Zablokowanie przepływu między systemami przy zwarciu obniża moc zwarciową (Rys.1.26.b).



Rys.1.21. Zmiana impedancji wewnętrznej sieci przez wykorzystanie układu UPFC.



Rys.1.22. Zmniejszenie prądu zwarciowego przez układ UPFC:

- wymiana energii między systemami;
- zablokowanie przepływu energii między systemami w chwili zwarcia.

1.4. Podsumowanie.

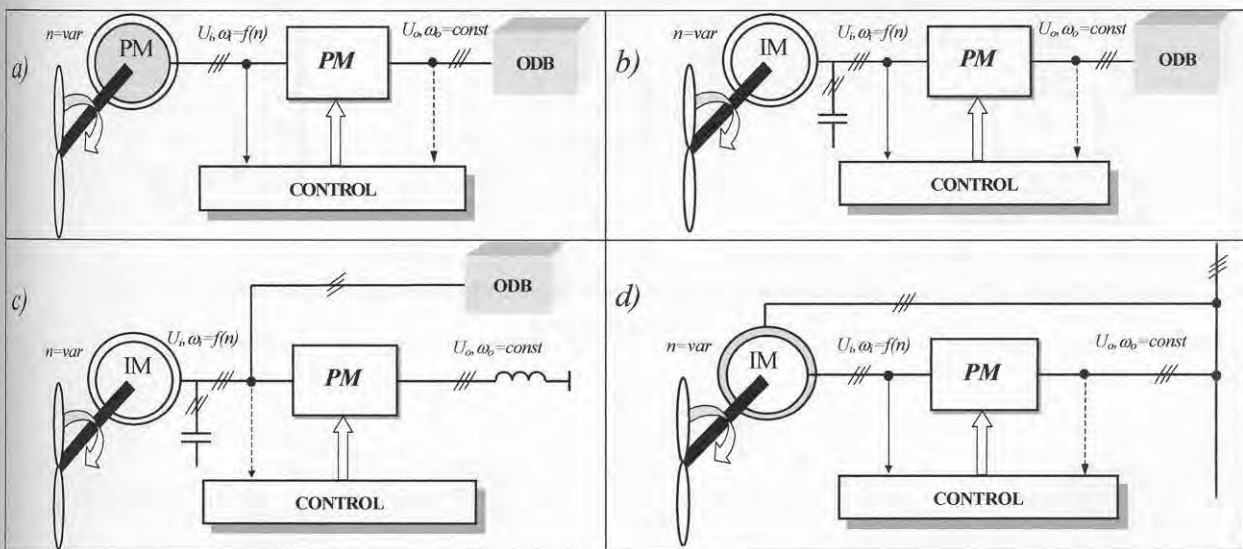
Zastosowanie układów energoelektronicznych w sieciach elektroenergetycznych umożliwia uzyskanie nowych jakościowo parametrów. We wszystkich parametrach zdecydowanie górują nad stosowanymi rozwiązaniami opartymi o elementy bierne L,C:

- ✓ skuteczność działania układów energoelektronicznych jest niezależna od zmian konfiguracji sieci;
- ✓ nie tworzą układów rezonansowych z siecią;
- ✓ umożliwiają płynną regulację parametrów nadążającą za zmianami w systemie elektroenergetycznym.

Półprzewodnikowe przyrządy mocy znalazły szerokie zastosowanie w układach:

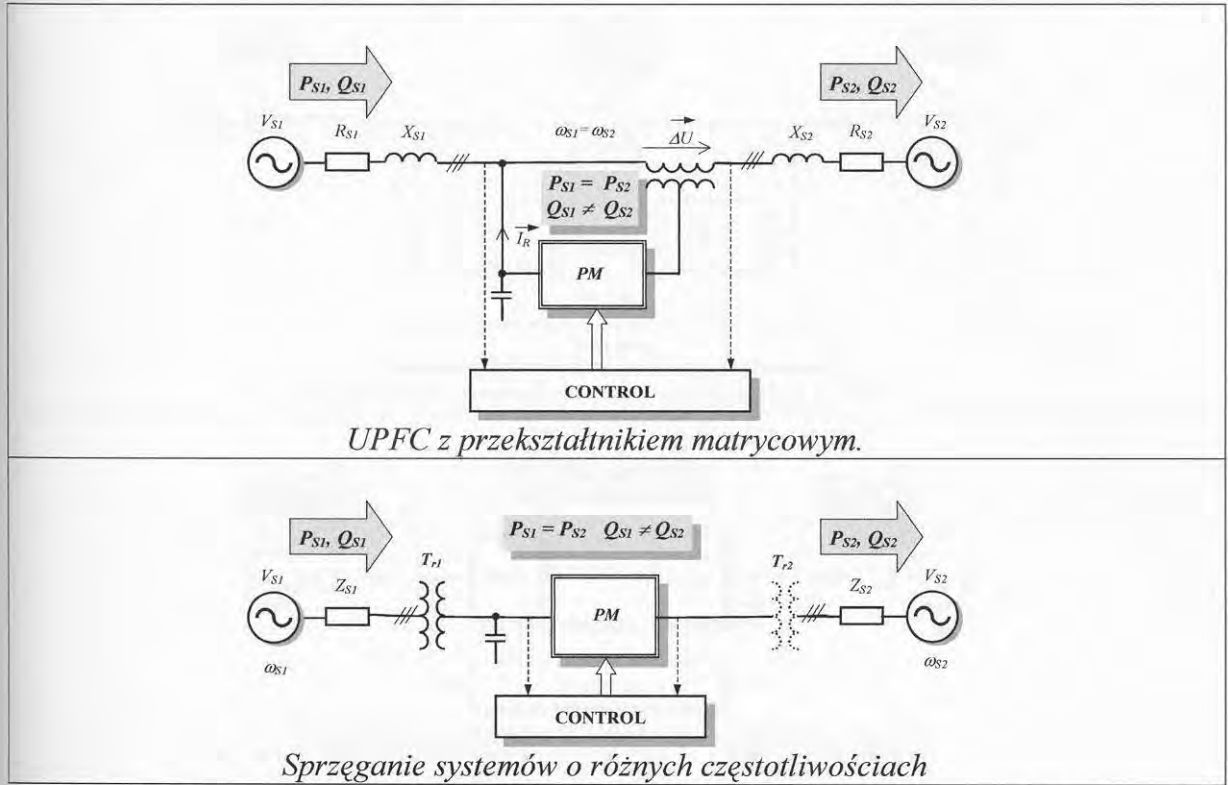
- poprawiających warunki pracy systemu energetycznego (urządzenia do kompensacji mocy biernej),
- poprawiających jakość energii elektrycznej w sieci (filtry aktywne, symetryzatory),
- sterowania przesyłem mocy między systemami energetycznymi (UPFC oraz układy AC/DC/AC),
- generatorów energii elektrycznej wykorzystujących źródła odnawialne (elektrownie wodne i wiatrowe).

Przekształtnik matrycowy może być alternatywą dla opisanych wyżej układów energoelektronicznych. Na Rys.1.23. do 1.27. przedstawiono wybrane układy, wykorzystujące strukturę przekształtnika matrycowego, funkcjonalnie odpowiadające opisanym wcześniej rozwiązaniom.

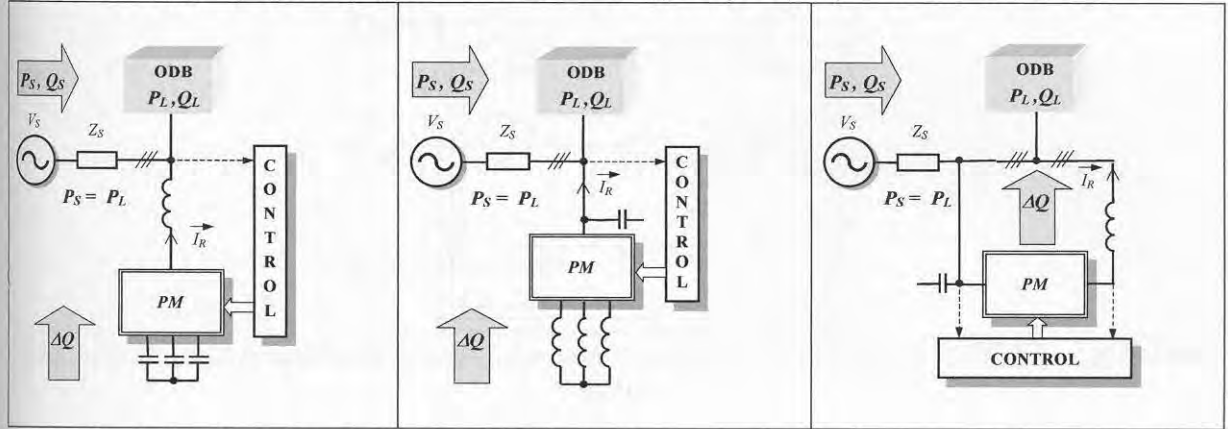


Rys.1.23. Przykłady aplikacji przekształtników matrycowych(PM) w układach generacyjnych.

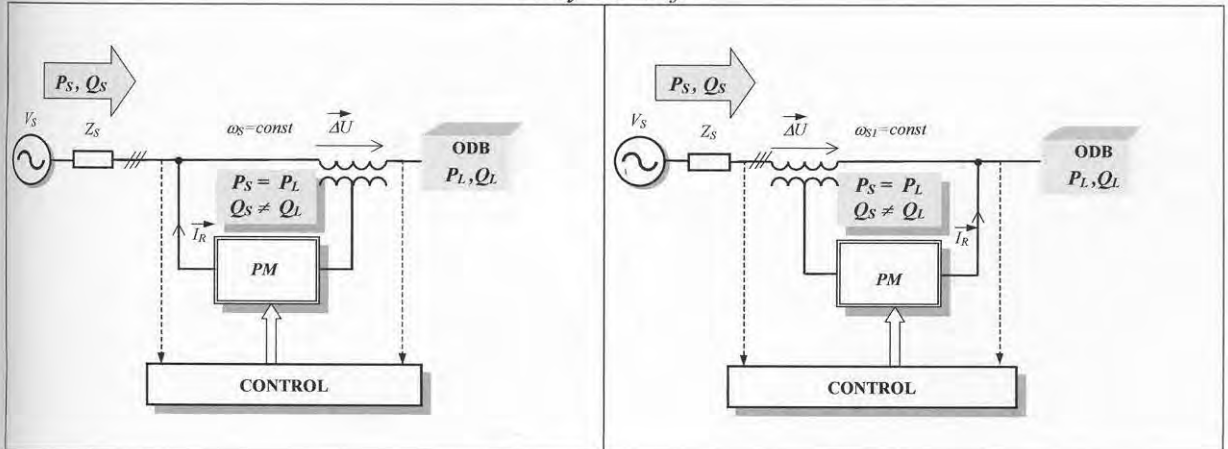
1. Zastosowanie układów energoelektronicznych w sieciach elektroenergetycznych.



Rys.1.24. Przykłady aplikacji przekształtników matrycowych (PM) w układach FACTS.

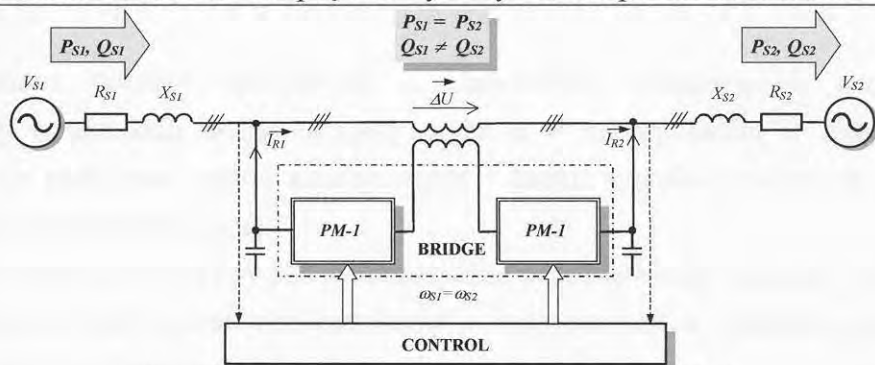


Rys.1.25. Sposoby włączenia przekształtnika matrycowego do sieci przy kompensacji mocy biernej.

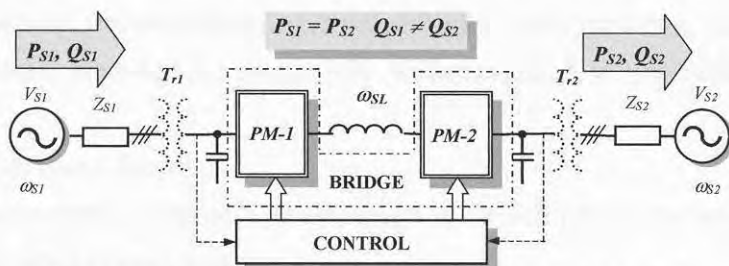


1. Zastosowanie układów energoelektronicznych w sieciach elektroenergetycznych.

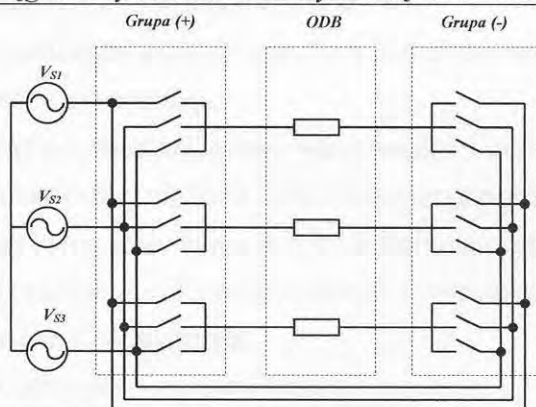
Rys.1.26. Układ stabilizatora napięcia z wykorzystaniem przekształtnika matrycowego



Sterowanie przesylem mocy za pomocą UPFC.



Sprzęganie systemów o różnych częstotliwościach.



Rys.1.27. Przykłady aplikacji przekształtników matrycowych mostkowych (BMC) w układach FACTS

CEL, TEZA I ZAKRES PRACY.

Rozprawa dotyczy możliwości i właściwości aplikacyjnych przekształtników matrycowych w układach elektroenergetycznych a w szczególności w układach FACTS ocenianych na podstawie metod analitycznych i badań symulacyjnych oraz pomiarów w rzeczywistej sieci dystrybucyjnej.

Celem ogólnym rozprawy jest systematyczne przedstawienie, analiza i na tej podstawie ocena możliwości zastosowań przekształtników matrycowych w układach poprawiających pracę systemów elektroenergetycznych.

Teza rozprawy: Warunki pracy systemu elektroenergetycznego mogą być poprawione poprzez zastosowanie uniwersalnego przekształtnika matrycowego, który po zmianach wyłącznie algorytmu sterowania, może być wykorzystany w różnych aplikacjach, a w szczególności do:

- kompensacji mocy biernej;
- poprawy parametrów napięcia zasilającego w liniach promieniowych;
- sterowania przepływem mocy;
- sprzęgania systemów elektroenergetycznych;
- współpracy z generatorami energii w małych elektrowniach (wodnych, wiatrowych).

Udowodnienie postawionej tezy wymaga:

- przeprowadzenia przeglądu rozwiązań, oceny właściwości i możliwości zastosowania układów energoelektronicznych w sieciach elektroenergetycznych;
- ocena właściwości algorytmów sterowania przekształtników matrycowych;
- przeprowadzenie badań przekształtnika matrycowego w warunkach:
 - symetrycznych zasilania i obciążenia;
 - symetrycznego obciążenia i niesymetrycznego zasilania;
 - niesymetrycznego obciążenia i symetrycznego zasilania;
 - zasilania PM napięciem odkształconym;
- opracowania i badań ogólnych właściwości funkcjonalnych niekonwencjonalnych topologii PM;
- analizy możliwości zastosowania PM w aplikacjach poprawiających pracę systemu elektroenergetycznego;
- oceny możliwości poprawy pracy rzeczywistego węzła sieci w przypadku instalacji układów zbudowanych na podstawie PM.

2. PODSTAWOWE ALGORYTMY STEROWANIA

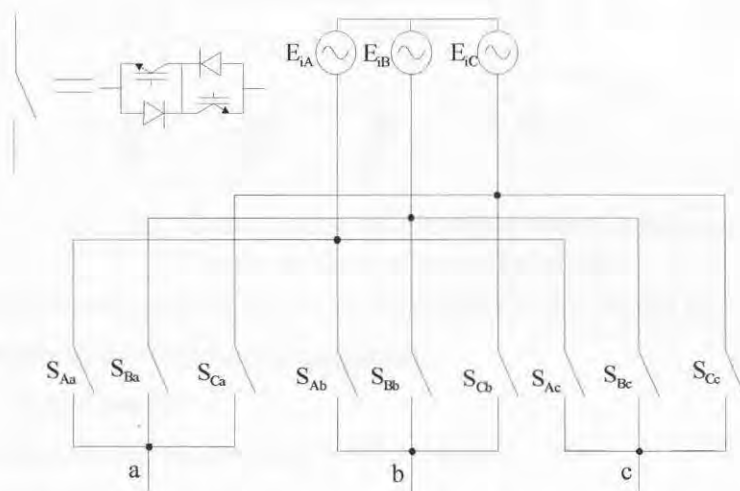
Bezpośredni przemiennik częstotliwości przekształca zmienne napięcia wejściowe na napięcia wyjściowe (jedno- lub wielofazowe) o żądanej częstotliwości poprzez realizację ściśle określonego sposobu włączania łączników matrycy [25].

W przemiennikach częstotliwości kształt napięcia wyjściowego jest wynikiem sekwencyjnego doprowadzania do zacisków wyjściowych wybranych fragmentów napięć wejściowych wielofazowego napięcia wejściowego (2.1). Przebieg czasowy prądów wejściowych natomiast składa się z fragmentów prądów wyjściowych (2.2) [60].

$$[U_o] = [M] \cdot [U_i] \quad (2.1)$$

$$[I_o] = [M]^T \cdot [I_i] \quad (2.2)$$

Odpowiedni sposób połączeń realizuje się poprzez użycie matrycy dwukierunkowych łączników przedstawionej na Rys.2.1.

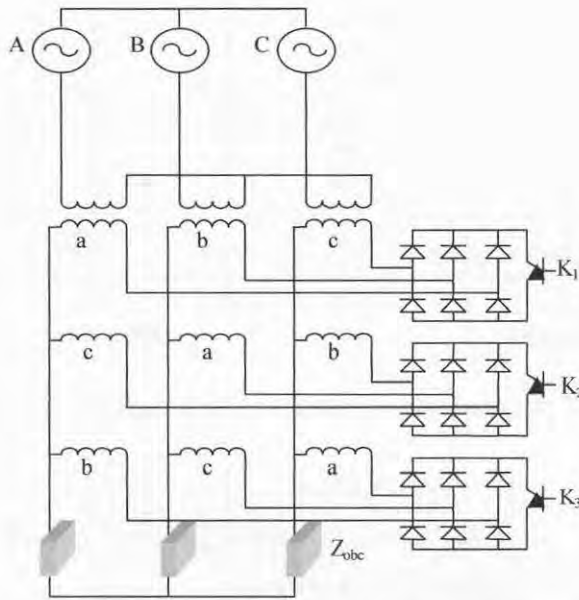


Rys.2.1. Układ PM oraz przykładowa realizacja łącznika dwukierunkowego.

Napięcia wejściowe są określane jako niezależne (rozumiemy przez to niezależność kształtu napięć wejściowych od przyjętej strategii sterowania). Napięcia wyjściowe nazywane są zależnymi, ponieważ zależą od przyjętej strategii sterowania [25]. Prądy wyjściowe określane są jako niezależne, natomiast prądy wejściowe określane są jako zależne, gdyż są pochodną prądów wyjściowych. Zwrócić należy uwagę, że pojęcia „wejściowe” i „wyjściowe” są pojęciami umownymi i nie określają kierunku przepływu energii. Na podstawie przedstawionej wyżej zasady działania można wyciągnąć następujące wnioski co do ograniczeń układów przemienników AC/AC: chwilowa wartość napięcia wyjściowego nie może być większa od wartości maksymalnej napięcia wejściowego; chwilowa wartość prądu

wejściowego nie może być większa od wartości maksymalnej prądu wyjściowego (przy założeniu braku zwarć w matrycy łączników).

Zaproponowana w [25] synchronizacja łączy umożliwi włączenie transformatora w strukturę przekształtnika matrycowego. Rozwiązanie takie pozwala na zmniejszenie liczby łączników sterowanych. Przykładową realizację takiego układu przedstawiono na Rys.2.2. [25].



Rys. 2.2. Realizacja przekształtnika matrycowego z wykorzystaniem transformatora

Zdaniem autora najistotniejsze kryteria oceny algorytmów sterowania to:

- maksymalny współczynnik modulacji amplitudy;
- kształt napięcia wyjściowego;
- możliwość regulacji amplitudy napięcia wyjściowego;
- kształt prądu wejściowego;
- wejściowy współczynnik mocy;
- możliwość regulacji wejściowego współczynnika mocy;
- wpływ niesymetrii obciążenia na kształt prądów wejściowych.
- złożoność algorytmu (koszt zastosowania w praktyce).

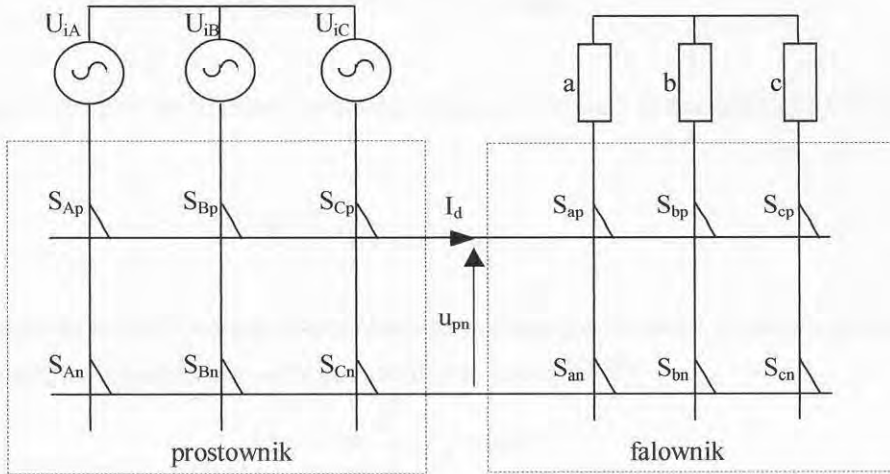
Można wyróżnić dwa podstawowe sposoby podejścia do kształtowania napięcia wyjściowego: pośrednie (modulacja wektorowa) oraz bezpośrednie (modulacja wg metody Venturiniego).

2.1. Modulacja wektorowa.

Metoda ta określana jest metodą pośrednią z uwagi na podział przemiennika na dwie części: prostownikową i falownikową [45,46,58,60,62,85] (Rys.2.3). W części prostownikowej, przez odpowiednią modulację, kształtuje się sinusoidalne prądy wejściowe

oraz wejściowy współczynnik mocy; w części falownikowej kształtuje się napięcia wyjściowe. Tak więc istnieje wiele możliwości sterowania [74,85].

Definiując macierze napięć wejściowych (2.1), napięć wyjściowych (2.2) oraz względniacząc (2.1), macierz łączy określa się jako (2.4).



Rys.2.3. Podział PM na części prostownikową i falownikową.

$$[U_i] = \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = U_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t - \Theta_i) \\ \cos(\omega_i t - 2\pi/3 - \Theta_i) \\ \cos(\omega_i t + 2\pi/3 - \Theta_i) \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$[U_o] = \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = U_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t - \Theta_o) \\ \cos(\omega_o t - 2\pi/3 - \Theta_o) \\ \cos(\omega_o t + 2\pi/3 - \Theta_o) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$$[M] = p \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t - \Theta_i) \\ \cos(\omega_i t - 2\pi/3 - \Theta_i) \\ \cos(\omega_i t + 2\pi/3 - \Theta_i) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t - \Theta_o) \\ \cos(\omega_o t - 2\pi/3 - \Theta_o) \\ \cos(\omega_o t + 2\pi/3 - \Theta_o) \end{bmatrix}^T \quad (2.3)$$

Macierz ta ma dwie składowe: prostownikową VSR oraz falownikową VSI (2.4)

$$[M_{VSI}] = \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t - \Theta_i) \\ \cos(\omega_i t - 2\pi/3 - \Theta_i) \\ \cos(\omega_i t + 2\pi/3 - \Theta_i) \end{bmatrix} [M_{VSR}]^T = \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t - \Theta_o) \\ \cos(\omega_o t - 2\pi/3 - \Theta_o) \\ \cos(\omega_o t + 2\pi/3 - \Theta_o) \end{bmatrix}^T \quad (2.4)$$

Napięcia wyjściowe określa zależność (2.5) a prądy wejściowe (2.6)

$$[U_o] = [M] \cdot [U_i] = [M_{VSI}] \cdot [M_{VSR}]^T \cdot [U_i] \quad (2.5)$$

$$[I_i] = [M]^T \cdot [I_o] = [M_{VSR}] \cdot [M_{VSI}]^T \cdot [I_o] \quad (2.6)$$

Wartość napięcia obwodu pośredniczącego (2.7) zależy od wejściowego współczynnika mocy i osiąga wartość maksymalną dla wejściowego współczynnika mocy równego jedności.

$$u_{pn} = [M_{VSR}]^T \cdot [U_i] = \frac{3}{2} U_{im} \cos \varphi_i \quad (2.7)$$

Napięcie wyjściowe jest wynikiem mnożenia napięcia stałego przez macierz falownikową (2.8).

$$[U_o] = [M_{VSI}] \cdot u_{pn} \quad (2.8)$$

Amplituda napięcia wyjściowego uzależniona jest, poprzez wartość napięcia obwodu pośredniczącego, z wejściowym współczynnikiem mocy (2.9)

$$U_{om} = m \frac{\sqrt{3}}{2} U_{im} \cos \varphi_i \quad (2.9)$$

$$[I_o] = I_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t - \Theta_o - \varphi_o) \\ \cos(\omega_o t - 2\pi/3 - \Theta_o - \varphi_o) \\ \cos(\omega_o t + 2\pi/3 - \Theta_o - \varphi_o) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$I_{pn} = [M_{VSI}]^T \cdot [I_o] = m \frac{\sqrt{3}}{2} I_{om} \cos \varphi_o \quad (2.11)$$

$$[I_i] = [M_{VSR}] \cdot I_{pn} \quad (2.12)$$

2.1.1. Kształtowanie napięcia wyjściowego.

W metodzie tej wykorzystuje się reprezentację przebiegów trójfazowych za pomocą wektora przestrzennego zdefiniowanego zależnością (2.13) [46,60,85].

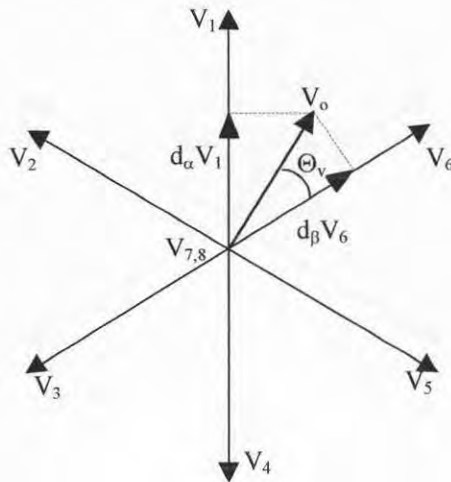
$$U_o = \frac{2}{3} (u_a(t) + a \cdot u_b(t) + a^2 \cdot u_c(t)) \quad (2.13)$$

Żądane napięcie wyjściowe w układzie współrzędnych $\alpha - \beta$ odwzorowuje wektor przestrzenny wirujący z prędkością kątową ω_o opisany zależnością (2.14).

$$V_o = U_{om} e^{j(\omega_o t - \Theta_o)} \quad (2.14)$$

Zakładając, że część falownikowa zasilana jest napięciem stałym (2.7) napięcie wyjściowe falownika można przedstawić za pomocą sześciu wektorów niezerowych oraz dwóch zerowych przedstawionych na Rys.2.5. a opisanych zależnością 2.15

$$V_k = \frac{2}{3} u_{pn} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (2.15)$$



Rys. 2.5. Synteza wektora przestrzennego napięcia wyjściowego.

Wektor żądany otrzymuje się poprzez złożenie go z dwóch sąsiednich wektorów V_k oraz wektora zerowego (2.16) do (2.18).

$$d_\alpha = T_1 / T_s = m \sin(60^\circ - \Theta_v) \quad (2.16)$$

$$d_\beta = T_2 / T_s = m \sin \Theta_v \quad (2.17)$$

m – głębokość modulacji amplitudy napięcia

$$d_\alpha + d_\beta < 1 \quad (2.18)$$

$$d_o = 1 - d_\alpha - d_\beta \quad (2.19)$$

2.1.2. Kształtowanie prądu wyjściowego.

Zakłada się, że część prostownikowa przekształtnika jest osobnym układem obciążonym źródłem prądowym I_{pn} (2.11).

Prąd wyjściowy można opisać wektorem przestrzennym przyjmującym na płaszczyźnie zespolonej położenia przedstawione na Rys.2.6.

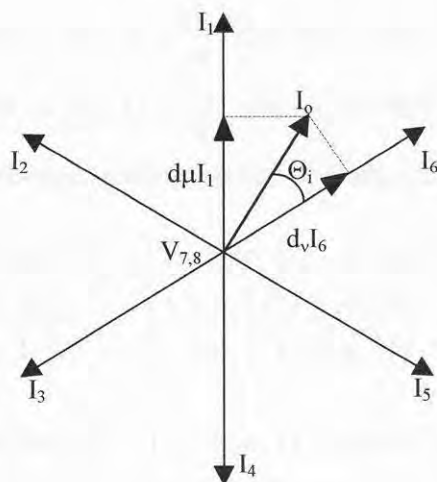
Wektor zadany otrzymuje się analogicznie jak w części falownikowej (2.20) do (2.23).

$$d_\mu = T_1 / T_s = \sin(60^\circ - \Theta_i) \quad (2.20)$$

$$d_v = T_2 / T_s = \sin \Theta_i \quad (2.21)$$

$$d_\mu + d_v < 1 \quad (2.22)$$

$$d_o = 1 - d_\mu - d_v \quad (2.23)$$



Rys. 2.6. Synteza wektora przestrzennego prądu wejściowego.

Na podstawie przedziałów czasu określonych dla części prostownikowej i falownikowej PM określa się czasy sterowania łącznikami matrycy.

Zastosowanie modulacji prądu i napięcia umożliwia regulację współczynnika modulacji amplitudy napięcia oraz zmianę wejściowego współczynnika mocy przy zachowaniu sinusoidalnych prądów wejściowych.

2.2. Modulacja sinusoidalna.

2.2.1. Równania bazowe.

Napięcie wyjściowe formuje się z fragmentów napięć wejściowych przyłączanych do wyjścia w ściśle określony sposób. Można więc zapisać [67,83,84,85,112]:

$$[U_o] = [M][U_i] \quad (2.12)$$

$$\begin{bmatrix} u_{oa}(t) \\ u_{ob}(t) \\ u_{oc}(t) \end{bmatrix} = p \cdot \begin{bmatrix} m_{11}(t) & m_{12}(t) & m_{13}(t) \\ m_{21}(t) & m_{22}(t) & m_{23}(t) \\ m_{31}(t) & m_{32}(t) & m_{33}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ia}(t) \\ u_{ib}(t) \\ u_{ic}(t) \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Wektor prądów zależnych (wejściowych) można zapisać:

$$[I_i] = [M]^T [I_o] \quad (2.14)$$

Zaproponowany przez Venturini [105] algorytm sterowania, celem zapewnienia maksymalnego współczynnika modulacji amplitudy równego 0.866 zakładał wprowadzenie 3. harmoniczných częstotliwości wejściowej i wyjściowej (2.15) do napięcia wyjściowego [85].

$$\begin{bmatrix} u_{oa}(t) \\ u_{ob}(t) \\ u_{oc}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{om} \cos(\omega_o t + \Theta_o) + \frac{U_{im}}{4} \cos(3\omega_i t + 3\Theta_i) - \frac{U_{om}}{6} \cos(3\omega_o t + 3\Theta_o) \\ U_{om} \cos(\omega_o t + \Theta_o - 2\pi/3) + \frac{U_{im}}{4} \cos(3\omega_i t + 3\Theta_i) - \frac{U_{om}}{6} \cos(3\omega_o t + 3\Theta_o) \\ U_{om} \cos(\omega_o t + \Theta_o + 2\pi/3) + \frac{U_{im}}{4} \cos(3\omega_i t + 3\Theta_i) - \frac{U_{om}}{6} \cos(3\omega_o t + 3\Theta_o) \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

W tym celu zaproponowano macierz łączy opisaną (2.16).

$$[m(t)] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} \left\{ \begin{array}{l} 1 + B_1 m_+(1) + \beta_2 m_-(1) \\ + \gamma_1 n_+(1) + \gamma_2 n_-(1) \\ + \delta_1 q_+(1) + \delta_2 q_-(1) \end{array} \right\} & \left\{ \begin{array}{l} 1 + B_1 m_+(2) + \beta_2 m_-(3) \\ + \gamma_1 n_+(2) + \gamma_2 n_-(3) \\ + \delta_1 q_+(2) + \delta_2 q_-(3) \end{array} \right\} & \left\{ \begin{array}{l} 1 + B_1 m_+(3) + \beta_2 m_-(2) \\ + \gamma_1 n_+(3) + \gamma_2 n_-(2) \\ + \delta_1 q_+(3) + \delta_2 q_-(2) \end{array} \right\} \\ \left\{ \begin{array}{l} 1 + B_1 m_+(2) + \beta_2 m_-(2) \\ + \gamma_1 n_+(1) + \gamma_2 n_-(1) \\ + \delta_1 q_+(1) + \delta_2 q_-(1) \end{array} \right\} & \left\{ \begin{array}{l} 1 + B_1 m_+(3) + \beta_2 m_-(1) \\ + \gamma_1 n_+(2) + \gamma_2 n_-(3) \\ + \delta_1 q_+(2) + \delta_2 q_-(3) \end{array} \right\} & \left\{ \begin{array}{l} 1 + B_1 m_+(1) + \beta_2 m_-(3) \\ + \gamma_1 n_+(3) + \gamma_2 n_-(2) \\ + \delta_1 q_+(3) + \delta_2 q_-(2) \end{array} \right\} \\ \left\{ \begin{array}{l} 1 + B_1 m_+(3) + \beta_2 m_-(3) \\ + \gamma_1 n_+(1) + \gamma_2 n_-(1) \\ + \delta_1 q_+(1) + \delta_2 q_-(1) \end{array} \right\} & \left\{ \begin{array}{l} 1 + B_1 m_+(1) + \beta_2 m_-(2) \\ + \gamma_1 n_+(2) + \gamma_2 n_-(3) \\ + \delta_1 q_+(2) + \delta_2 q_-(3) \end{array} \right\} & \left\{ \begin{array}{l} 1 + B_1 m_+(2) + \beta_2 m_-(1) \\ + \gamma_1 n_+(3) + \gamma_2 n_-(2) \\ + \delta_1 q_+(3) + \delta_2 q_-(2) \end{array} \right\} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

gdzie:

$$m_+(i) = \cos\{(\omega_o + \omega_i)t + \Theta_o + \Theta_i - (i-1)2\pi/3\} \quad (2.17)$$

$$m_-(i) = \cos\{(\omega_o - \omega_i)t + \Theta_o - \Theta_i - (i-1)2\pi/3\} \quad (2.18)$$

$$n_+(i) = \cos\{4\omega_i t + 4\Theta_i - (i-1)2\pi/3\} \quad (2.19)$$

$$n_-(i) = \cos\{2\omega_i t + 2\Theta_i - (i-1)2\pi/3\} \quad (2.20)$$

$$q_+(i) = \cos\{(3\omega_o + \omega_i)t + 3\Theta_o + \Theta_i - (i-1)2\pi/3\} \quad (2.21)$$

$$q_-(i) = \cos\{(3\omega_o - \omega_i)t + 3\Theta_o - \Theta_i - (i-1)2\pi/3\} \quad (2.22)$$

$$B_1 = \frac{U_{om}}{U_{im}} \left\{ 1 - \frac{\tan(\varphi_i)}{\tan(\varphi_o)} \right\} \quad (2.23)$$

$$B_2 = \frac{U_{om}}{U_{im}} \left\{ 1 + \frac{\tan(\varphi_i)}{\tan(\varphi_o)} \right\} \quad (2.24)$$

$$\gamma_1 = -\frac{U_{om}}{U_{im}} \frac{1}{6\sqrt{3}} \quad (2.25)$$

$$\gamma_2 = \frac{U_{om}}{U_{im}} \frac{7}{6\sqrt{3}} \quad (2.26)$$

$$q_1 = -\frac{U_{om}}{U_{im}} \frac{1}{6} \quad (2.27)$$

$$q_2 = -\frac{U_{om}}{U_{im}} \frac{1}{6} \quad (2.28)$$

Poniżej poddano analizie zastosowanie tylko dwóch funkcji w macierzy łążeń, co wprawdzie ogranicza współczynnik modulacji amplitudy do 0.5, ale znacząco upraszcza sterowanie.

2.2.2. Funkcja modulująca sumacyjna.

$$m_+(i) = B_+ \cdot \cos((\omega_o + \omega_i)t - (i-1)2\pi/3 + \Theta_o) \quad (2.29)$$

$$\begin{bmatrix} u_{oa} \\ u_{ob} \\ u_{oc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} m_+(1) & m_+(2) & m_+(3) \\ m_+(3) & m_+(1) & m_+(2) \\ m_+(2) & m_+(3) & m_+(1) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{ia} \\ u_{ib} \\ u_{ic} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ia} \\ i_{ib} \\ i_{ic} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} m_+(1) & m_+(2) & m_+(3) \\ m_+(2) & m_+(3) & m_+(1) \\ m_+(3) & m_+(1) & m_+(2) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{oa} \\ i_{ob} \\ i_{oc} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Przy tym sposobie sterowania wejściowy współczynnik mocy:

$$\cos \varphi_i = -\cos \varphi_o \quad (2.32)$$

Macierz łążeń można zdefiniować jako (2.33)

$$[M_+] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} m_+(1) & m_+(2) & m_+(3) \\ m_+(3) & m_+(1) & m_+(2) \\ m_+(2) & m_+(3) & m_+(1) \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

2.2.3. Funkcja modulująca różnicowa.

$$m_-(i) = B_- \cdot \cos((\omega_o - \omega_i)t - (i-1)2\pi/3 + \Theta_o) \quad (2.34)$$

$$\begin{bmatrix} u_{oa} \\ u_{ob} \\ u_{oc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} m_-(1) & m_-(2) & m_-(3) \\ m_-(3) & m_-(1) & m_-(2) \\ m_-(2) & m_-(3) & m_-(1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ia} \\ u_{ib} \\ u_{ic} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ia} \\ i_{ib} \\ i_{ic} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} m_-(1) & m_-(3) & m_-(2) \\ m_-(2) & m_-(1) & m_-(3) \\ m_-(3) & m_-(2) & m_-(1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{oa} \\ i_{ob} \\ i_{oc} \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

W tym przypadku wejściowy współczynnik mocy:

$$\cos \varphi_i = \cos \varphi_o \quad (2.37)$$

Macierz łążeń można zdefiniować jako (2.38)

$$[M_-] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} m_-(1) & m_-(2) & m_-(3) \\ m_-(3) & m_-(1) & m_-(2) \\ m_-(2) & m_-(3) & m_-(1) \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

2.2.4. Modulacja sinusoidalna z regulacją wejściowego współczynnika mocy.

Łącząc, opisane zależnościami 2.30. i 2.35. algorytmy, można uzyskać układ, którego wejściowy współczynnik mocy można regulować w zakresie od $-\varphi_o$ do $+\varphi_o$ [4].

$$\begin{bmatrix} u_{oa} \\ u_{ob} \\ u_{oc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} m_+(1) + m_-(1) & m_+(2) + m_-(2) & m_+(3) + m_-(3) \\ m_+(2) + m_-(3) & m_+(3) + m_-(1) & m_+(1) + m_-(2) \\ m_+(3) + m_-(2) & m_+(1) + m_-(3) & m_+(2) + m_-(1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ia} \\ u_{ib} \\ u_{ic} \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Współczynniki modulacji amplitudy dla funkcji m_+ i m_- :

$$B_+ = (U_{om}/U_{im})(1 - (\tan(\varphi_i)/\tan(\varphi_o))) \quad (2.40)$$

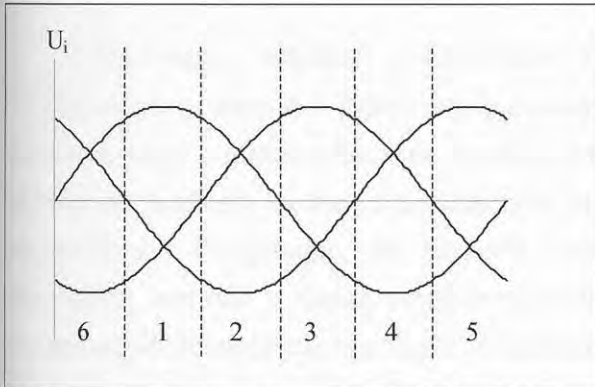
$$B_- = (U_{om}/U_{im})(1 + (\tan(\varphi_i)/\tan(\varphi_o))) \quad (2.41)$$

2.3. Metoda skalarna modulacji szerokości impulsów.

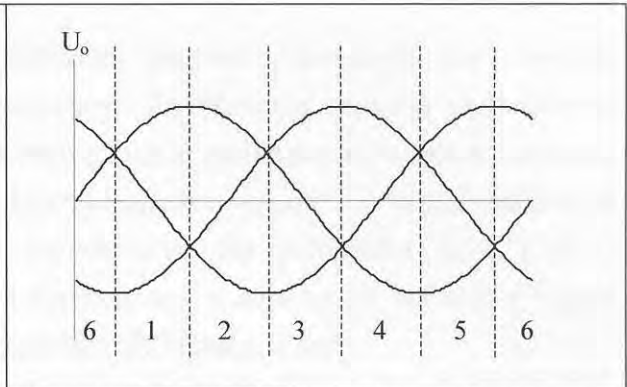
W metodzie tej do kształtowania napięć wyjściowych wykorzystuje się dwa napięcia międzyfazowe. Maksymalna wartość napięcia wyjściowego wynosi 0.866 napięcia wejściowego.

Czasy zamknięcia łączników określone są na podstawie znajomości wartości chwilowych napięć wejściowych [30,85]. Okres napięcia wejściowego dzieli się na sektory N_i według zasady, że napięcie o wartości najmniejszej lub największej ma przeciwny znak do pozostałych napięć (Rys.2.7.). Okres napięcia wyjściowego dzieli się na przedziały N_o w ten

sposób, że w każdym z nich jedno napięcie wyjściowe przyjmuje wartości największe lub najmniejsze (Rys.2.8.)[85].



Rys.2.7. Podział napięć wejściowych na sektory



Rys.2.8. Podział napięć wyjściowych na sektory

Dla przedziałów $N_i=1$ i $N_o=1$ wartości napięć wyjściowych można zapisać (2.42), (2.43)

$$u_{oab} = b_{12}u_{iab} + b_{23}u_{ibc} + b_{13}u_{iac} + b_1u_{iaa} \quad (2.42)$$

$$u_{oac} = c_{12}u_{iab} + c_{23}u_{ibc} + c_{13}u_{iac} + c_1u_{iaa} \quad (2.43)$$

suma czasów względnych musi być równa 1 (2.44), (2.45)

$$1 = b_{12} + b_{23} + b_{13} + b_1 \quad (2.44)$$

$$1 = c_{12} + c_{23} + c_{13} + c_1 \quad (2.45)$$

względne czasy włączenia łączników obliczane są (2.46) do (2.51)

$$b_{12} = \frac{u_{iab}}{u_{iab}^2 + u_{ibc}^2 + u_{iac}^2} \cdot u_{oab} \quad (2.46)$$

$$b_{23} = \frac{u_{ibc}}{u_{iab}^2 + u_{ibc}^2 + u_{iac}^2} \cdot u_{oab} \quad (2.47)$$

$$b_{13} = \frac{u_{iac}}{u_{iab}^2 + u_{ibc}^2 + u_{iac}^2} \cdot u_{oab} \quad (2.48)$$

$$c_{12} = \frac{u_{iab}}{u_{iab}^2 + u_{ibc}^2 + u_{iac}^2} \cdot u_{oac} \quad (2.49)$$

$$c_{23} = \frac{u_{ibc}}{u_{iab}^2 + u_{ibc}^2 + u_{iac}^2} \cdot u_{oac} \quad (2.50)$$

$$c_{13} = \frac{u_{iac}}{u_{iab}^2 + u_{ibc}^2 + u_{iia}^2} \cdot u_{oac} \quad (2.51)$$

Sterowanie według powyższych zależności pozwala na uzyskanie napięcia wyjściowego o wartości 0.866 napięcia wejściowego. Zwiększenie napięcia wyjściowego można uzyskać poprzez włączenie łącznika, którego napięcie zasilające ma w danym sektorze największą wartość, na stałe a przełączane są łączniki łączące wyjście z pozostałymi fazami wejściowymi. Przyjmując, że napięcie jest kształtowane dla przypadku $N_i=1$ i $N_o=1$ największą wartość z napięć wejściowych ma napięcie u_{ia} a największą wartość z napięć wyjściowych ma napięcie u_{oa} ciągle jest załączony łącznik łączący te fazy.

2.4. Podsumowanie.

Właściwości omówionych wyżej algorytmów zestawiono w Tabeli 2.1.

Tabela 2.1. Właściwości wybranych algorytmów sterowania PM

	$\cos\varphi_i$	U_{om}
Modulacja funkcjami sumacyjnymi	$-\cos\varphi_o$	$U_{im}/2$
Modulacja funkcjami różnicowymi	$\cos\varphi_o$	$U_{im}/2$
Modulacja funkcjami sumacyjnymi i różnicowymi	$-\cos\varphi_o < \cos\varphi_i < \cos\varphi_o$	$U_{im}/2$
Modulacja wektorowa	Regulowany w zakresie $-90^\circ < \varphi_i < 90^\circ$	$U_{om} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{im} \cos \varphi_i$
Metoda skalarna	1	$0.866U_{im}$

Pod względem złożoności algorytm Venturini'ego przy wykorzystaniu modulacji napięcia wyjściowego 3. harmonicznymi częstotliwości wejściowej i wyjściowej, wymaga pomiaru napięć wejściowych celem synchronizacji łączy. Z uwagi na konieczność obliczania czasów łączy dla każdego łącznika osobno algorytm ten stawia przed sterownikiem wysokie wymagania. Uproszczenie algorytmu do sterowania funkcjami sumacyjnymi i różnicowymi zdecydowanie upraszcza sterowanie, umożliwia pracę układu z punktem zerowym obciążenia połączonym z punktem zerowym sieci kosztem ograniczenia maksymalnego napięcia wyjściowego do wartości $0.5U_i$.

Algorytm wektorowy wymaga obliczeń niezależnie dla części prostownikowej i falownikowej ale, w odróżnieniu od metody Venturini'ego, obliczenia wykonuje się dla grup łączników. Algorytm ten wymaga śledzenia napięcia wyjściowego. Zmiana potencjału punktu zerowego uniemożliwia zastosowanie tego sterowania przy odbiornikach pracujących z uziemionym punktem zerowym.

Z powyższych względów w dalszej części pracy przedstawiono wykorzystanie w zastosowaniach energetycznych PM o sterowaniu funkcjami sumacyjnymi i różnicowymi jako najbardziej uniwersalnym. Z uwagi na to, że niektóre układy zakładają wykorzystanie transformatora dodawczego ograniczenie współczynnika wykorzystania napięcia nie jest szczególnie dotkliwe. Ponadto w rozdziale 4. zaproponowano algorytmy wraz z układami PM umożliwiające zwiększenie napięcia wyjściowego.

3. WŁAŚCIWOŚCI PRZEKSZTAŁNIKA MATRYCOWEGO PRZY STEROWANIU FUNKCJAMI SINUSOIDALNYMI

3.1. Zasilanie i obciążenie symetryczne.

Poniżej przedstawiono właściwości układu MC dla częstotliwości wyjściowej 50 Hz tj. równej częstotliwości wejściowej, przy $f_n=5$ kHz dla algorytmu sterowania opisanego zależnościami (3.1.), (3.2), (3.3).

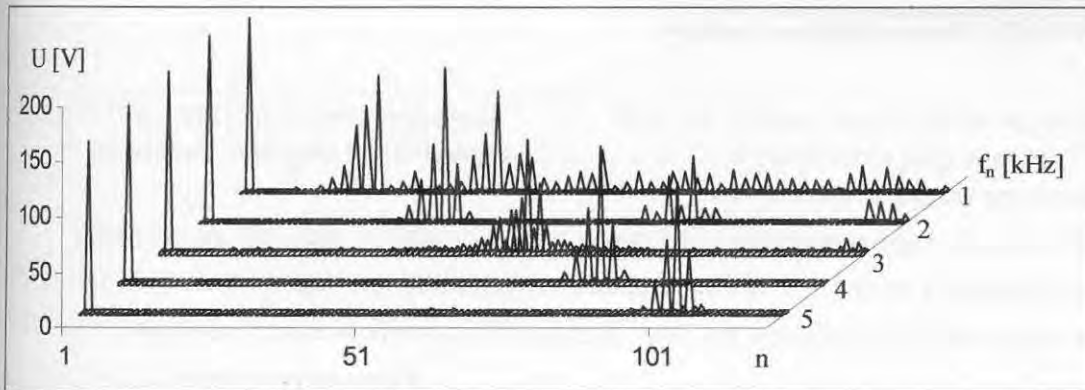
$$\begin{bmatrix} u_{oa} \\ u_{ob} \\ u_{oc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} m_+(1) + m_-(1) & m_+(2) + m_-(3) & m_+(3) + m_-(2) \\ m_+(2) + m_-(2) & m_+(3) + m_-(3) & m_+(1) + m_-(2) \\ m_+(3) + m_-(3) & m_+(1) + m_-(2) & m_+(2) + m_-(1) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{ia} \\ u_{ib} \\ u_{ic} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Współczynniki modulacji amplitudy dla funkcji m_+ i m_- :

$$B_+ = (U_{om}/U_{im})(1 - (\tan(\varphi_i)/\tan(\varphi_o))) \quad (3.2)$$

$$B_- = (U_{om}/U_{im})(1 + (\tan(\varphi_i)/\tan(\varphi_o))) \quad (3.3)$$

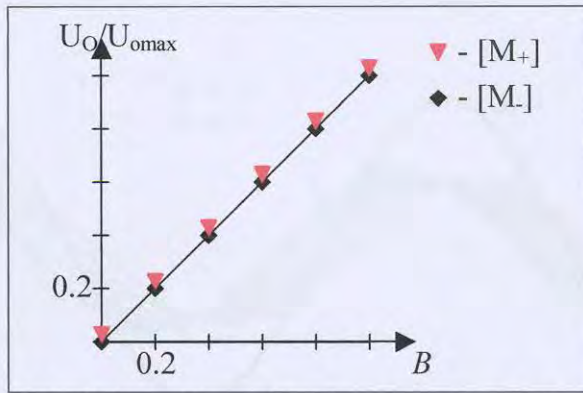
Na Rys. 3.1. przedstawiono wpływ częstotliwości łączeń na widmo napięcia wyjściowego. W widmie oprócz składowej podstawowej występują składowe rzędu częstotliwości modulacji. Zwiększanie częstotliwości łączeń powoduje, że filtracja składowych niepożądanych jest łatwiejsza. W tym przypadku należy liczyć się ze zwiększeniem strat w przekształtniku.



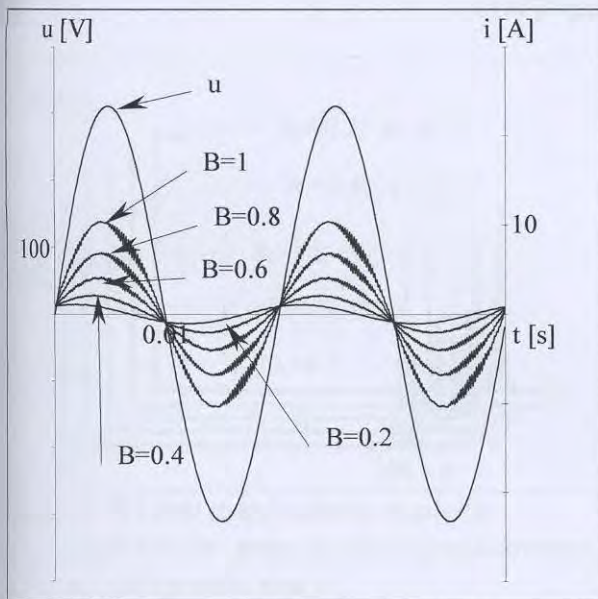
Rys.3.1. Widmo napięcia wyjściowego w zależności od częstotliwości komutacji.

Zależność amplitudy napięcia wyjściowego w zależności od współczynnika modulacji przedstawiono na Rys.3.2.

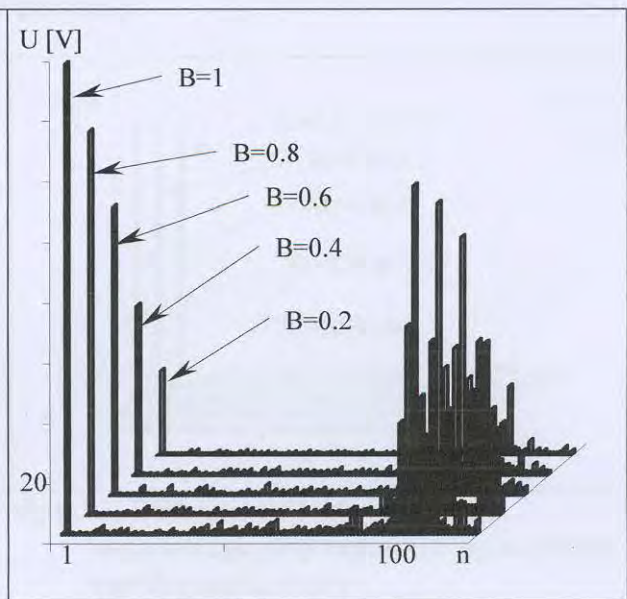
Rys.3.3. i Rys.3.4. przedstawiają przebiegi czasowe prądu wyjściowego oraz widmo napięcia wyjściowego dla różnych wartości współczynników modulacji.



Rys.3.2. Zależność amplitudy napięcia wyjściowego od amplitudy funkcji modulujących przy modulacji funkcjami: sumacyjną i różnicową.



Rys.3.3 Prąd wyjściowy przy regulacji amplitudy napięcia wyjściowego.

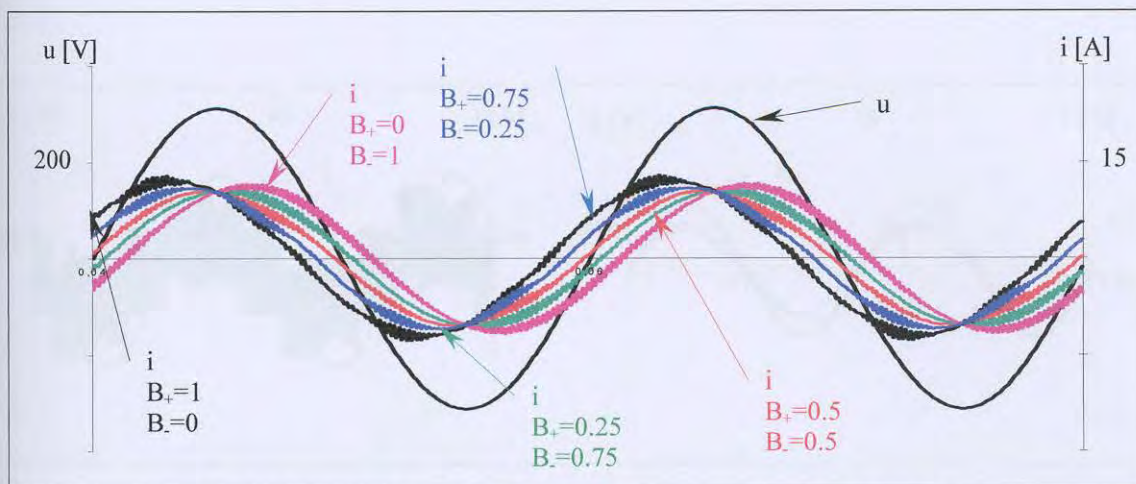


Rys.3.4. Widmo amplitudowe napięcia wyjściowego przy regulacji amplitudy napięcia wyjściowego.

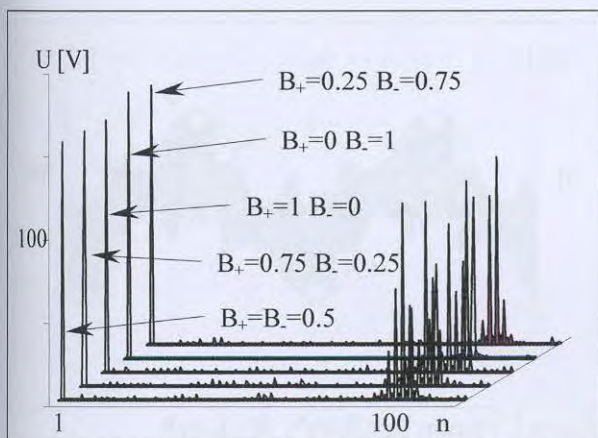
Regulacja napięcia wyjściowego nie powoduje pogorszenia jego kształtu. Nie wpływa także na wejściowy współczynnik mocy (widoczny na Rys.3.3 wzrost przesunięcia fazowego między napięciem i prądem wynika z rosnącego wpływu parametrów filtra wejściowego przy zmniejszaniu mocy wyjściowej).

Rys. 3.5. przedstawia przebiegi czasowe prądów wejściowych, Rys.3.6. i 3.7. przedstawiają widma napięcia wyjściowego i prądu wejściowego przy regulacji wejściowego współczynnika mocy przy zachowaniu warunku $B_+ + B_- = const.$ Na Rys.3.8. do 3.14. przedstawiono przebiegi napięć i prądów przy zmianie fazy napięcia wyjściowego względem napięcia wejściowego. Zmiana fazy napięcia wyjściowego względem napięcia wejściowego nie pogarsza parametrów napięcia wyjściowego i prądu wejściowego (Rys.3.12. i 3.13.). Nie wprowadza też przesunięcia fazowego między napięciem i prądem wejściowymi.

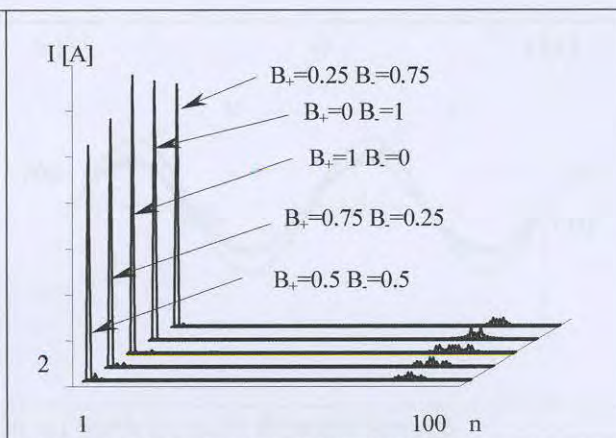
3. Właściwości przekształtnika matrycowego przy sterowaniu sinusoidalnym



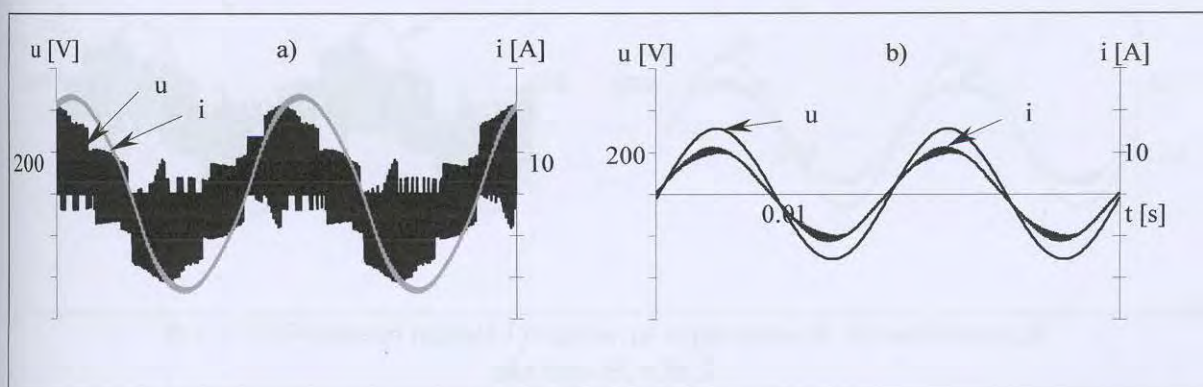
Rys. 3.5. Napięcie i prądy wejściowe przy regulacji wejściowego współczynnika mocy.



Rys. 3.6. Widmo amplitudowe napięcia wyjściowego przy regulacji wejściowego współczynnika mocy

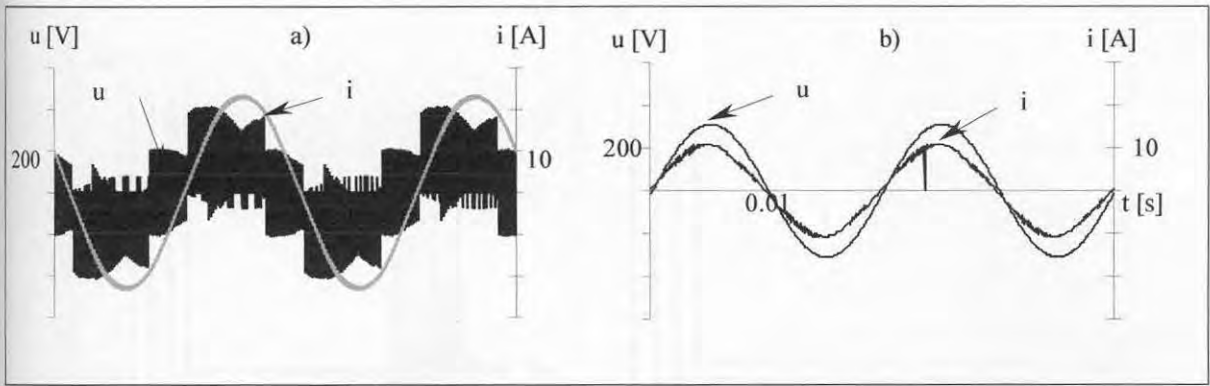


Rys. 3.7. Widmo amplitudowe prądu wejściowego przy regulacji wejściowego współczynnika mocy

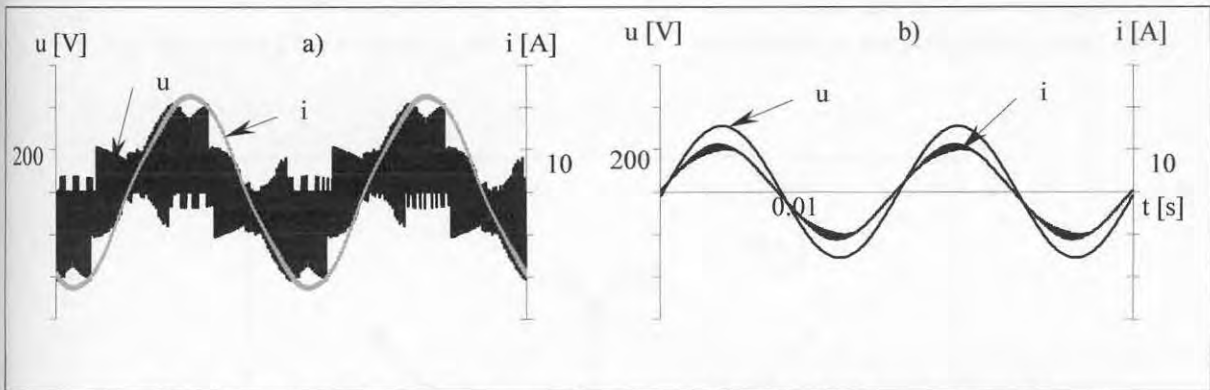


Rys. 3.8. Przebiegi napięć i prądów: a) wyjściowych; b) wejściowych dla fazy $\theta_o = 0 \cdot \pi$

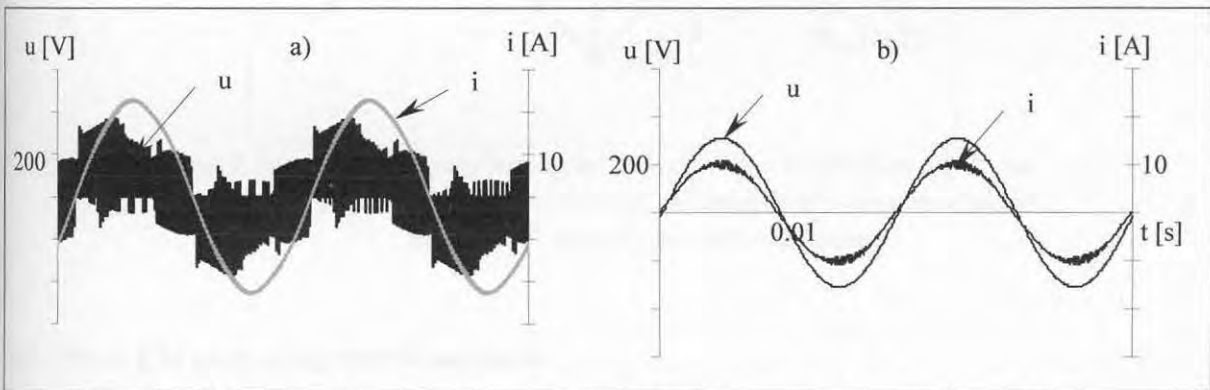
3. Właściwości przekształtnika matrycowego przy sterowaniu sinusoidalnym



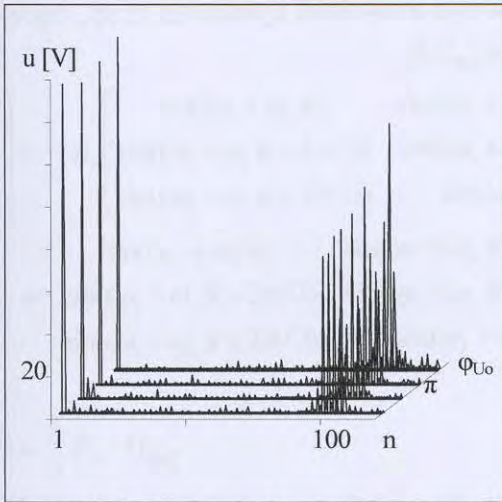
Rys.3.9. Przebiegi napięć i prądów: a) wyjściowych; b) wejściowych dla fazy $\Theta_o = \pi/2$



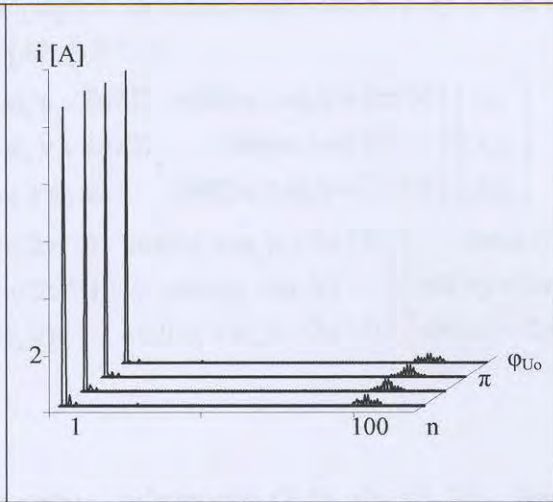
Rys.3.10. Przebiegi napięć i prądów: a) wyjściowych; b) wejściowych dla fazy $\Theta_o = \pi$



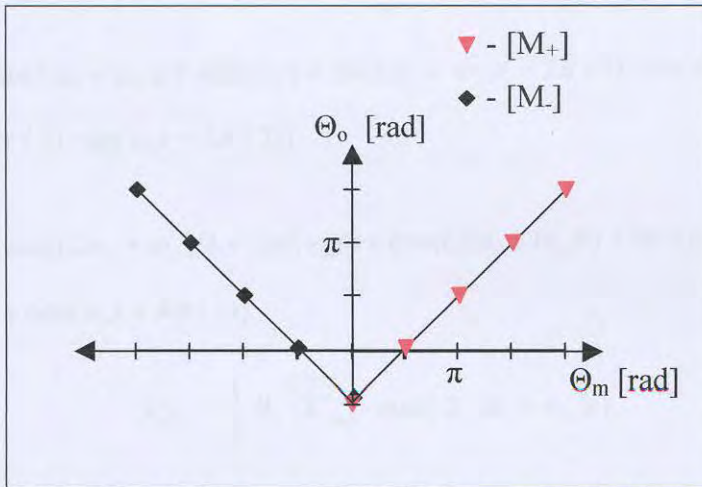
Rys.3.11. Przebiegi napięć i prądów: a) wyjściowych; b) wejściowych dla fazy $\Theta_o = 3\pi/2$



Rys. 3.12. Widmo amplitudowe napięcia wyjściowego przy regulacji fazy U_o .



Rys. 3.13. Widmo amplitudowe prądu wejściowego przy regulacji fazy U_o .



Rys. 3.14. Zależność fazy napięcia wyjściowego względem napięcia wejściowego od kąta funkcji modulujących przy modulacji funkcjami: sumacyjną lub różnicową.

3.2. Praca PM przy niesymetrii zasilania.

3.2.1. Modulacja funkcjami sumacyjnymi.

Wektor składowej przeciwnej napięć wejściowych określa zależność (3.4).

$$\begin{bmatrix} u_{iA2} \\ u_{iB2} \\ u_{iC2} \end{bmatrix} = U_{im2} \begin{bmatrix} \sin(\omega_1 t) \\ \sin(\omega_1 t + 2\pi/3) \\ \sin(\omega_1 t - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Napięcia wyjściowe, generowane przez składowe kolejności przeciwnej napięcia wejściowego, przy modulacji funkcjami sumacyjnymi, określają zależności (3.5), (3.6), (3.7).

$$[U_{o2}^+] = [M_+] \cdot [U_{i2}] \quad (3.5)$$

$$\begin{bmatrix} u_{oa2}^+ \\ u_{ob2}^+ \\ u_{oc2}^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot B_+ \begin{bmatrix} \sin((\omega_i + \omega_o)t) & \sin((\omega_i + \omega_o)t - 2\pi/3) & \sin((\omega_i + \omega_o)t + 2\pi/3) \\ \sin((\omega_i + \omega_o)t - 2\pi/3) & \sin((\omega_i + \omega_o)t + 2\pi/3) & \sin((\omega_i + \omega_o)t) \\ \sin((\omega_i + \omega_o)t + 2\pi/3) & \sin((\omega_i + \omega_o)t) & \sin((\omega_i + \omega_o)t - 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{iA2} \\ u_{iB2} \\ u_{iC2} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$\begin{bmatrix} u_{oa2}^+ \\ u_{ob2}^+ \\ u_{oc2}^+ \end{bmatrix} = w \cdot \begin{bmatrix} \sin((\omega_i + \omega_o)t) & \sin((\omega_i + \omega_o)t - 2\pi/3) & \sin((\omega_i + \omega_o)t + 2\pi/3) \\ \sin((\omega_i + \omega_o)t - 2\pi/3) & \sin((\omega_i + \omega_o)t + 2\pi/3) & \sin((\omega_i + \omega_o)t) \\ \sin((\omega_i + \omega_o)t + 2\pi/3) & \sin((\omega_i + \omega_o)t) & \sin((\omega_i + \omega_o)t - 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin(\omega_i t) \\ \sin(\omega_i t + 2\pi/3) \\ \sin(\omega_i t - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

gdzie $w = \frac{1}{3} B_+ \cdot U_{im2}$

Napięcie wyjściowe w fazie „a” określają zależności (3.8) do (3.10). Napięcie wyjściowe ma sześć składowych: 3 o zadanej częstotliwości f_o i 3 o częstotliwości niepożądaney $2f_i + f_o$. Dla symetrycznego zasilania napięcia o częstotliwości niepożądaney tworzą układ symetryczny o wartości wypadkowej równej 0 w innym przypadku wypadkowa wartość tego napięcia jest większa od 0.

$$u_{oa2}^+ = \frac{1}{3} B_+ \cdot U_{im2} \cdot [\sin((\omega_i + \omega_o)t) \cdot \sin(\omega_i t) + \sin((\omega_i + \omega_o)t - 2\pi/3) \cdot \sin(\omega_i t + 2\pi/3) + \sin((\omega_i + \omega_o)t + 2\pi/3) \cdot \sin(\omega_i t - 2\pi/3)] \quad (3.8)$$

$$u_{oa2}^+ = \frac{1}{6} B_+ \cdot U_{im2} \cdot [\cos((2\omega_i + \omega_o)t) + \cos(\omega_o t) + \cos((2\omega_i + \omega_o)t) + \cos(\omega_o t - 4\pi/3) + \cos((2\omega_i + \omega_o)t) + \cos(\omega_o t + 4\pi/3)] \quad (3.9)$$

$$u_{ob2}^+ = \frac{1}{2} B_+ \cdot U_{im2} \cdot \cos((2 \cdot \omega_i + \omega_o)t) \quad (3.10)$$

Analogicznie można wyznaczyć napięcia w pozostałych fazach wyjściowych: (3.11), (3.12).

$$u_{ob2}^+ = \frac{1}{2} B_+ \cdot U_{im2} \cdot \cos((2 \cdot \omega_i + \omega_o)t - 2\pi/3) \quad (3.11)$$

$$u_{oc2}^+ = \frac{1}{2} B_+ \cdot U_{im2} \cdot \cos((2 \cdot \omega_i + \omega_o)t + 2\pi/3) \quad (3.12)$$

Prądy wyjściowe od składowej przeciwnej, przy założeniu, że obciążenie jest indukcyjne o kącie przesunięcia fazowego równym φ_o , można zapisać jako (3.13):

$$\begin{bmatrix} i_{oa2}^+ \\ i_{ob2}^+ \\ i_{ob2}^+ \end{bmatrix} = I_{om2}^+ \begin{bmatrix} \cos((2 \cdot \omega_i + \omega_o) \cdot t - \varphi_o) \\ \cos(2 \cdot \omega_i + \omega_o) \cdot t - 2\pi/3 - \varphi_o) \\ \cos(2 \cdot \omega_i + \omega_o) \cdot t + 2\pi/3 - \varphi_o) \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Prądy wejściowe od prądów wyjściowych opisanych (3.13) określają zależności (3.14) do (3.16).

$$[I_{i2}^+] = [M_+]^T \cdot [I_{o2}^+] \quad (3.14)$$

$$\begin{bmatrix} i_{iA2}^+ \\ i_{iB2}^+ \\ i_{iC2}^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{3} B_+ \cdot I_{om2}^+ \cdot \begin{bmatrix} \sin((\omega_i + \omega_o)t) & \sin((\omega_i + \omega_o)t - 2\pi/3) & \sin((\omega_i + \omega_o)t + 2\pi/3) \\ \sin((\omega_i + \omega_o)t - 2\pi/3) & \sin((\omega_i + \omega_o)t + 2\pi/3) & \sin((\omega_i + \omega_o)t) \\ \sin((\omega_i + \omega_o)t + 2\pi/3) & \sin((\omega_i + \omega_o)t) & \sin((\omega_i + \omega_o)t - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$\cdot \begin{bmatrix} \cos(2 \cdot \omega_i + \omega_o) \cdot t - \varphi_o \\ \cos(2 \cdot \omega_i + \omega_o) \cdot t - 2\pi/3 - \varphi_o \\ \cos(2 \cdot \omega_i + \omega_o) \cdot t + 2\pi/3 - \varphi_o \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{iA2}^+ \\ i_{iB2}^+ \\ i_{iC2}^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{2} B_+ \cdot I_{im2}^+ \begin{bmatrix} \sin(\omega_i \cdot t + \varphi_o) \\ \sin(\omega_i \cdot t - 2\pi/3 + \varphi_o) \\ \sin(\omega_i \cdot t + 2\pi/3 + \varphi_o) \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Szczególnym przypadkiem pracy przekształtnika matrycowego, w proponowanych w punkcie 6. zastosowaniach, jest praca przy częstotliwości wyjściowej równej wejściowej. Dla tego przypadku macierz napięć wyjściowych od napięć wejściowych składowej przeciwnej opisują zależności (3.17) i (3.18).

$$\begin{bmatrix} u_{oa2}^+ \\ u_{ob2}^+ \\ u_{oc2}^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{3} B_+ \cdot \begin{bmatrix} \sin((2 \cdot \omega_i)t) & \sin((2 \cdot \omega_i)t - 2\pi/3) & \sin((2 \cdot \omega_i)t + 2\pi/3) \\ \sin((2 \cdot \omega_i)t - 2\pi/3) & \sin((2 \cdot \omega_i)t + 2\pi/3) & \sin((2 \cdot \omega_i)t) \\ \sin((2 \cdot \omega_i)t + 2\pi/3) & \sin((2 \cdot \omega_i)t) & \sin((2 \cdot \omega_i)t - 2\pi/3) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{iA2} \\ u_{iB2} \\ u_{iC2} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$\begin{bmatrix} u_{oa2}^+ \\ u_{ob2}^+ \\ u_{oc2}^+ \end{bmatrix} = w \cdot \begin{bmatrix} \sin((2 \cdot \omega_i)t) & \sin((2 \cdot \omega_i)t - 2\pi/3) & \sin((2 \cdot \omega_i)t + 2\pi/3) \\ \sin((2 \cdot \omega_i)t - 2\pi/3) & \sin((2 \cdot \omega_i)t + 2\pi/3) & \sin((2 \cdot \omega_i)t) \\ \sin((2 \cdot \omega_i)t + 2\pi/3) & \sin((2 \cdot \omega_i)t) & \sin((2 \cdot \omega_i)t - 2\pi/3) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \sin(\omega_i t) \\ \sin(\omega_i t + 2\pi/3) \\ \sin(\omega_i t - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Napięcie wyjściowe kolejności przeciwnej w fazie „a” określają zależności (3.19) do (3.21).

$$u_{oa2}^+ = \frac{1}{3} B_+ \cdot U_{im2} \cdot [\sin((2 \cdot \omega_i)t) \cdot \sin(\omega_i t) + \sin((2 \cdot \omega_i)t - 2\pi/3) \cdot \sin(\omega_i t + 2\pi/3) + \sin((2 \cdot \omega_i)t + 2\pi/3) \cdot \sin(\omega_i t - 2\pi/3)] \quad (3.19)$$

$$u_{oa2}^+ = \frac{1}{6} B_+ \cdot U_{im2} \cdot [\cos((3 \cdot \omega_i)t) + \cos(\omega_i t) + \cos((3 \cdot \omega_i)t) + \cos(\omega_i t - 4\pi/3) + \cos((3 \cdot \omega_i)t) + \cos(\omega_i t + 4\pi/3)] \quad (3.20)$$

$$u_{oa2}^+ = \frac{1}{2} B_+ \cdot U_{im2} \cdot \cos(3 \cdot \omega_i \cdot t) \quad (3.21)$$

Analogicznie można wyznaczyć napięcia w pozostałych fazach wyjściowych: (3.22), (3.23).

$$u_{ob2}^+ = \frac{1}{2} B_+ \cdot U_{im2} \cdot \cos((3 \cdot \omega_i)t - 2\pi/3) \quad (3.22)$$

$$u_{oc2}^+ = \frac{1}{2} B_+ \cdot U_{im2} \cdot \cos((3 \cdot \omega_i)t + 2\pi/3) \quad (3.23)$$

Prądy wyjściowe od składowej przeciwnej można zapisać jako (3.24):

$$\begin{bmatrix} i_{oa2}^+ \\ i_{ob2}^+ \\ i_{oc2}^+ \end{bmatrix} = I_{om2}^+ \begin{bmatrix} \cos(3 \cdot \omega_i \cdot t - \varphi_o) \\ \cos(3 \cdot \omega_i \cdot t - 2\pi/3 - \varphi_o) \\ \cos(3 \cdot \omega_i \cdot t + 2\pi/3 - \varphi_o) \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Prądy wejściowe od prądów wyjściowych opisanych (3.24) określają zależności (3.25) do (3.27).

$$[I_{i2}^+] = [M_+]^T \cdot [I_{o2}^+] \quad (3.25)$$

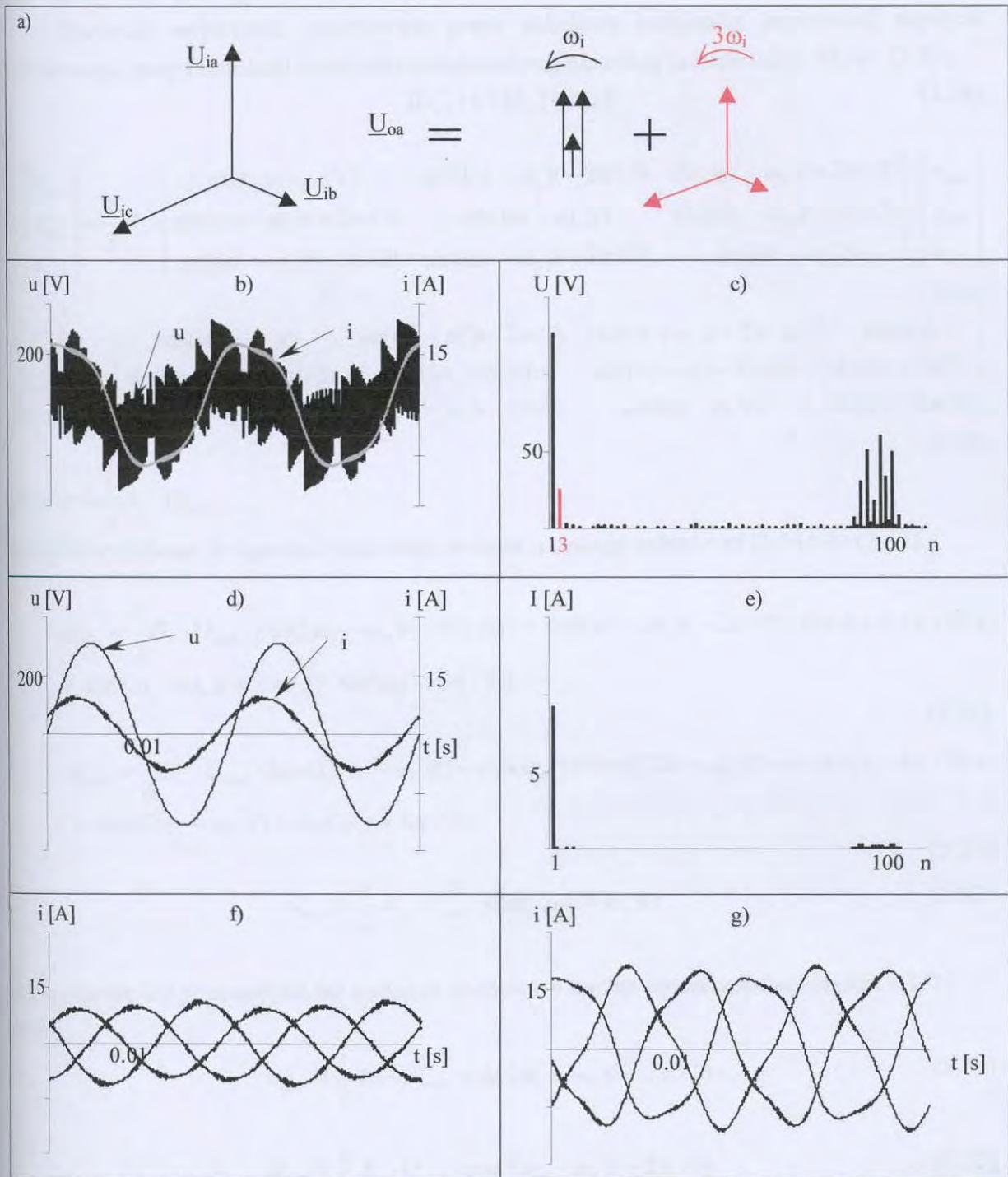
$$\begin{bmatrix} i_{iA2}^+ \\ i_{iB2}^+ \\ i_{iC2}^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{3} B_+ \cdot I_{om2}^+ \cdot \begin{bmatrix} \sin(2 \cdot \omega_i)t & \sin(2 \cdot \omega_i)t - 2\pi/3 & \sin(2 \cdot \omega_i)t + 2\pi/3 \\ \sin(2 \cdot \omega_i)t - 2\pi/3 & \sin(2 \cdot \omega_i)t + 2\pi/3 & \sin(2 \cdot \omega_i)t \\ \sin(2 \cdot \omega_i)t + 2\pi/3 & \sin(2 \cdot \omega_i)t & \sin(2 \cdot \omega_i)t - 2\pi/3 \end{bmatrix}^T \quad (3.26)$$

$$\cdot \begin{bmatrix} \cos\beta \cdot \omega_i \cdot t - \varphi_o \\ \cos\beta \cdot \omega_i \cdot t - 2\pi/3 - \varphi_o \\ \cos\beta \cdot \omega_i \cdot t + 2\pi/3 - \varphi_o \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{iA2}^+ \\ i_{iB2}^+ \\ i_{iC2}^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{2} B_+ \cdot I_{im2}^+ \begin{bmatrix} \sin(\omega_i \cdot t + \varphi_o) \\ \sin(\omega_i \cdot t - 2\pi/3 + \varphi_o) \\ \sin(\omega_i \cdot t + 2\pi/3 + \varphi_o) \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Na Rys. 3.15. przedstawiono wektory napięć oraz przebiegi czasowe przy zasilaniu PM napięciem niesymetrycznym i przy modulacji sumacyjnej. W przypadku zasilania symetrycznego wektory o częstotliwości niepożądaną tworzą układ symetryczny (o wartości 0).

3. Właściwości przekształtnika matrycowego przy sterowaniu sinusoidalnym



Rys.3.15. Przebiegi czasowe przy niesymetrii zasilania i sterowaniu funkcjami sumacyjnymi:

a) napięcia wyjściowe przy niesymetrii zasilania;

b) napięcie i prąd wyjściowe;

c) widmo napięcia wyjściowego;

d) napięcie i prąd wejściowe;

e) widmo prądu wejściowego;

f) trójfazowe prądy wejściowe;

g) trójfazowe prądy wyjściowe.

3.2.2. Modulacja funkcjami różnicowymi.

Napięcia wyjściowe, generowane przez składowe kolejności przeciwnej napięcia wejściowego, przy modulacji funkcjami różnicowymi, określają zależności (3.28) do (3.30).

$$[U_{o2}^-] = [M_-] \cdot [U_{i2}] \quad (3.28)$$

$$\begin{bmatrix} u_{oa2}^- \\ u_{ob2}^- \\ u_{oc2}^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} B_- \cdot \begin{bmatrix} \sin((\omega_i - \omega_o)t) & \sin((\omega_i - \omega_o)t - 2\pi/3) & \sin((\omega_i - \omega_o)t + 2\pi/3) \\ \sin((\omega_i - \omega_o)t + 2\pi/3) & \sin((\omega_i - \omega_o)t) & \sin((\omega_i - \omega_o)t - 2\pi/3) \\ \sin((\omega_i - \omega_o)t - 2\pi/3) & \sin((\omega_i - \omega_o)t + 2\pi/3) & \sin((\omega_i - \omega_o)t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{iA2} \\ u_{iB2} \\ u_{iC2} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

$$\begin{bmatrix} u_{oa2}^- \\ u_{ob2}^- \\ u_{oc2}^- \end{bmatrix} = w \cdot \begin{bmatrix} \sin((\omega_i - \omega_o)t) & \sin((\omega_i - \omega_o)t - 2\pi/3) & \sin((\omega_i - \omega_o)t + 2\pi/3) \\ \sin((\omega_i - \omega_o)t + 2\pi/3) & \sin((\omega_i - \omega_o)t) & \sin((\omega_i - \omega_o)t - 2\pi/3) \\ \sin((\omega_i - \omega_o)t - 2\pi/3) & \sin((\omega_i - \omega_o)t + 2\pi/3) & \sin((\omega_i - \omega_o)t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \sin(\omega_i t) \\ \sin(\omega_i t + 2\pi/3) \\ \sin(\omega_i t - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

gdzie $w = \frac{1}{3} B_- \cdot U_{im2}$

Napięcie wyjściowe kolejności przeciwnej w fazie *a* opisują zależności (3.31) do (3.33).

$$u_{oa2}^- = \frac{1}{3} B_- \cdot U_{im2} \cdot [\sin((\omega_i - \omega_o)t) \cdot \sin(\omega_i t) + \sin((\omega_i - \omega_o)t - 2\pi/3) \cdot \sin(\omega_i t + 2\pi/3) + \sin((\omega_i - \omega_o)t + 2\pi/3) \cdot \sin(\omega_i t - 2\pi/3)] \quad (3.31)$$

$$u_{oa2}^- = \frac{1}{6} B_- \cdot U_{im2} \cdot [\cos((2\omega_i - \omega_o)t) + \cos(\omega_o t) + \cos((2\omega_i - \omega_o)t) + \cos(\omega_o t - 4\pi/3) + \cos((2\omega_i - \omega_o)t) + \cos(\omega_o t + 4\pi/3)] \quad (3.32)$$

$$u_{oa2}^- = \frac{1}{2} B_- \cdot U_{im2} \cdot \cos((2\omega_i - \omega_o)t) \quad (3.33)$$

Analogicznie dla pozostałych faz napięcia wyjściowe można opisać zależnościami (3.34) i (3.35).

$$u_{ob2}^- = \frac{1}{2} B_- \cdot U_{im2} \cdot \cos(2\omega_i - \omega_o)t + 2\pi/3 \quad (3.34)$$

$$u_{oc2}^- = \frac{1}{2} B_- \cdot U_{im2} \cdot \cos(2\omega_i - \omega_o)t - 2\pi/3 \quad (3.35)$$

Prądy wyjściowe od składowej przeciwnej, przy założeniu, że obciążenie jest indukcyjne o kącie przesunięcia fazowego równym φ_o , można zapisać jako (3.36):

$$\begin{bmatrix} i_{oa2}^- \\ i_{ob2}^- \\ i_{oc2}^- \end{bmatrix} = I_{om2}^- \begin{bmatrix} \cos((2\omega_i - \omega_o)t - \varphi_o) \\ \cos((2\omega_i - \omega_o)t + 2\pi/3 - \varphi_o) \\ \cos((2\omega_i - \omega_o)t - 2\pi/3 - \varphi_o) \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

Prądy wejściowe od prądów wyjściowych opisanych (3.36) określają zależności (3.37) do (3.40).

$$[I_{i2}^-] = [M_-]^T \cdot [I_{o2}^-] \quad (3.37)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_{iA2}^- \\ \bar{i}_{iB2}^- \\ \bar{i}_{iC2}^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} B_- \begin{bmatrix} \sin((\omega_i - \omega_o)t) & \sin((\omega_i - \omega_o)t - 2\pi/3) & \sin((\omega_i - \omega_o)t + 2\pi/3) \\ \sin((\omega_i - \omega_o)t + 2\pi/3) & \sin((\omega_i - \omega_o)t) & \sin((\omega_i - \omega_o)t - 2\pi/3) \\ \sin((\omega_i - \omega_o)t - 2\pi/3) & \sin((\omega_i - \omega_o)t + 2\pi/3) & \sin((\omega_i - \omega_o)t) \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} \bar{i}_{oA2}^- \\ \bar{i}_{oB2}^- \\ \bar{i}_{oC2}^- \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_{iA2}^- \\ \bar{i}_{iB2}^- \\ \bar{i}_{iC2}^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} B_- \cdot I_{om2}^- \cdot \begin{bmatrix} \sin((\omega_i - \omega_o)t) & \sin((\omega_i - \omega_o)t - 2\pi/3) & \sin((\omega_i - \omega_o)t + 2\pi/3) \\ \sin((\omega_i - \omega_o)t + 2\pi/3) & \sin((\omega_i - \omega_o)t) & \sin((\omega_i - \omega_o)t - 2\pi/3) \\ \sin((\omega_i - \omega_o)t - 2\pi/3) & \sin((\omega_i - \omega_o)t + 2\pi/3) & \sin((\omega_i - \omega_o)t) \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega_i \cdot t - \varphi_o) \\ \cos(\omega_i \cdot t + 2\pi/3 - \varphi_o) \\ \cos(\omega_i \cdot t - 2\pi/3 - \varphi_o) \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_{iA2}^- \\ \bar{i}_{iB2}^- \\ \bar{i}_{iC2}^- \end{bmatrix} = \frac{1}{2} B_- \cdot I_{om2}^- \begin{bmatrix} \sin(\omega_i t - \varphi_o) \\ \sin(\omega_i t + 2\pi/3 - \varphi_o) \\ \sin(\omega_i t - 2\pi/3 - \varphi_o) \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

Podobnie jak przy modulacji funkcjami sumacyjnymi, szczególnym przypadkiem pracy przekształtnika matrycowego jest praca przy częstotliwości wyjściowej równej wejściowej. Dla tego przypadku macierz napięć wyjściowych od napięć wejściowych składowej przeciwnej opisują zależności (3.41) do (3.42).

$$\begin{bmatrix} \bar{u}_{oA2}^- \\ \bar{u}_{oB2}^- \\ \bar{u}_{oC2}^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} B_- \cdot \begin{bmatrix} \sin(0 \cdot t) & \sin(-2\pi/3) & \sin(2\pi/3) \\ \sin(2\pi/3) & \sin(0 \cdot t) & \sin(-2\pi/3) \\ \sin(-2\pi/3) & \sin(2\pi/3) & \sin(0 \cdot t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{u}_{iA2} \\ \bar{u}_{iB2} \\ \bar{u}_{iC2} \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{u}_{oA2}^- \\ \bar{u}_{oB2}^- \\ \bar{u}_{oC2}^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} B_- \cdot U_{im2} \cdot \begin{bmatrix} \sin(0 \cdot t) & \sin(-2\pi/3) & \sin(2\pi/3) \\ \sin(2\pi/3) & \sin(0 \cdot t) & \sin(-2\pi/3) \\ \sin(-2\pi/3) & \sin(2\pi/3) & \sin(0 \cdot t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \sin(\omega_i t) \\ \sin(\omega_i t + 2\pi/3) \\ \sin(\omega_i t - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

Napięcie wyjściowe kolejności przeciwnej w fazie a opisują zależności (3.43) do (3.45).

$$\begin{aligned} \bar{u}_{oA2}^- &= \frac{1}{3} B_- \cdot U_{im2} \cdot [\sin(0 \cdot t) \cdot \sin(\omega_i t) + \sin(-2\pi/3) \cdot \sin(\omega_i t + 2\pi/3) + \\ &+ \sin(2\pi/3) \cdot \sin(\omega_i t - 2\pi/3)] \end{aligned} \quad (3.43)$$

$$u_{oa2}^- = \frac{1}{6} B_- \cdot U_{im2} \cdot [\cos(\omega_i t) + \cos(-\omega_i t) + \cos(\omega_i t) + \cos(-\omega_i t - 4\pi/3) + \cos(\omega_i t) + \cos(-\omega_i t + 4\pi/3)] \quad (3.44)$$

$$u_{oa2}^- = \frac{1}{2} B_- \cdot U_{im2} \cdot \cos(\omega_i t) \quad (3.45)$$

Analogicznie dla pozostałych faz napięcia wyjściowe można opisać zależnościami (3.46) i (3.47).

$$u_{ob2}^- = \frac{1}{2} B_- \cdot U_{im2} \cdot \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \quad (3.46)$$

$$u_{oc2}^- = \frac{1}{2} B_- \cdot U_{im2} \cdot \cos(\omega_i t - 2\pi/3) \quad (3.47)$$

Istotnym wnioskiem jest stwierdzenie, że przy modulacji różnicowej przekształtnik nie generuje napięć harmoniczných tak jak to ma miejsce przy modulacji sumacyjnej.

Prądy wyjściowe od składowej przeciwnej można zapisać jako (3.48).

$$\begin{bmatrix} i_{oa2}^- \\ i_{ob2}^- \\ i_{oc2}^- \end{bmatrix} = I_{om2}^- \begin{bmatrix} \cos(\omega_i \cdot t - \varphi_o) \\ \cos(\omega_i \cdot t + 2\pi/3 - \varphi_o) \\ \cos(\omega_i \cdot t - 2\pi/3 - \varphi_o) \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

Prądy wejściowe od prądów wyjściowych opisanych (3.48) określają zależności (3.49) do (3.52).

$$[I_{i2}^-] = [M_-]^T \cdot [I_{o2}^-] \quad (3.49)$$

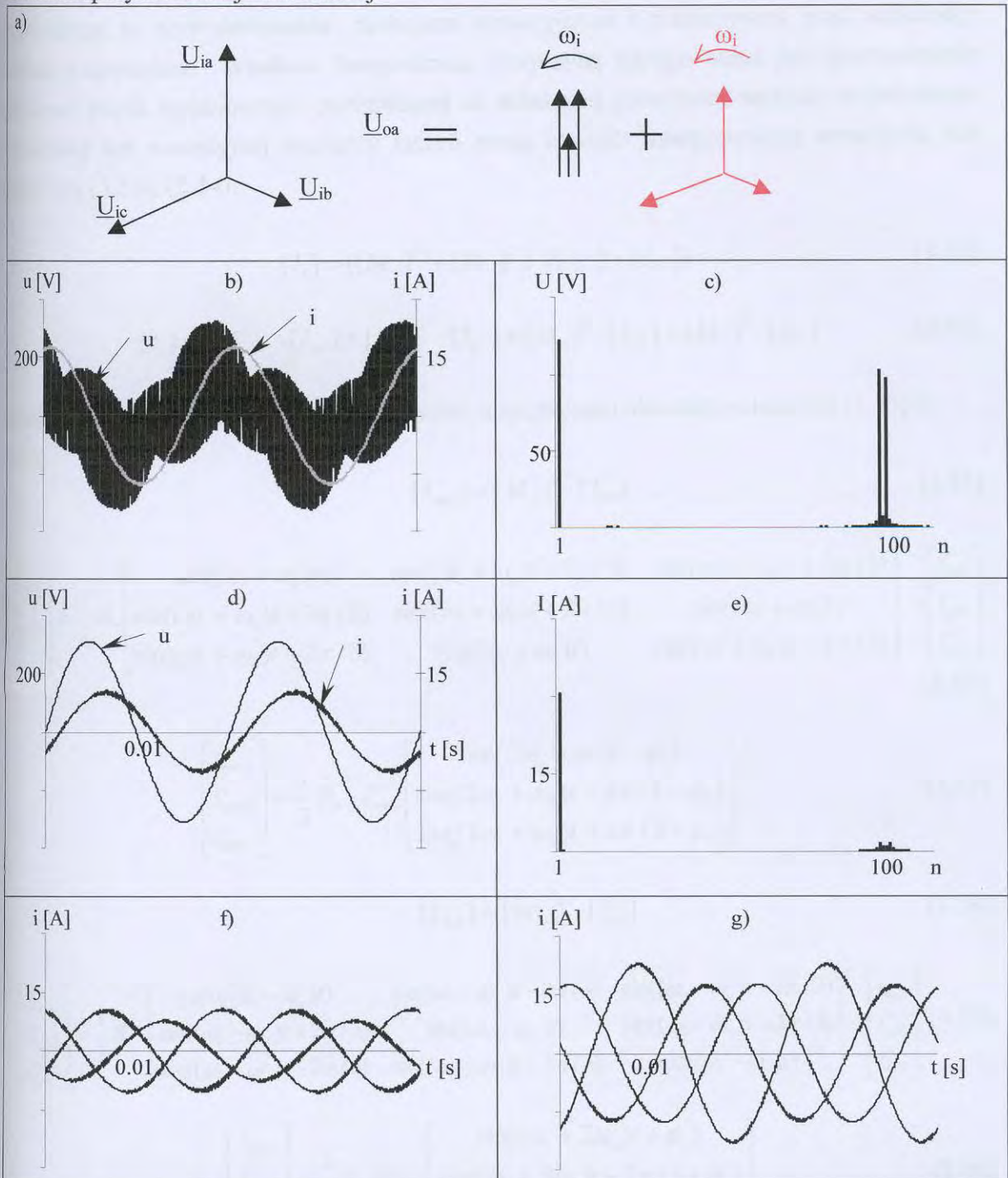
$$\begin{bmatrix} i_{iA2}^- \\ i_{iB2}^- \\ i_{iC2}^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} B_- \begin{bmatrix} \sin(0 \cdot t) & \sin(-2\pi/3) & \sin(2\pi/3) \\ \sin(2\pi/3) & \sin(0 \cdot t) & \sin(-2\pi/3) \\ \sin(-2\pi/3) & \sin(2\pi/3) & \sin(0 \cdot t) \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} i_{oa2}^- \\ i_{ob2}^- \\ i_{oc2}^- \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

$$\begin{bmatrix} i_{iA2}^- \\ i_{iB2}^- \\ i_{iC2}^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} B_- \cdot I_{om2}^- \cdot \begin{bmatrix} \sin(0 \cdot t) & \sin(-2\pi/3) & \sin(2\pi/3) \\ \sin(2\pi/3) & \sin(0 \cdot t) & \sin(-2\pi/3) \\ \sin(-2\pi/3) & \sin(2\pi/3) & \sin(0 \cdot t) \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega_i \cdot t - \varphi_o) \\ \cos(\omega_i \cdot t + 2\pi/3 - \varphi_o) \\ \cos(\omega_i \cdot t - 2\pi/3 - \varphi_o) \end{bmatrix} \quad (3.51)$$

$$\begin{bmatrix} i_{iA2}^- \\ i_{iB2}^- \\ i_{iC2}^- \end{bmatrix} = \frac{1}{2} B_- \cdot I_{om2}^- \begin{bmatrix} \sin(\omega_i t - \varphi_o) \\ \sin(\omega_i t + 2\pi/3 - \varphi_o) \\ \sin(\omega_i t - 2\pi/3 - \varphi_o) \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

3. Właściwości przekształtnika matrycowego przy sterowaniu sinusoidalnym

Na Rys. 3.16. przedstawiono wektory napięć oraz przebiegi czasowe przy niesymetrii zasilania przy modulacji różnicowej.



Rys.3.16. Przebiegi czasowe przy niesymetrii zasilania i sterowaniu funkcjami różnicowymi:

- a) napięcia wyjściowe przy niesymetrii zasilania;
- b) napięcie i prąd wyjściowe;
- c) widmo napięcia wyjściowego;
- d) napięcie i prąd wejściowe;
- e) widmo prądu wejściowego;
- f) trójfazowe prądy wejściowe;
- g) trójfazowe prądy wyjściowe.

3.2.3. Modulacja funkcjami sumacyjnymi i różnicowymi.

O ile przy sterowaniu funkcjami sumacyjną lub różnicową prąd wejściowy jest sinusoidalny, to przy sterowaniu funkcjami symacyjnymi i różnicowymi prąd wejściowy zawiera niepożądane składowe harmoniczne. Przyczyną takiego stanu jest przetwarzanie składowej prądu wyjściowego pochodzącej od składowej przeciwnej napięcia wejściowego różnicowej lub sumacyjnej macierzy łączności przez macierz transponowaną sumacyjną lub różnicową (3.53), (3.54).

$$[I_i] = ([M_+]^T + [M_-]^T) \cdot ([I_{o+}] + [I_{o-}]) \quad (3.53)$$

$$[I_i] = [M_+]^T \cdot [I_{o+}] + [M_+]^T \cdot [I_{o-}] + [M_-]^T \cdot [I_{o+}] + [M_-]^T \cdot [I_{o-}] \quad (3.54)$$

Składowe prądu wejściowego o częstotliwości niepożądanej określają zależności (3.55) do (3.57).

$$[I_{iwh}^+] = [M_+]^T \cdot [I_{o2}^-] \quad (3.55)$$

$$\begin{bmatrix} i_{iwhA}^+ \\ i_{iwhB}^+ \\ i_{iwhC}^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{3} B_+ \begin{bmatrix} \sin((\omega_i + \omega_0)t) & \sin((\omega_i + \omega_0)t - 2\pi/3) & \sin((\omega_i + \omega_0)t + 2\pi/3) \\ \sin((\omega_i + \omega_0)t - 2\pi/3) & \sin((\omega_i + \omega_0)t + 2\pi/3) & \sin((\omega_i + \omega_0)t) \\ \sin((\omega_i + \omega_0)t + 2\pi/3) & \sin((\omega_i + \omega_0)t) & \sin((\omega_i + \omega_0)t - 2\pi/3) \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} i_{oa2}^- \\ i_{ob2}^- \\ i_{oc2}^- \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

$$\begin{bmatrix} i_{iwhA}^+ \\ i_{iwhB}^+ \\ i_{iwhC}^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{3} B_+ \cdot I_{om2}^- \begin{bmatrix} \sin((2\omega_i + \omega_0)t - \varphi_o) \\ \sin((2\omega_i + \omega_0)t - 2\pi/3 - \varphi_o) \\ \sin((2\omega_i + \omega_0)t + 2\pi/3 - \varphi_o) \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

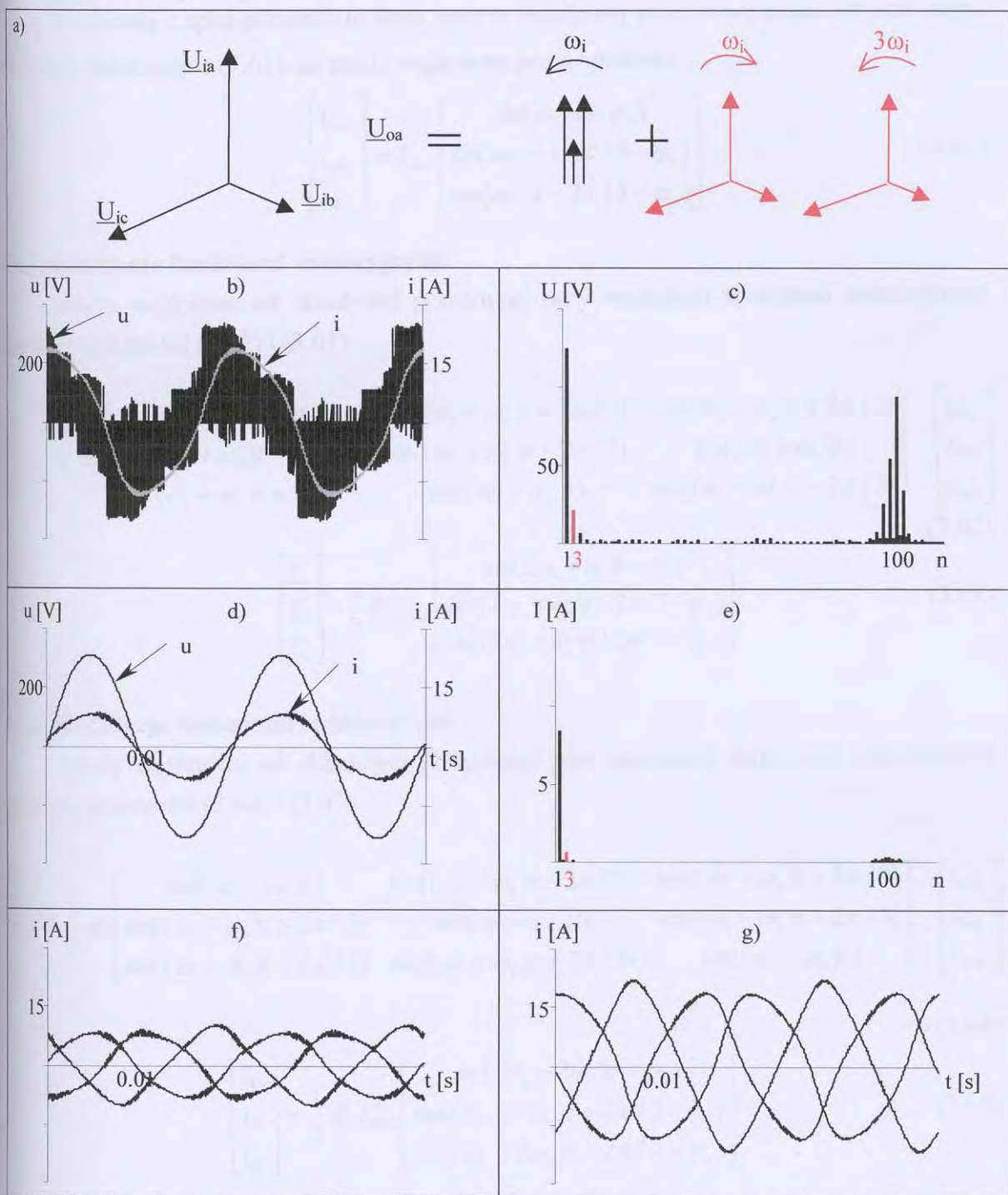
$$[I_{iwh}^-] = [M_-]^T \cdot [I_{o2}^+] \quad (3.58)$$

$$\begin{bmatrix} i_{iwhA}^- \\ i_{iwhB}^- \\ i_{iwhC}^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} B_- \cdot \begin{bmatrix} \sin((\omega_i - \omega_0)t) & \sin((\omega_i - \omega_0)t - 2\pi/3) & \sin((\omega_i - \omega_0)t + 2\pi/3) \\ \sin((\omega_i - \omega_0)t + 2\pi/3) & \sin((\omega_i - \omega_0)t) & \sin((\omega_i - \omega_0)t - 2\pi/3) \\ \sin((\omega_i - \omega_0)t - 2\pi/3) & \sin((\omega_i - \omega_0)t + 2\pi/3) & \sin((\omega_i - \omega_0)t) \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} i_{oa2}^+ \\ i_{ob2}^+ \\ i_{oc2}^+ \end{bmatrix} \quad (3.59)$$

$$\begin{bmatrix} i_{iwhA}^- \\ i_{iwhB}^- \\ i_{iwhC}^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} B_- \cdot I_{om2}^+ \begin{bmatrix} \sin((\omega_i + 2\omega_0)t + \varphi_o) \\ \sin((\omega_i + 2\omega_0)t - 2\pi/3 + \varphi_o) \\ \sin((\omega_i + 2\omega_0)t + 2\pi/3 + \varphi_o) \end{bmatrix} \quad (3.60)$$

Na Rys.3.17. przedstawiono przebiegi czasowe przy modulacji funkcjami sumacyjnymi i różnicowymi.

3. Właściwości przekształtnika matrycowego przy sterowaniu sinusoidalnym



Rys.3.17. Przebiegi czasowe przy niesymetrii zasilania i sterowaniu funkcjami

sumacyjnym i różnicowymi:

a) napięcia wyjściowe przy niesymetrii zasilania;

b) napięcie i prąd wyjściowe;

c) widmo napięcia wyjściowego;

d) napięcie i prąd wejściowe;

e) widmo prądu wejściowego;

f) trójfazowe prądy wejściowe;

g) trójfazowe prądy wyjściowe.

3.3. Praca PM przy niesymetrii obciążenia.

W dalszej części przeanalizowano wpływ składowej przeciwnej prądu wyjściowego, określonej zależnością (3.61), na prądy wejściowe przekształtnika.

$$\begin{bmatrix} i_{oa2} \\ i_{ob2} \\ i_{oc2} \end{bmatrix} = I_{om2} \begin{bmatrix} \sin(\omega_i \cdot t - \varphi_o) \\ \sin(\omega_i \cdot t + 2\pi/3 - \varphi_o) \\ \sin(\omega_i \cdot t - 2\pi/3 - \varphi_o) \end{bmatrix} \quad (3.61)$$

3.3.1. Modulacja funkcjami sumacyjnymi.

Prądy wejściowe od składowej przeciwnej przy modulacji funkcjami sumacyjnymi określają zależności (3.62) i (3.63).

$$\begin{bmatrix} i_{iA}^+ \\ i_{iB}^+ \\ i_{iC}^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{3} B_+ \begin{bmatrix} \sin((\omega_i + \omega_o)t) & \sin((\omega_i + \omega_o)t - 2\pi/3) & \sin((\omega_i + \omega_o)t + 2\pi/3) \\ \sin((\omega_i + \omega_o)t - 2\pi/3) & \sin((\omega_i + \omega_o)t + 2\pi/3) & \sin((\omega_i + \omega_o)t) \\ \sin((\omega_i + \omega_o)t + 2\pi/3) & \sin((\omega_i + \omega_o)t) & \sin((\omega_i + \omega_o)t - 2\pi/3) \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} i_{oa2} \\ i_{ob2} \\ i_{oc2} \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

$$\begin{bmatrix} i_{iA}^+ \\ i_{iB}^+ \\ i_{iC}^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{2} B_+ I_{om2}^+ \begin{bmatrix} \sin(2\omega_o + \omega_i)t - \varphi_o \\ \sin((2\omega_o + \omega_i)t - 2\pi/3 - \varphi_o) \\ \sin((2\omega_o + \omega_i)t + 2\pi/3 - \varphi_o) \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

3.3.2. Modulacja funkcjami różnicowymi.

Prądy wejściowe od składowej przeciwnej przy modulacji funkcjami sumacyjnymi określają zależności (3.64) i (3.65).

$$\begin{bmatrix} i_{iA}^- \\ i_{iB}^- \\ i_{iC}^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} B_- \begin{bmatrix} \sin((\omega_i - \omega_o)t) & \sin((\omega_i - \omega_o)t - 2\pi/3) & \sin((\omega_i - \omega_o)t + 2\pi/3) \\ \sin((\omega_i - \omega_o)t + 2\pi/3) & \sin((\omega_i - \omega_o)t) & \sin((\omega_i - \omega_o)t - 2\pi/3) \\ \sin((\omega_i - \omega_o)t - 2\pi/3) & \sin((\omega_i - \omega_o)t + 2\pi/3) & \sin((\omega_i - \omega_o)t) \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} i_{oa2} \\ i_{ob2} \\ i_{oc2} \end{bmatrix} \quad (3.64)$$

$$\begin{bmatrix} i_{iA}^- \\ i_{iB}^- \\ i_{iC}^- \end{bmatrix} = \frac{1}{2} B_- I_{om2}^- \begin{bmatrix} \sin((\omega_i - 2\omega_o)t - \varphi_o) \\ \sin((\omega_i - 2\omega_o)t + 2\pi/3 - \varphi_o) \\ \sin((\omega_i - 2\omega_o)t - 2\pi/3 - \varphi_o) \end{bmatrix} \quad (3.65)$$

3.3.3. Modulacja funkcjami sumacyjnymi i różnicowymi.

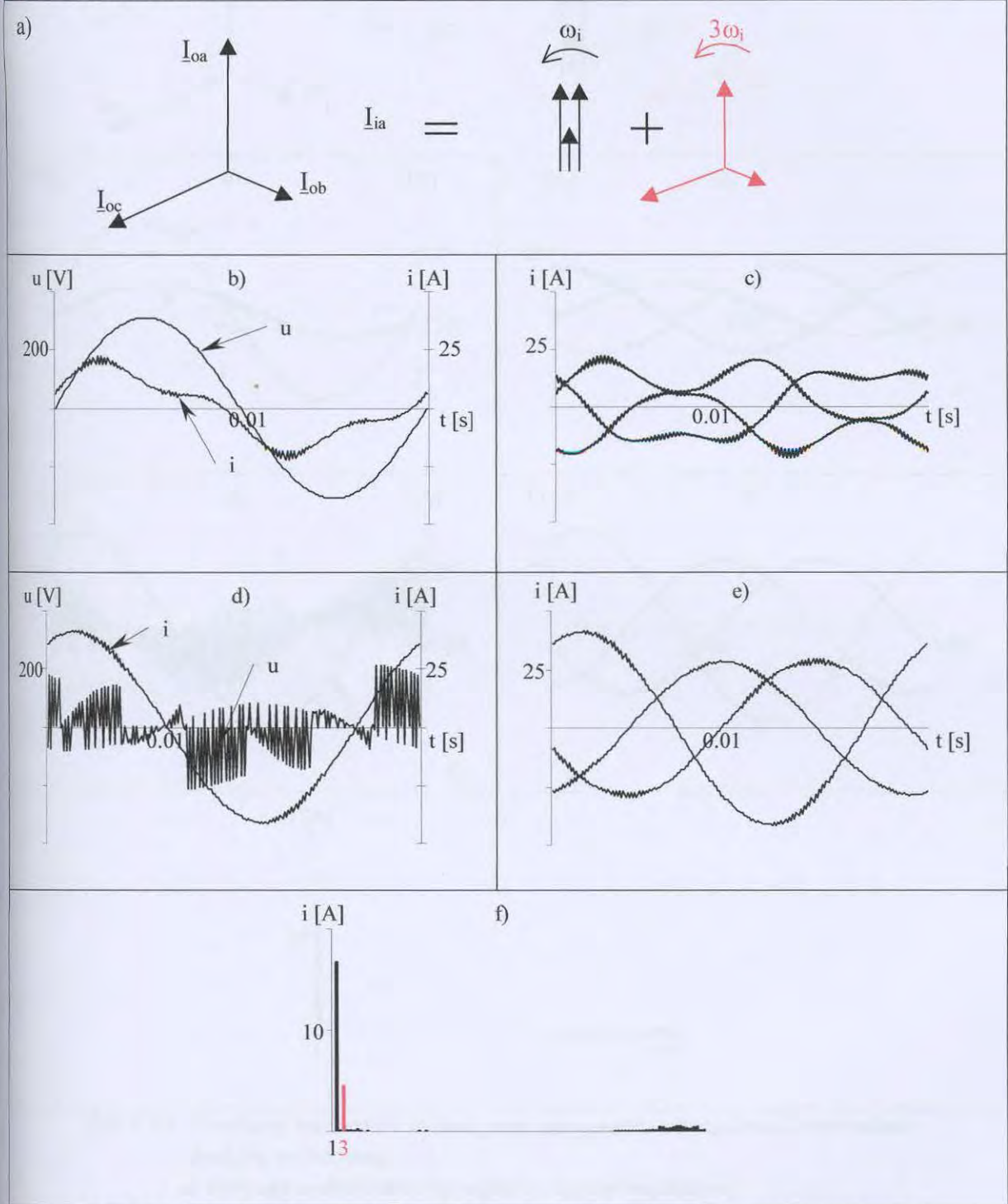
Przy modulacji funkcjami sumacyjnymi i różnicowymi prądy wejściowe, spowodowane niesymetrią obciążenia, można zapisać jako (3.66) do (3.67).

$$[I_i] = ([M_+]^T + [M_-]^T) \cdot [I_{o2}] \quad (3.66)$$

$$\begin{bmatrix} i_{iA} \\ i_{iB} \\ i_{iC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{iA}^+ \\ i_{iB}^+ \\ i_{iC}^+ \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{iA}^- \\ i_{iB}^- \\ i_{iC}^- \end{bmatrix} \quad (3.67)$$

3. Właściwości przekształtnika matrycowego przy sterowaniu sinusoidalnym

Na Rys.3.18.do 3.20. przedstawiono wykresy wektorowe i przebiegi czasowe dla sterowania odpowiednio funkcjami sumacyjnymi, różnicowymi i ich sumą. Przy sterowanie funkcją sumacyjną oraz sumą funkcji sumacyjnej i różnicowej w prądzie wejściowym pojawia się trzecia harmoniczna.



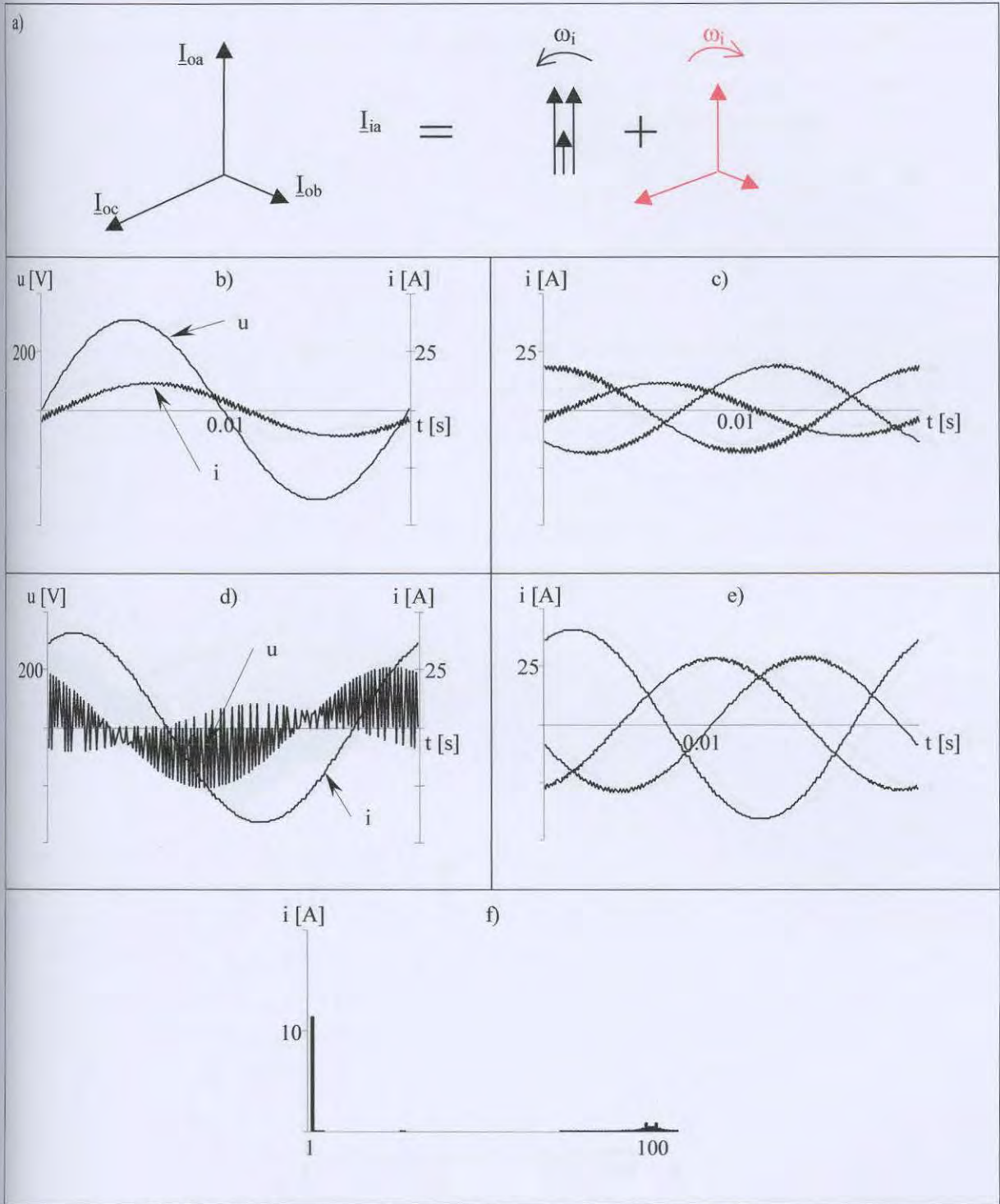
Rys.3.18. Przebiegi czasowe i widmo przy niesymetrii obciążenia i sterowaniu funkcją sumacyjną:

a) wykresy wektorowe; b) napięcie i prąd wejściowe;

c) prądy wejściowe; d) napięcie i prąd wyjściowe;

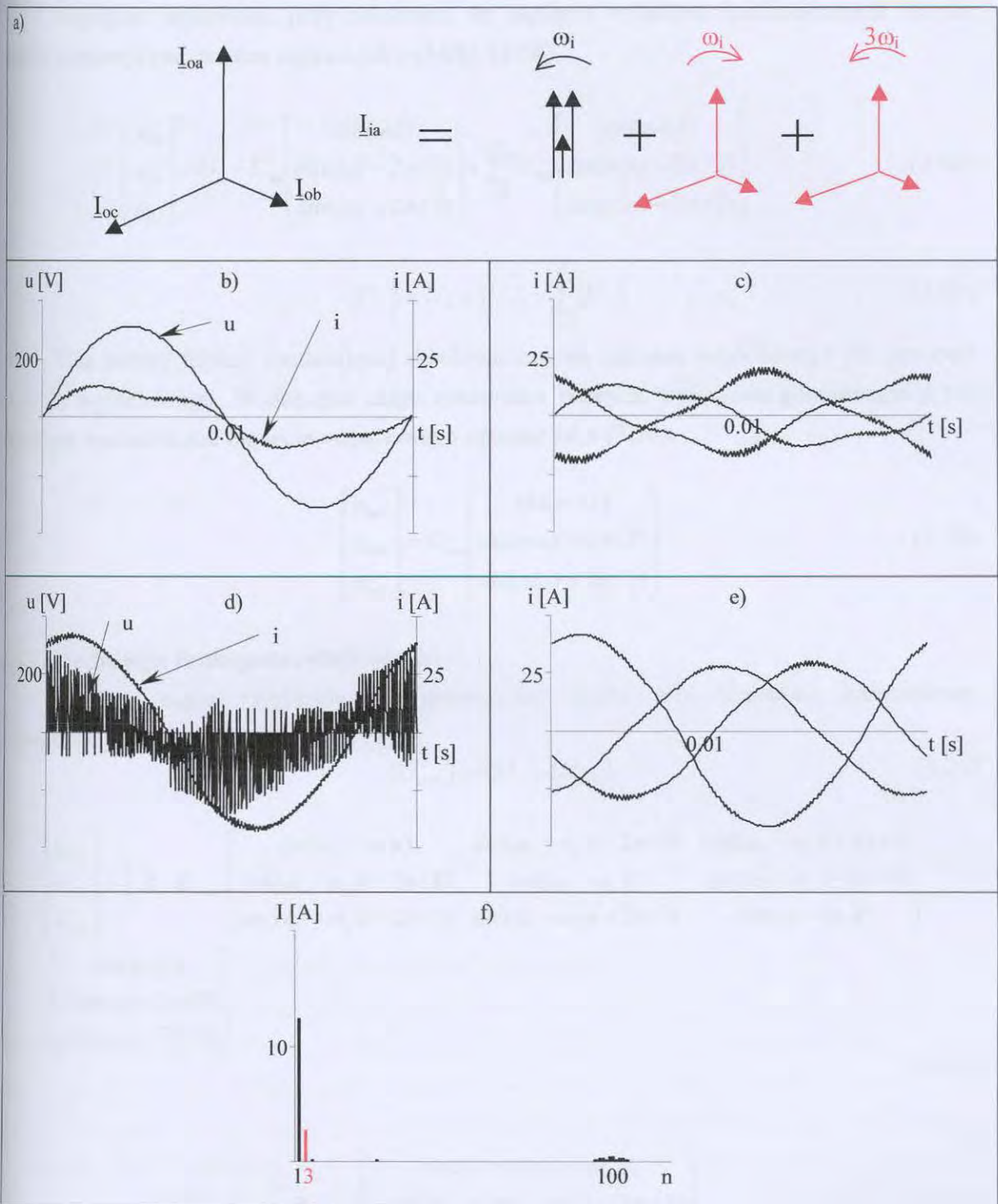
e) prądy wyjściowe; f) widmo amplitudowe prądu wejściowego

3. Właściwości przekształtnika matrycowego przy sterowaniu sinusoidalnym



Rys. 3.19. Przebiegi czasowe i widmo przy niesymetrii obciążenia i sterowaniu funkcją różnicową:

- a) wykresy wektorowe; b) napięcie i prąd wejściowe;
- c) prądy wejściowe; d) napięcie i prąd wyjściowe;
- e) prądy wyjściowe; f) widmo amplitudowe prądu wejściowego



Rys.3.20. Przebiegi czasowe i widmo przy niesymetrii obciążenia i sterowaniu funkcjami sumacyjną i różnicową:
 a) wykresy wektorowe; b) napięcie i prąd wejściowe;
 c) prądy wejściowe; d) napięcie i prąd wyjściowe;
 e) prądy wyjściowe; f) widmo amplitudowe prądu wejściowego

3.4. Praca PM przy odkształconym napięciu zasilania.

Napięcie wejściowe, przy założeniu, że napięcia wyższych harmonicznnych tworzą układy symetryczne, można zapisać jako (3.68), (3.69).

$$\begin{bmatrix} u_{iA} \\ u_{iB} \\ u_{iC} \end{bmatrix} = U_o + U_{im} \begin{bmatrix} \sin(\omega_1 t) \\ \sin(\omega_1 t - 2\pi/3) \\ \sin(\omega_1 t + 2\pi/3) \end{bmatrix} + \sum_{n=2}^{\infty} U_{imn} \begin{bmatrix} \sin(n\omega_1 t) \\ \sin(n\omega_1 t - 2\pi/3) \\ \sin(n\omega_1 t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.68)$$

$$[U_i] = U_o + [U_1] + \sum_{n=2}^{\infty} [U_n] \quad (3.69)$$

Dla każdej funkcji modulującej składowa zerowa napięcia wejściowego nie generuje napięcia wyjściowego. W dalszym ciągu omówiono napięcia wyjściowe generowane przez składowe harmoniczne napięcia wejściowego opisane jako (3.70).

$$\begin{bmatrix} u_{iwh} \\ u_{iwh} \\ u_{iwh} \end{bmatrix} = U_{imn} \begin{bmatrix} \sin(n\omega_1 t) \\ \sin(n\omega_1 t - 2\pi/3) \\ \sin(n\omega_1 t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.70)$$

3.4.1. Modulacja funkcjami różnicowymi

Wektor napięć wyjściowych, generowany przez n-tą składową harmoniczną wyznaczają zależności (3.71) do (3.73).

$$[U_{owh}^-] = [M_-] \cdot [U_{iwh}] \quad (3.71)$$

$$\begin{bmatrix} u_{owh}^- \\ u_{owh}^- \\ u_{owh}^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} B_- \cdot U_{imn} \cdot \begin{bmatrix} \sin((\omega_i - \omega_o)t) & \sin((\omega_i - \omega_o)t - 2\pi/3) & \sin((\omega_i - \omega_o)t + 2\pi/3) \\ \sin((\omega_i - \omega_o)t + 2\pi/3) & \sin((\omega_i - \omega_o)t) & \sin((\omega_i - \omega_o)t - 2\pi/3) \\ \sin((\omega_i - \omega_o)t - 2\pi/3) & \sin((\omega_i - \omega_o)t + 2\pi/3) & \sin((\omega_i - \omega_o)t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \sin(n\omega_1 t) \\ \sin(n\omega_1 t + 2\pi/3) \\ \sin(n\omega_1 t - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.72)$$

$$[U_{owh}^-] = \frac{1}{2} B_- U_{imn} \begin{bmatrix} \cos((1-n)\omega_i - \omega_o)t \\ \cos(((1-n)\omega_i - \omega_o)t - 2\pi/3) \\ \cos(((1-n)\omega_i - \omega_o)t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.73)$$

Wektor dodatkowych prądów wejściowych opisują zależności (3.74) i (3.75).

$$[I_{iwh}^-] = [M_-]^T \cdot [I_{owh}^-] \quad (3.74)$$

$$[I_{iwh}^-] = \frac{1}{2} B_- I_{omn}^- \begin{bmatrix} \sin((n\omega_i)t - \varphi_o) \\ \sin((n\omega_i)t - 2\pi/3 - \varphi_o) \\ \sin((n\omega_i)t + 2\pi/3 - \varphi_o) \end{bmatrix} \quad (3.75)$$

3.4.2. Modulacja funkcjami sumacyjnymi

Wektor napięć wyjściowych, generowany przez n-tą składową harmoniczną wyznaczają zależności (3.76) do (3.78).

$$[U_{owh}^+] = [M_+] \cdot [U_{iwh}] \quad (3.76)$$

$$\begin{bmatrix} u_{owh}^+ \\ u_{owh}^+ \\ u_{owh}^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{3} B_+ U_{imn} \cdot \begin{bmatrix} \sin((\omega_i + \omega_o)t) & \sin((\omega_i + \omega_o)t - 2\pi/3) & \sin((\omega_i + \omega_o)t + 2\pi/3) \\ \sin((\omega_i + \omega_o)t - 2\pi/3) & \sin((\omega_i + \omega_o)t + 2\pi/3) & \sin((\omega_i + \omega_o)t) \\ \sin((\omega_i + \omega_o)t + 2\pi/3) & \sin((\omega_i + \omega_o)t) & \sin((\omega_i + \omega_o)t - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.77)$$

$$\begin{bmatrix} \sin(n\omega_i t) \\ \sin(n\omega_i t + 2\pi/3) \\ \sin(n\omega_i t - 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

$$[U_{owh}^+] = \frac{1}{2} B_+ U_{imn} \begin{bmatrix} \cos((1-n)\omega_i + \omega_o)t \\ \cos(((1-n)\omega_i + \omega_o)t - 2\pi/3) \\ \cos(((1-n)\omega_i + \omega_o)t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.78)$$

Wektor dodatkowych prądów wejściowych opisują zależności (3.79) i (3.80).

$$[I_{iwh}^+] = [M_+]^T \cdot [I_{owh}^+] \quad (3.79)$$

$$[I_{iwh}^+] = \frac{1}{2} B_+ I_{omn}^+ \begin{bmatrix} \sin((n\omega_i)t + \varphi_o) \\ \sin((n\omega_i)t - 2\pi/3 + \varphi_o) \\ \sin((n\omega_i)t + 2\pi/3 + \varphi_o) \end{bmatrix} \quad (3.80)$$

3.4.3. Modulacja funkcjami sumacyjnymi i różnicowymi

Analogicznie jak w przypadku niesymetrii zasilania tak i w przypadku zasilania PM napięciem odkształconym, prąd wejściowy opisuje (3.81), (3.82). Dodatkowe składowe prądu wejściowego, oprócz składowych opisanych wyżej, powstają wskutek przetwarzania składowej prądu wyjściowego pochodzącej od składowej przeciwnej napięcia wejściowego różnicowej lub sumacyjnej macierzy łączy przez macierz transponowaną sumacyjną lub różnicową (3.83) do (3.86).

$$[I_i] = ([M_+]^T + [M_-]^T) \cdot ([I_{o+}] + [I_{o-}]) \quad (3.81)$$

$$[I_i] = [M_+]^T \cdot [I_{o+}] + [M_+]^T \cdot [I_{o-}] + [M_-]^T \cdot [I_{o+}] + [M_-]^T \cdot [I_{o-}] \quad (3.82)$$

$$[I_{iwh}^{+-}] = [M_+]^T \cdot [I_{owh}^-] \quad (3.83)$$

$$[I_{wh}^{+-}] = \frac{1}{2} B_+ I_{omn}^- \begin{bmatrix} \sin((n\omega_i + 2\omega_o)t + \varphi_o) \\ \sin((n\omega_i + 2\omega_o)t - 2\pi/3 + \varphi_o) \\ \sin((n\omega_i + 2\omega_o)t + 2\pi/3 + \varphi_o) \end{bmatrix} \quad (3.84)$$

$$[I_{wh}^{-+}] = [M_-]^T \cdot [I_{owh}^+] \quad (3.85)$$

$$[I_{wh}^{-+}] = \frac{1}{2} B_- I_{omn}^+ \begin{bmatrix} \sin(((2-n)\omega_i)t - \varphi_o) \\ \sin(((2-n)\omega_i)t - 2\pi/3 - \varphi_o) \\ \sin(((2-n)\omega_i)t + 2\pi/3 - \varphi_o) \end{bmatrix} \quad (3.86)$$

3.5. Podsumowanie.

Do zalet przedstawionej wyżej metody sterowania zaliczyć można:

- zmianę wejściowego współczynnika mocy w zakresie $\pm \cos\varphi_o$ przy zachowaniu maksymalnego współczynnika modulacji amplitudy równego 0.5;
- generowania napięcia wyjściowego o dowolnej fazie względem napięcia wejściowego;
- niezależną regulację amplitudy napięcia wyjściowego i wejściowego współczynnika mocy;
- możliwość pracy w układach z uziemionym punktem zerowym sieci i odbiornika;
- wykorzystywanie w każdym cyklu łączy wszystkich napięć wejściowych, co wpływa korzystnie na wykorzystanie transformatora i sieci przesyłowej oraz powoduje zmniejszenie zmian potencjału punktu zerowego obciążenia.

Wady metody to:

- obecność w napięciu wyjściowym harmonicznych rzędu częstotliwości łączy (częstotliwości funkcji nośnej) o wartościach porównywalnych ze składową pożądaną;
- ograniczone wykorzystanie napięcia wejściowego (maksymalny współczynnik modulacji amplitudy 0.5).

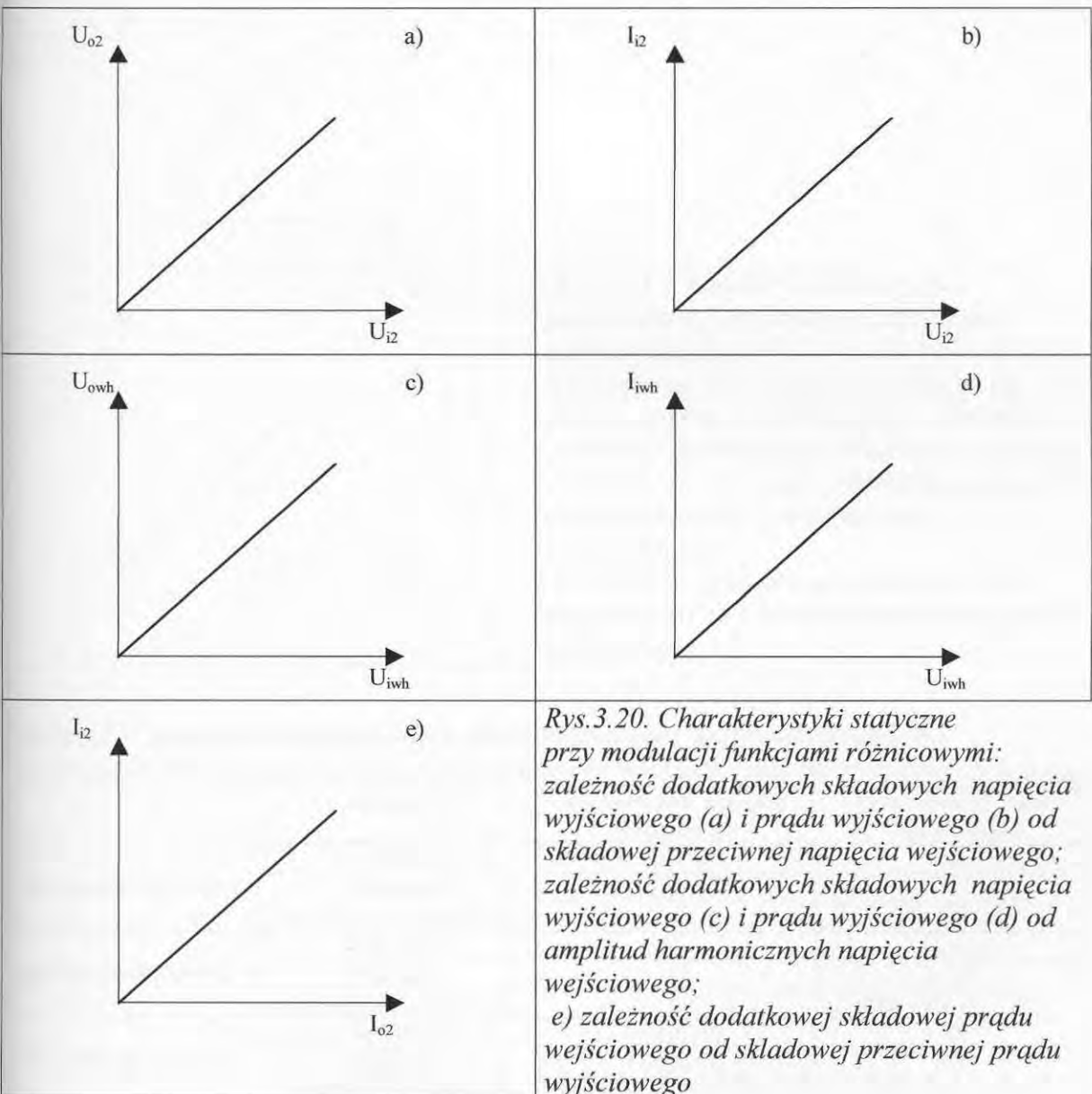
W praktycznych zastosowaniach przekształtników matrycowych istotna jest reakcja na zaburzenia jakości napięcia (niesymetria, odkształcenie) i niesymetrię odbiornika. Na Rys.3.20 do 3.22 przedstawiono zależność amplitudy dodatkowych składowych napięcia wyjściowego i prądu wejściowego od amplitudy składowej przeciwnej napięcia (niesymetria zasilania), składowej przeciwnej prądu (niesymetria obciążenia) oraz amplitud składowych harmonicznych napięcia wejściowego zaś Tabela 3.1. zawiera zestawienie ich częstotliwości.

Niesymetria zasilania powoduje pojawienie się w napięciu wyjściowym dodatkowej składowej o amplitudzie proporcjonalnej do składowej przeciwnej napięcia wejściowego i częstotliwości zależnej od żądanej częstotliwości wyjściowej. Przy modulacji funkcjami sumacyjnymi lub różnicowymi składowa dodatkowa prądu wejściowego ma częstotliwość składowej podstawowej. Modulacja sumą funkcji sumacyjnej i różnicowej powoduje, że prąd wejściowy ma dwie dodatkowe, oprócz wymienionych wyżej, składowe o częstotliwości zależnej od żądanej częstotliwości wyjściowej f_o .

Niesymetria obciążenia powoduje powstanie w prądzie wejściowym dodatkowych składowych o amplitudzie proporcjonalnej do składowej przeciwnej prądu wyjściowego i częstotliwości zależnej od żądanej częstotliwości wyjściowej.

Odształcenie napięcia zasilającego powoduje powstanie na wyjściu dodatkowych składowych napięcia o amplitudzie proporcjonalnej do amplitud harmonicznych i częstotliwości zależnej od częstotliwości harmonicznych i żądanej częstotliwości wyjściowej.

W prądzie wejściowym dla modulacji funkcjami sumacyjnymi lub różnicowymi pojawiają się składowe o częstotliwości harmonicznych napięcia. Modulacja sumą funkcji sumacyjnej i różnicowej powoduje, że prąd wejściowy ma dwie dodatkowe, oprócz wymienionych wyżej, składowe o częstotliwości zależnej od częstotliwości harmonicznych napięcia i żądanej częstotliwości wyjściowej f_0 .



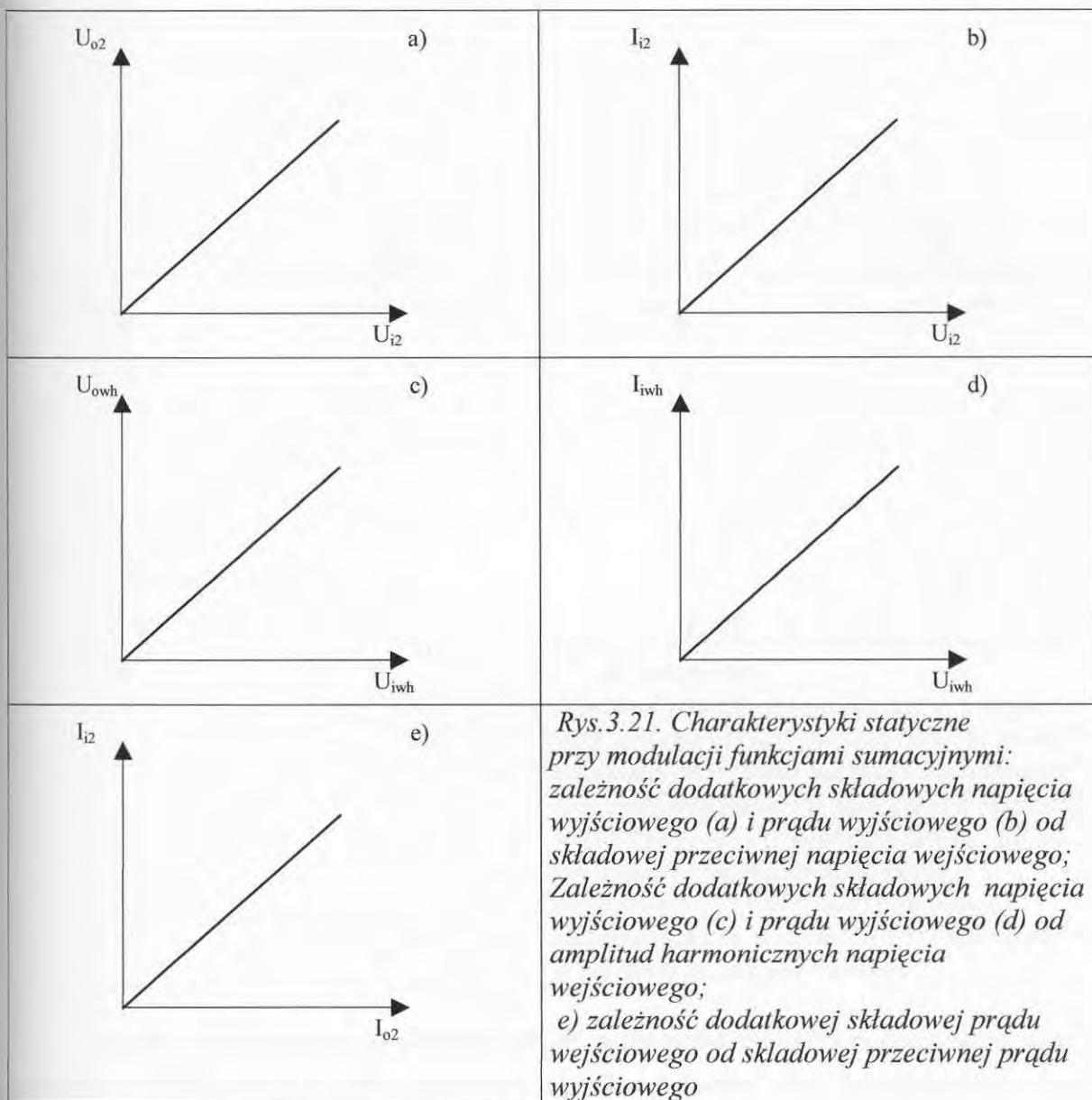
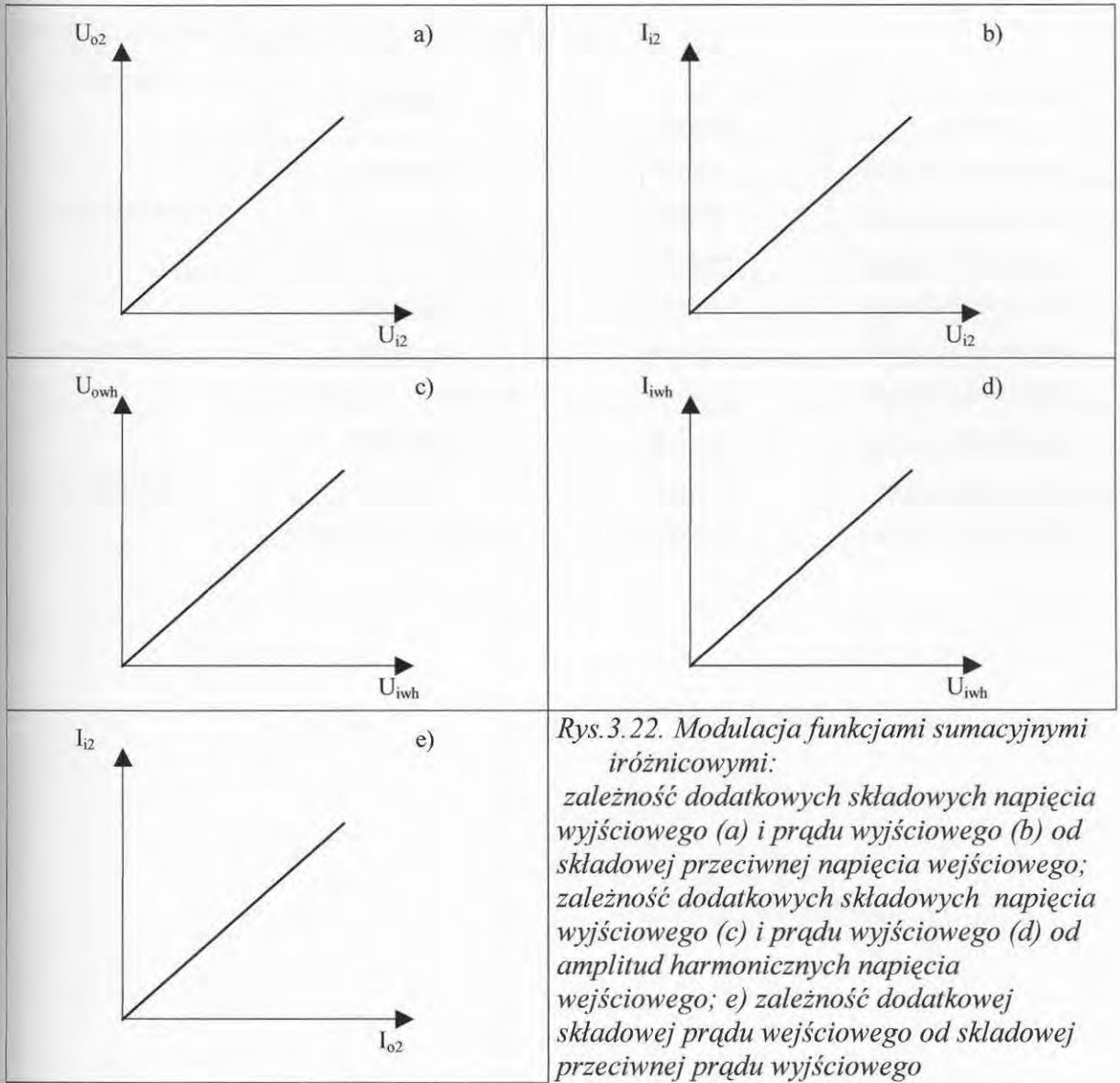
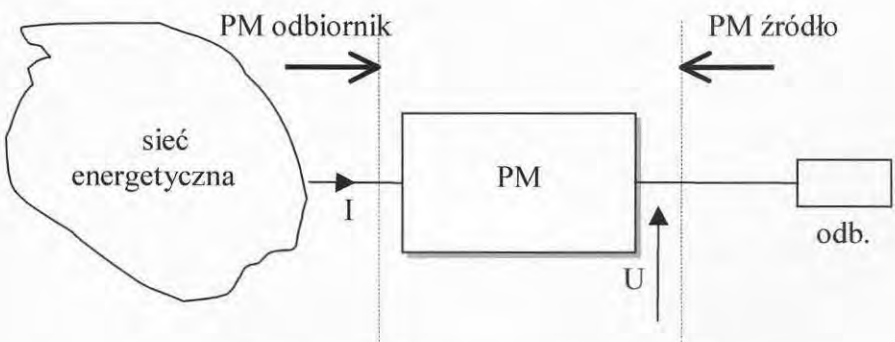


Tabela 3.1. Częstotliwości dodatkowych składowych napięć wyjściowych i prądów wejściowych dla niesymetrycznego i odkształconego zasilania i niesymetrycznego obciążenia

	modulacja	częstotliwość napięcia wyjściowego	częstotliwość prądu wejściowego
niesymetria zasilania	sumacyjna	$2f_i + f_o$	f_i
	różnicowa	$2f_i - f_o$	f_i
	sumacyjna + różnicowa	$(2f_i + f_o) ; (2f_i - f_o)$	$3f_i ; (f_i + 2f_o)$
niesymetria obciążenia	sumacyjna	f_o	$2f_o + f_i$
	różnicowa	f_o	$f_i - 2f_o$
	sumacyjna + różnicowa	f_o	$(2f_o + f_i) ; (f_i - 2f_o)$
odkształcenie napięcia	sumacyjna	$(1-n)f_i + f_o$	nf_i
	różnicowa	$(1-n)f_i - f_o$	nf_i
	sumacyjna + różnicowa	$[(1-n)f_i + f_o] ; [(1-n)f_i - f_o]$	$(nf_i + 2f_o) ; (2-n)f_i$



Z punktu widzenia kompatybilności ocenę pracy przekształtnika matrycowego należy rozpatrzyć z dwóch stron tj. jako odbiornika z punktu widzenia sieci elektroenergetycznej i jako źródła napięcia z punktu widzenia odbiornika zasilanego z PM (Rys.3.23). Poglądowo właściwości te zestawiono w Tabeli 3.2.



Rys.3.23. PM jako źródło i odbiornik

3. Właściwości przekształtnika matrycowego przy sterowaniu sinusoidalnym

Tabela 3.2. Ocena PM jako źródła i odbiornika

zakłócenie	modulacja	PM	
		odbiornik	źródło
niesymetria u_i	sumacyjna	liniowy	napięcie odkształcone
	różnicowa	liniowy	napięcie odkształcone
	sumacyjna + różnicowa	nieliniowy	napięcie odkształcone
niesymetria i_o	sumacyjna	nieliniowy	napięcie sinusoidalne
	różnicowa	nieliniowy	napięcie sinusoidalne
	sumacyjna + różnicowa	nieliniowy	napięcie sinusoidalne
odkształcenie u_i	sumacyjna	liniowy	napięcie odkształcone
	różnicowa	liniowy	napięcie odkształcone
	sumacyjna + różnicowa	nieliniowy	napięcie odkształcone

4. NIEKONWENCJONALNE TOPOLOGIE PRZEKSZTAŁTNIKÓW MATRYCOWYCH.

4.1. PM z transformatorem wysokiej częstotliwości.

4.1.1. Synchronizacja łączy.

Istotnym parametrem mającym wpływ na ocenę jakości generowanego napięcia jest wartość napięcia między punktem zerowym odbiornika a punktem zerowym sieci. Przekształtniki, nawet dla układu z symetrycznym zasilaniem i obciążeniem, generują napięcie, pod wpływem którego płynie prąd zamykający się poprzez elementy konstrukcyjne silnika. Przepływ prądu przez łożyska wywołuje ich szybkie zużycie na skutek przerywania filmu olejowego.

Poniżej przedstawiono modyfikację sposobu przełączeń umożliwiającą redukcję w/w napięcia [25].

Przełączenia opisane zależnościami 2.30. i 2.35. można zsynchronizować w sposób opisany w Tabeli 4.1. i Tabeli 4.2.

Tabela 4.1. Synchronizacja łączy dla sumacyjnych funkcji modulujących.

Czas włączenia	u_{oa}	u_{ob}	u_{oc}
$m_+(1)$	u_{ia}	u_{ib}	u_{ic}
$m_+(2)$	u_{ic}	u_{ia}	u_{ib}
$m_+(4)$	u_{ib}	u_{ic}	u_{ia}

Tabela 4.2. Synchronizacja łączy dla różnicowych funkcji modulujących.

Czas włączenia	u_{oa}	u_{ob}	u_{oc}
$m_-(1)$	u_{ia}	u_{ib}	u_{ic}
$m_-(2)$	u_{ic}	u_{ia}	u_{ib}
$m_-(4)$	u_{ib}	u_{ic}	u_{ia}

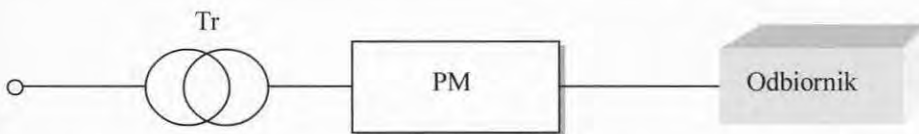
Z uwagi na zmianę kolejności faz wyjściowych przy sterowaniu funkcjami sumacyjnymi w/w algorytmów nie można połączyć w jedną macierz umożliwiającą synchronizację przełączeń (4.1). Interesujący sposób sterowania, umożliwiający regulację wejściowego współczynnika mocy, przedstawiono w [85], gdzie okres łączy (okres funkcji nośnej) podzielono na dwa podokresy sumacyjny i różnicowy, których czasy trwania uzależnione są od wejściowego współczynnika mocy (4.2). Z uwagi na przyłączanie zawsze trzech faz wejściowych z wyjściowymi przy synchronizacji łączy potencjał punktu zerowego, przy założeniu pełnej synchronizacji łączy i identycznych właściwości łączników przy łączeniach, jest stały i równy 0.

$$\begin{bmatrix} u_{oa} \\ u_{ob} \\ u_{oc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_+(1) + m_-(1) & m_+(2) + m_-(2) & m_+(3) + m_-(3) \\ m_+(2) + m_-(3) & m_+(3) + m_-(1) & m_+(1) + m_-(2) \\ m_+(3) + m_-(2) & m_+(1) + m_-(3) & m_+(2) + m_-(1) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{ia} \\ u_{ib} \\ u_{ic} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

$$\begin{bmatrix} u_{oa} \\ u_{ob} \\ u_{oc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_-(1) & m_-(2) & m_-(3) \\ m_-(3) & m_-(1) & m_-(2) \\ m_-(2) & m_-(3) & m_-(1) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{ia} \\ u_{ib} \\ u_{ic} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_+(1) & m_+(2) & m_+(3) \\ m_+(2) & m_+(3) & m_+(1) \\ m_+(3) & m_+(1) & m_+(2) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{ia} \\ u_{ib} \\ u_{ic} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

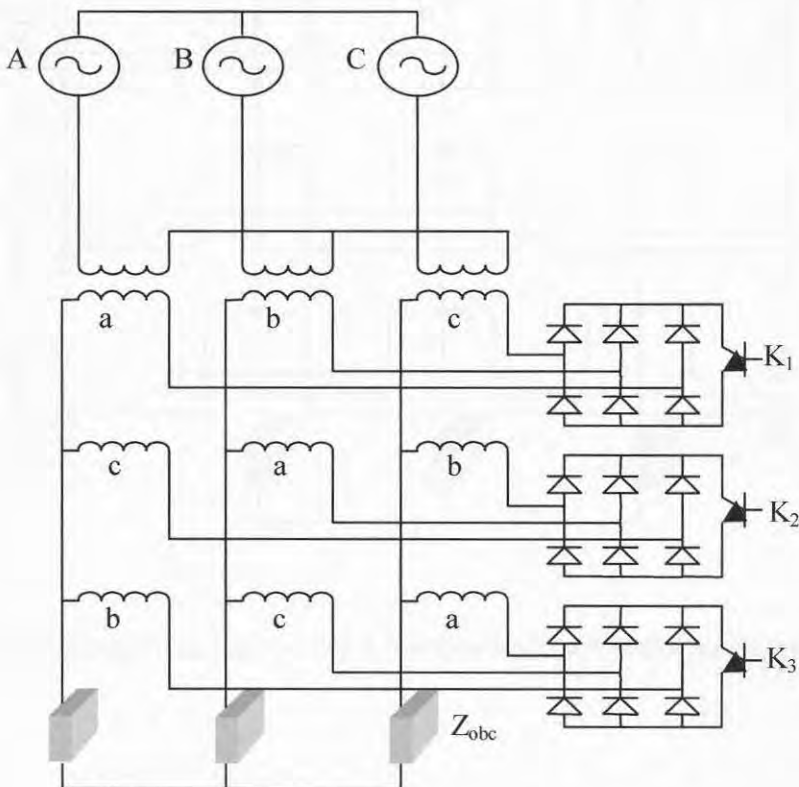
4.1.2. Przekształtnik matrycowy z transformatorem.

Istotnym ograniczeniem przekształtników matrycowych jest współczynnik amplitudy mniejszy od jedności co wymusza zastosowanie transformatora wejściowego (Rys.4.1.)



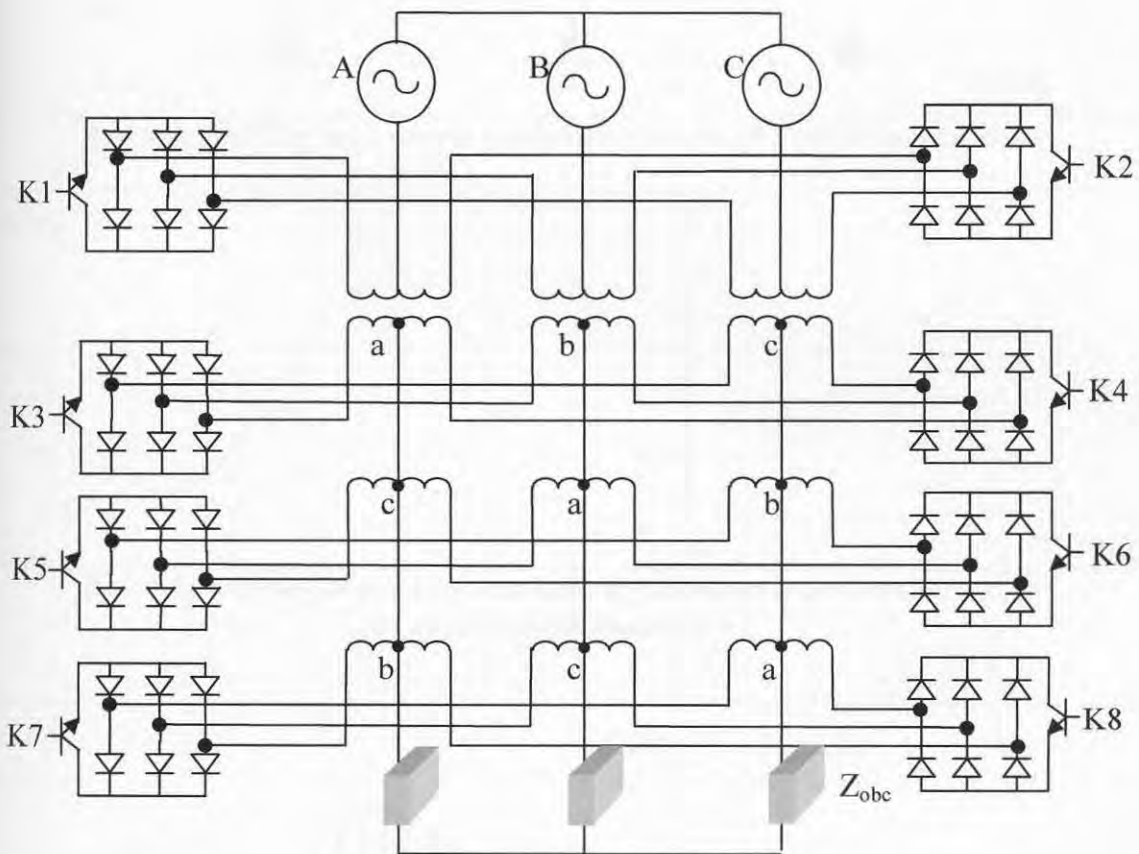
Rys. 4.1. Kompensacja współczynnika modulacji amplitudy.

Zaproponowana synchronizacja łączy umożliwi włączenie transformatora w strukturę przekształtnika matrycowego [67]. Rozwiązanie takie pozwala na zmniejszenie liczby łączników sterowanych. Przykładową realizację takiego układu przedstawiono na Rys.4.2.

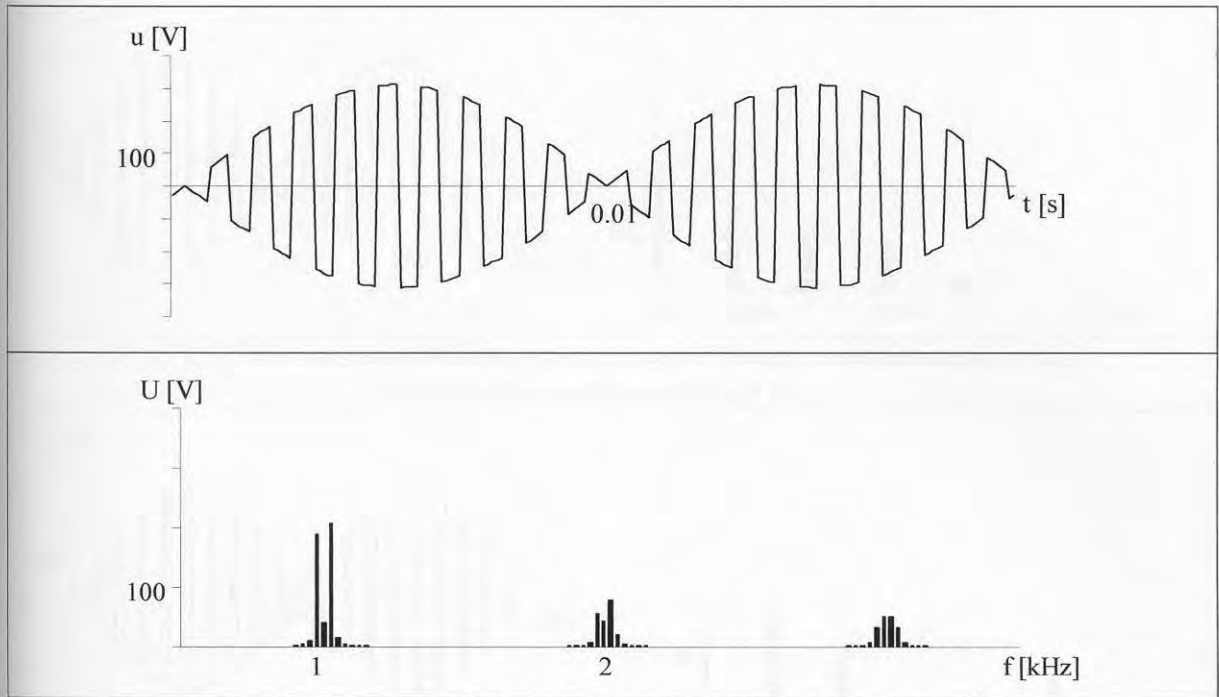


Rys. 4.2. Realizacja przekształtnika matrycowego z wykorzystaniem transformatora

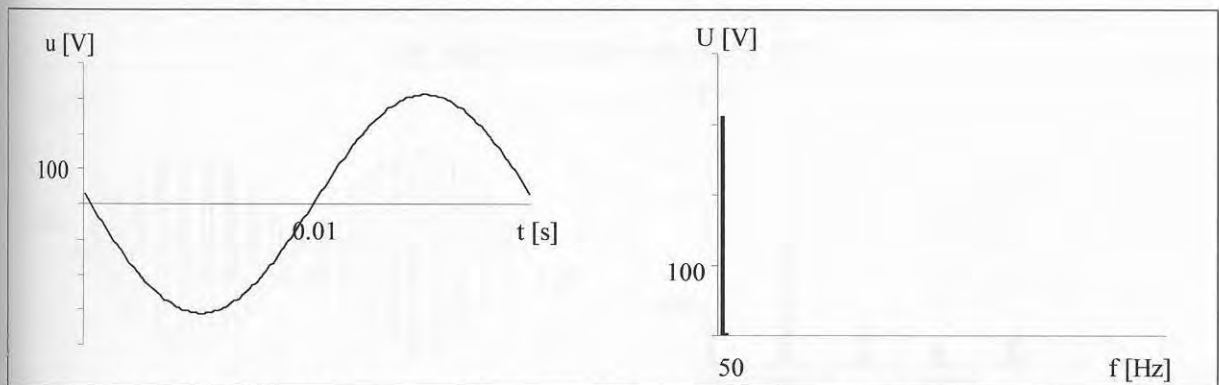
Wadą takiego rozwiązania jest gabaryt transformatora i rozmiar całego urządzenia. Rozmiar transformatora można zmniejszyć poprzez podniesienie częstotliwości pracy. Na Rys. 4.3. przedstawiono układ przekształtnika matrycowego z transformatorem wysokiej częstotliwości. W układzie tym poprzez naprzemienne włączanie łączników strony pierwotnej zwiększa się częstotliwość napięcia na wejściu transformatora (Rys.4.4). Następnie poprzez włączanie naprzemienne łączników strony wtórnej otrzymuje się napięcie wyjściowe o częstotliwość sieci. Poprzez przesunięcie funkcji stanu łączników strony pierwotnej względem łączników strony wtórnej można regulować napięcie wyjściowe, co przedstawiono na Rys.4.4. do 4.10. dla częstotliwości łączeń 1 kHz.



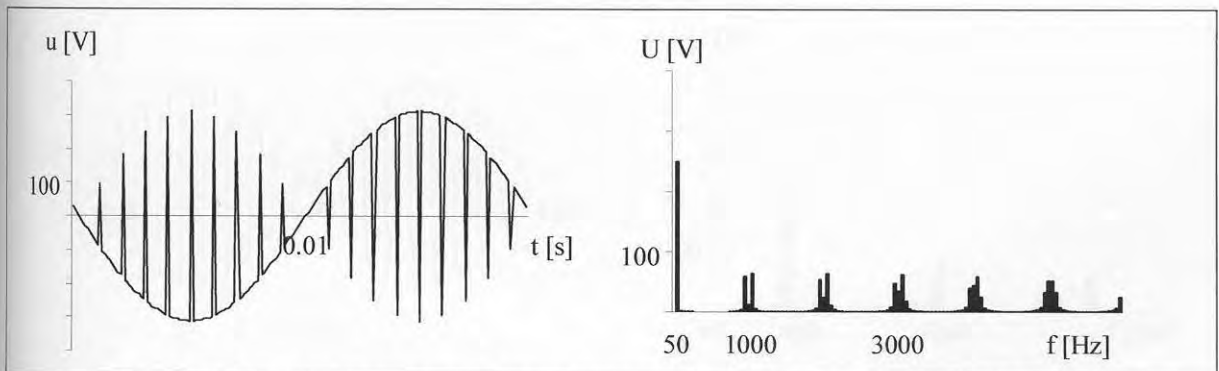
Rys.4.3 Przekształtnik matrycowy z transformatorem wysokiej częstotliwości.



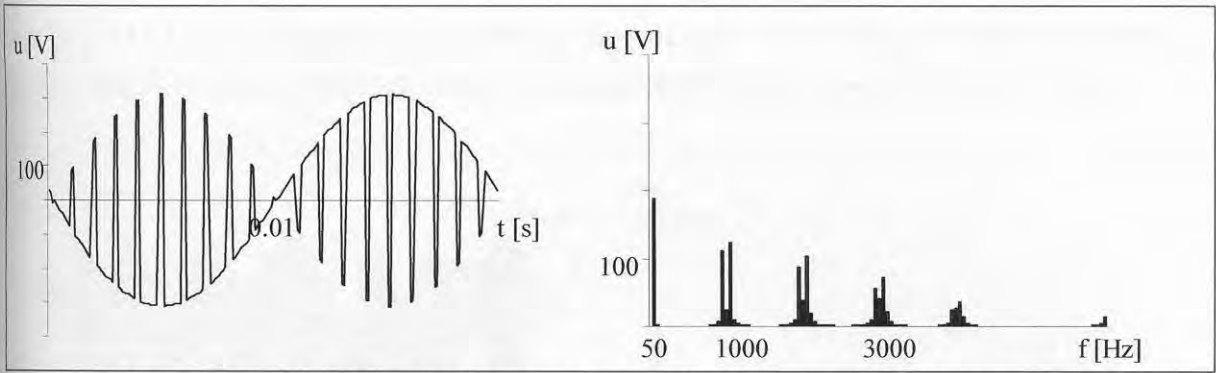
Rys. 4.4. Przebieg oraz widmo napięcia wyjściowego transformatora w.cz.



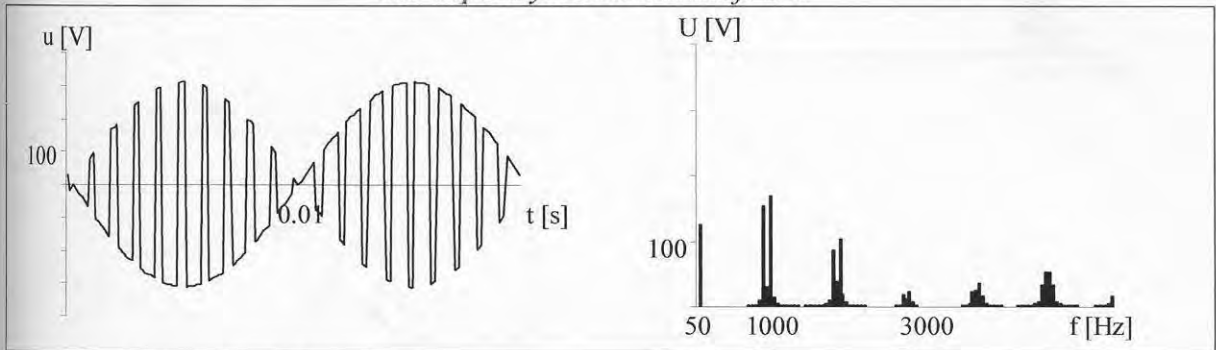
Rys. 4.5. Przebieg oraz widmo napięcia wyjściowego transformatora w.cz. dla współczynnik amodulacji 1.



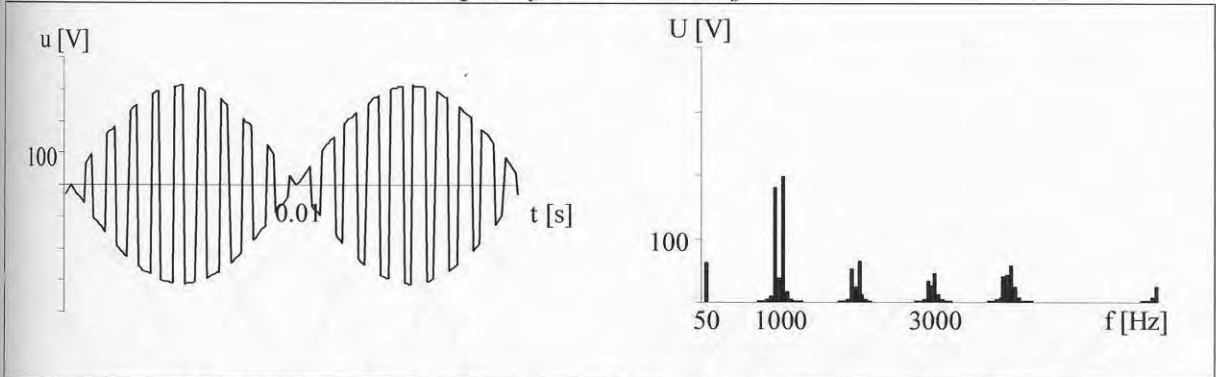
Rys. 4.6. Przebieg oraz widmo napięcia wyjściowego transformatora w.cz. dla współczynnik amodulacji 0.8.



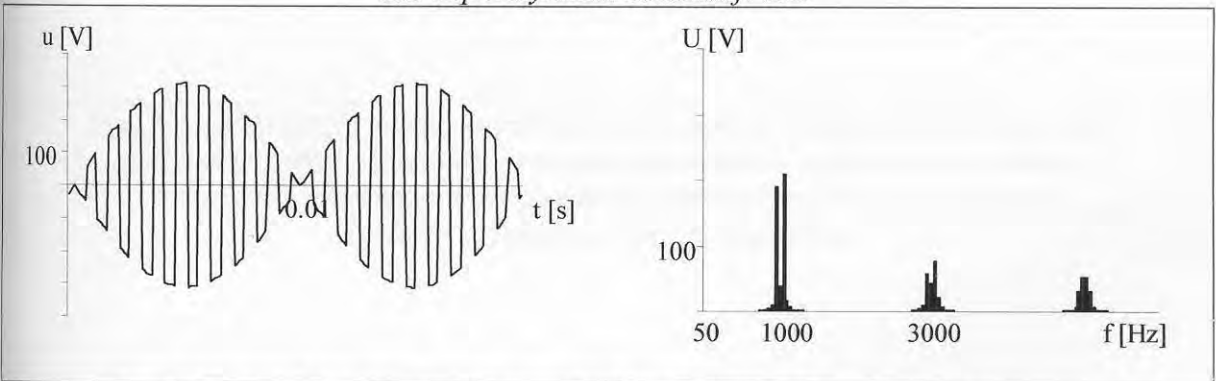
Rys. 4.7. Przebieg oraz widmo napięcia wyjściowego transformatora w.cz. dla współczynnika amodulacji 0.6.



Rys. 4.8. Przebieg oraz widmo napięcia wyjściowego transformatora w.cz. dla współczynnika modulacji 0.4.

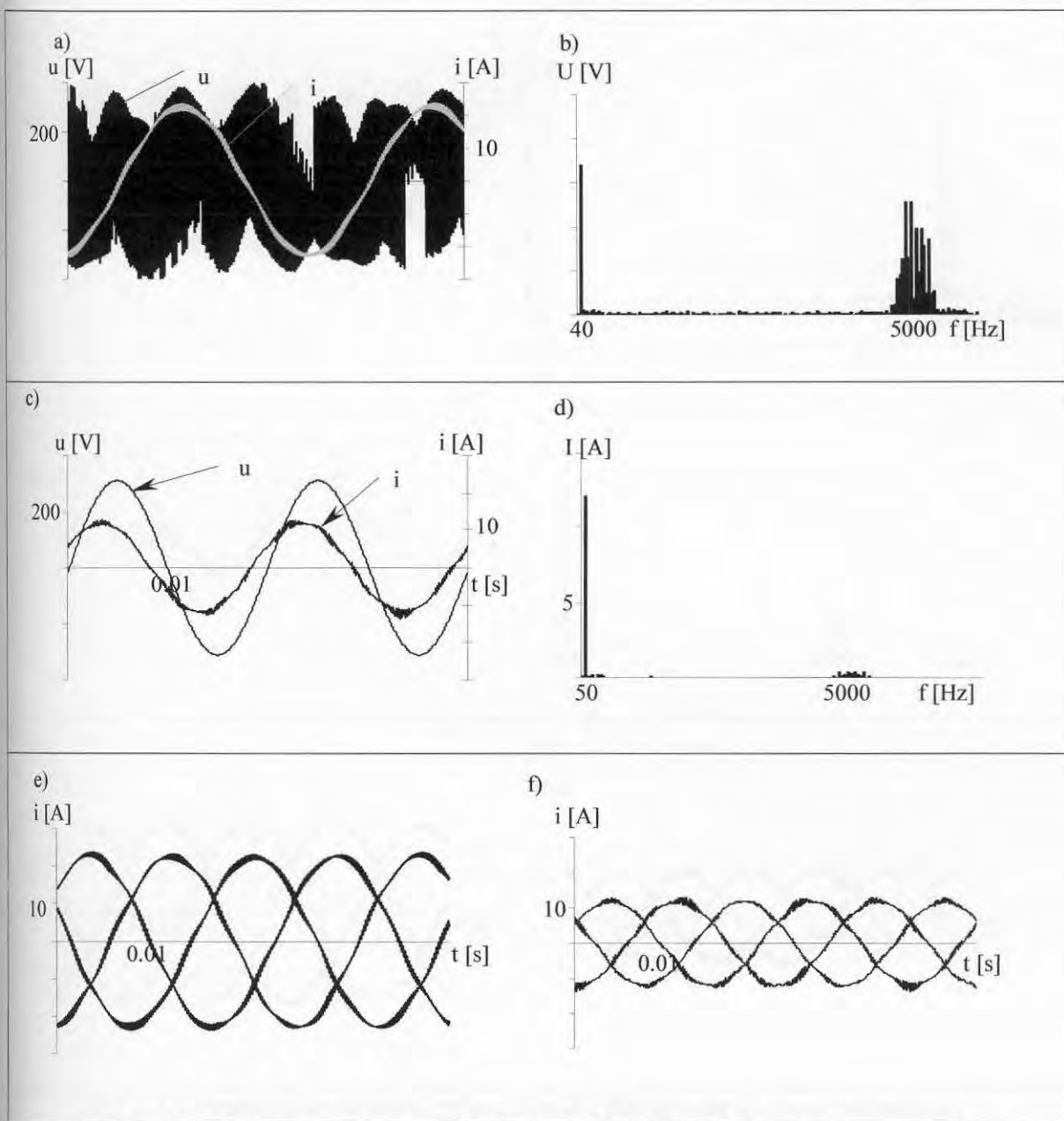


Rys. 4.9. Przebieg oraz widmo napięcia wyjściowego transformatora w.cz. dla współczynnika modulacji 0.2.

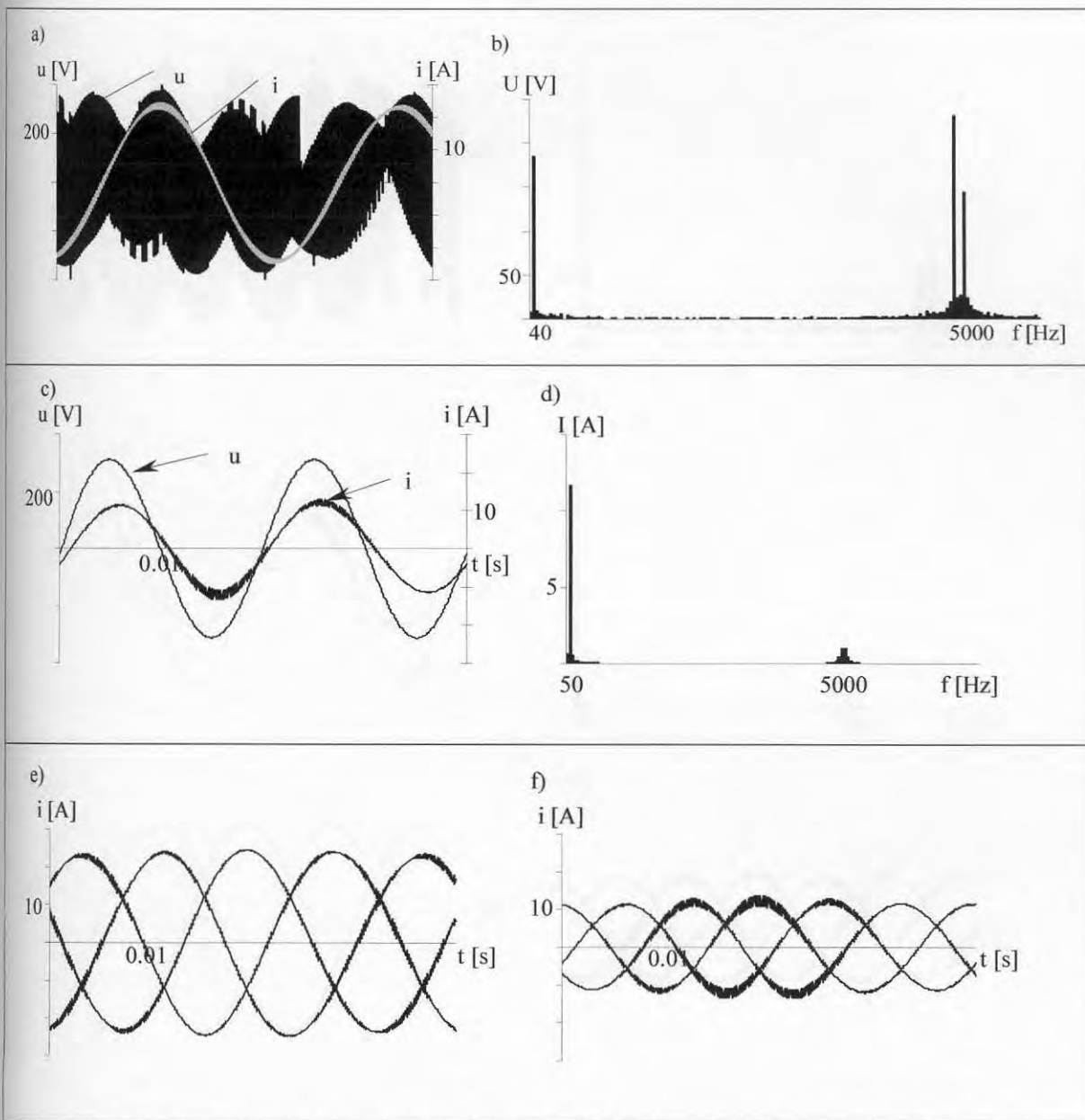


Rys. 4.10. Przebieg oraz widmo napięcia wyjściowego transformatora w.cz. dla współczynnika modulacji 0.

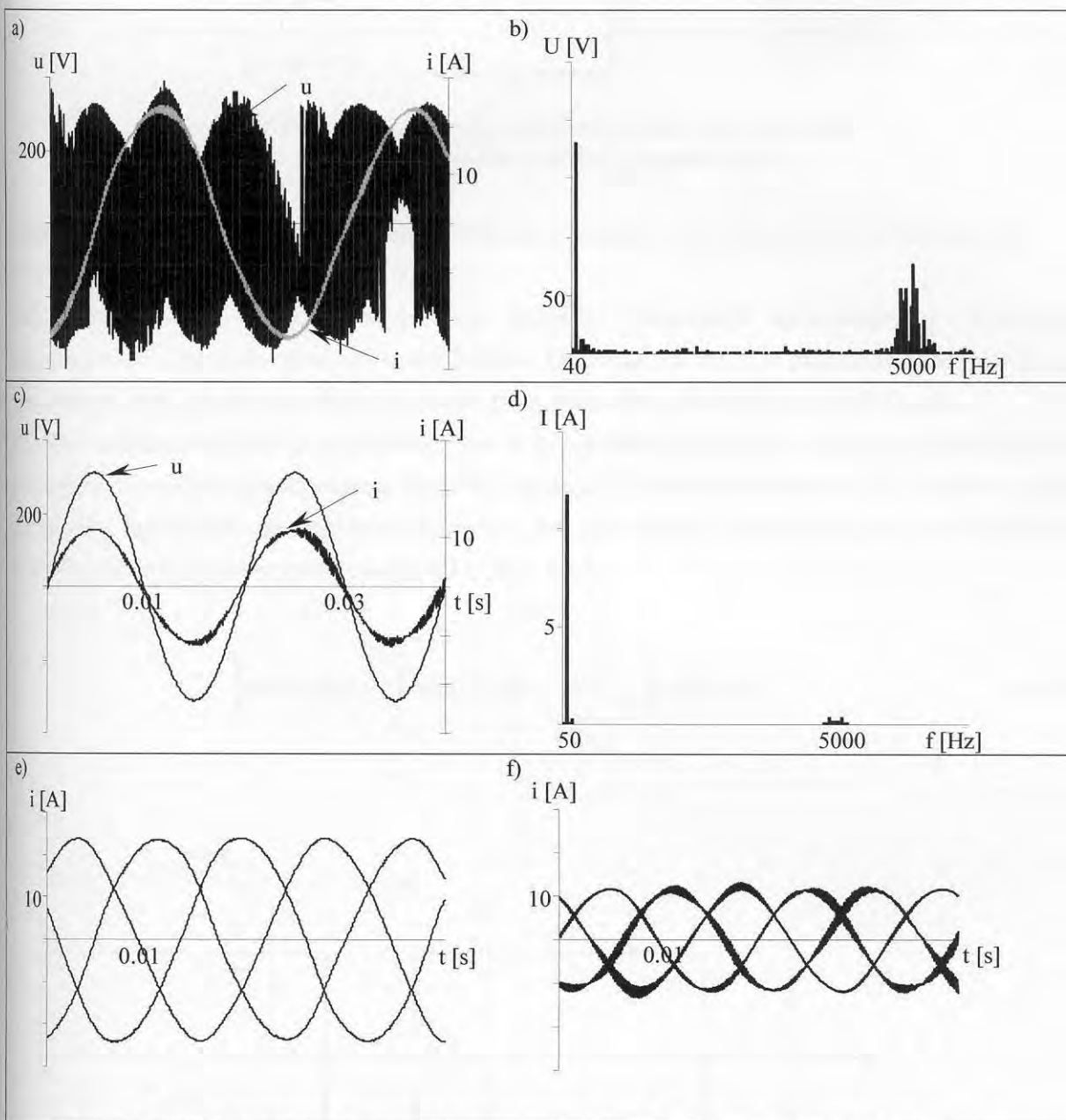
Na Rys. 4.11 i 4.13 przedstawiono przebiegi czasowe oraz widma dla modulacji funkcjami: sumacyjnymi, różnicowymi i ich sumą dla częstotliwości wyjściowej 40 Hz i $f_n=5$ kHz.



Rys. 4.11. Przebiegi i widma amplitudowe dla funkcji modulatoryjnej sumacyjnej:
 a) napięcie i prąd wyjściowe, b) widmo amplitudowe napięcia wyjściowego
 c) napięcie i prąd wejściowe, d) widmo amplitudowe prądu wejściowego
 e) prądy wyjściowe, f) prądy wejściowe.



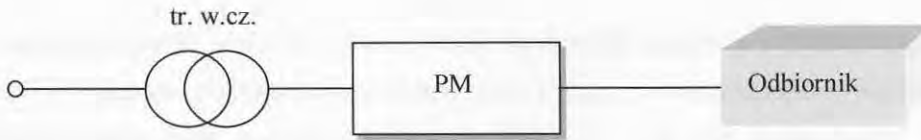
Rys.4.12. Przebiegi i widma amplitudowe dla funkcji modulatoryjnej różnicowej:
 a) napięcie i prąd wyjściowe, b) widmo amplitudowe napięcia wyjściowego
 c) napięcie i prąd wejściowe, d) widmo amplitudowe prądu wejściowego
 e) prądy wyjściowe, f) prądy wejściowe.



Rys.4.13. Przebiegi i widma amplitudowe dla modulacji sumacyjnej i różnicowej:
 a) napięcie i prąd wyjściowe, b) widmo amplitudowe napięcia wyjściowego
 c) napięcie i prąd wejściowe, d) widmo amplitudowe prądu wejściowego
 e) prądy wyjściowe, f) prądy wejściowe.

4.1.3. Regulacja napięcia wyjściowego.

Na Rys.4.14 przedstawiono schemat do analizy działania przetwornika matrycowego z transformatorem wysokiej częstotliwości.



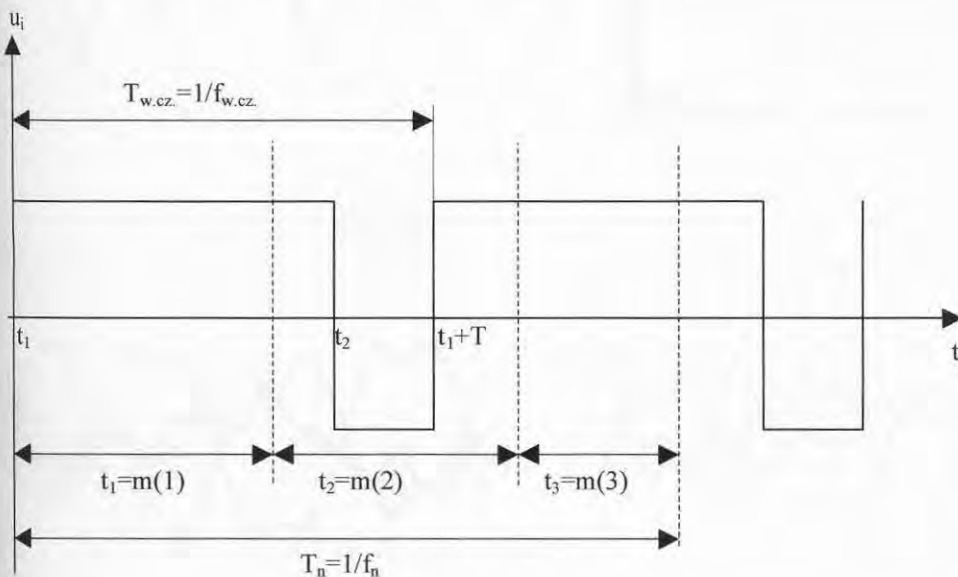
Rys. 4.14. Układ do analizy przekształtnika matrycowego z transformatorem wysokiej częstotliwości.

Regulację napięcia wyjściowego transformatora wysokiej częstotliwości przedstawiono na Rys.4.5 do 4.10.

Tak zmodulowane napięcie wyjściowe poddane modulacji sinusoidalnej powinno wygenerować sinusoidalne napięcie wyjściowe. Na Rys.4.16 do 4.24 przedstawiono przebiegi wejściowe i wyjściowe oraz ich charakterystykę widmową dla różnych relacji f_{wcz}/f_n .

Źródłem odkształceń jest to, że przełączenia w przekształtniku matrycowym nie odbywają się co całkowitą wielokrotność okresu modulacji napięcia w transformatorze w.cz. a tylko w tym przypadku zmodulowane napięcie wejściowe jest przebiegiem sinusoidalnym w rozumieniu wartości średniej za okres modulacji (4.3), (Rys 4.15).

$$\int_{t_1}^{t_2} \sin(\omega, t) dt + \int_{t_2}^{t_1+T} \sin(\omega, t) dt = A \cdot U_m \int_{t_1}^{t_1+T} \sin(\omega, t) dt \quad (4.3)$$

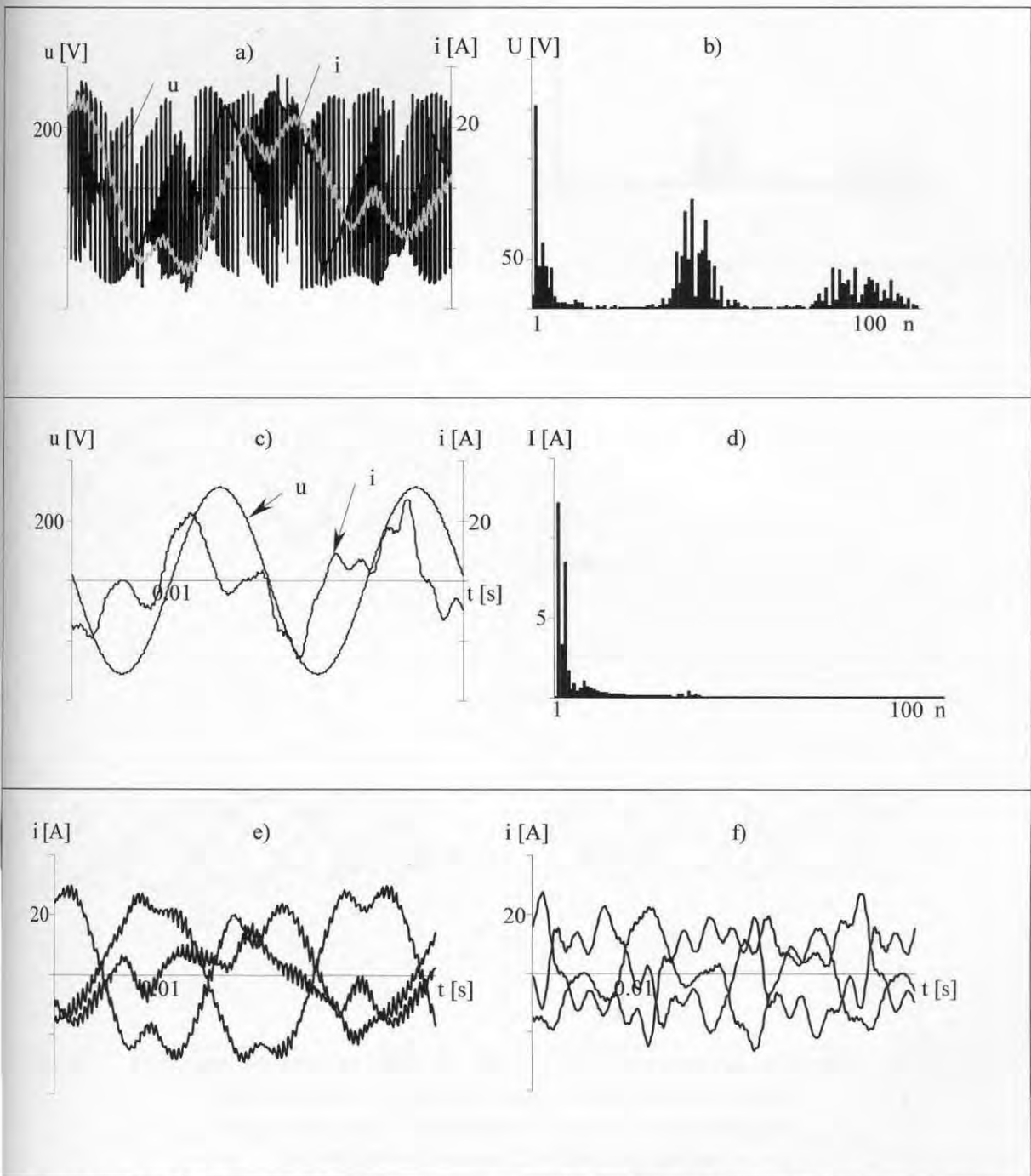


Rys. 4.15. Regulacja napięcia w układzie PM z transformatorem w.cz.

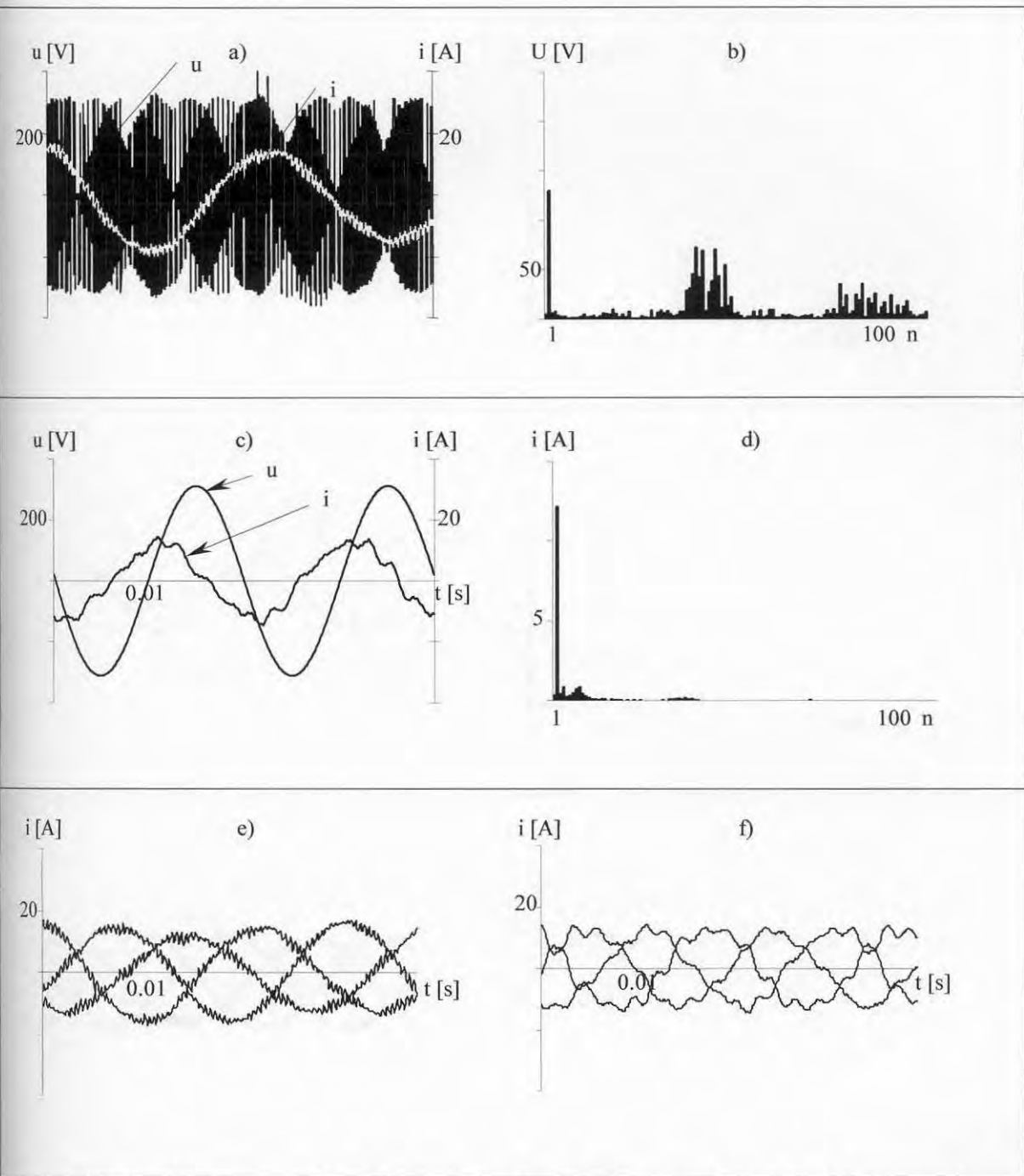
Rozwiązaniem jest zwiększenie częstotliwości łączy w transformatorze w.cz. względem częstotliwości modulacji PM zgodnie z zależnością (4.4).

$$f_{w.cz.} \gg f_n \quad (4.4)$$

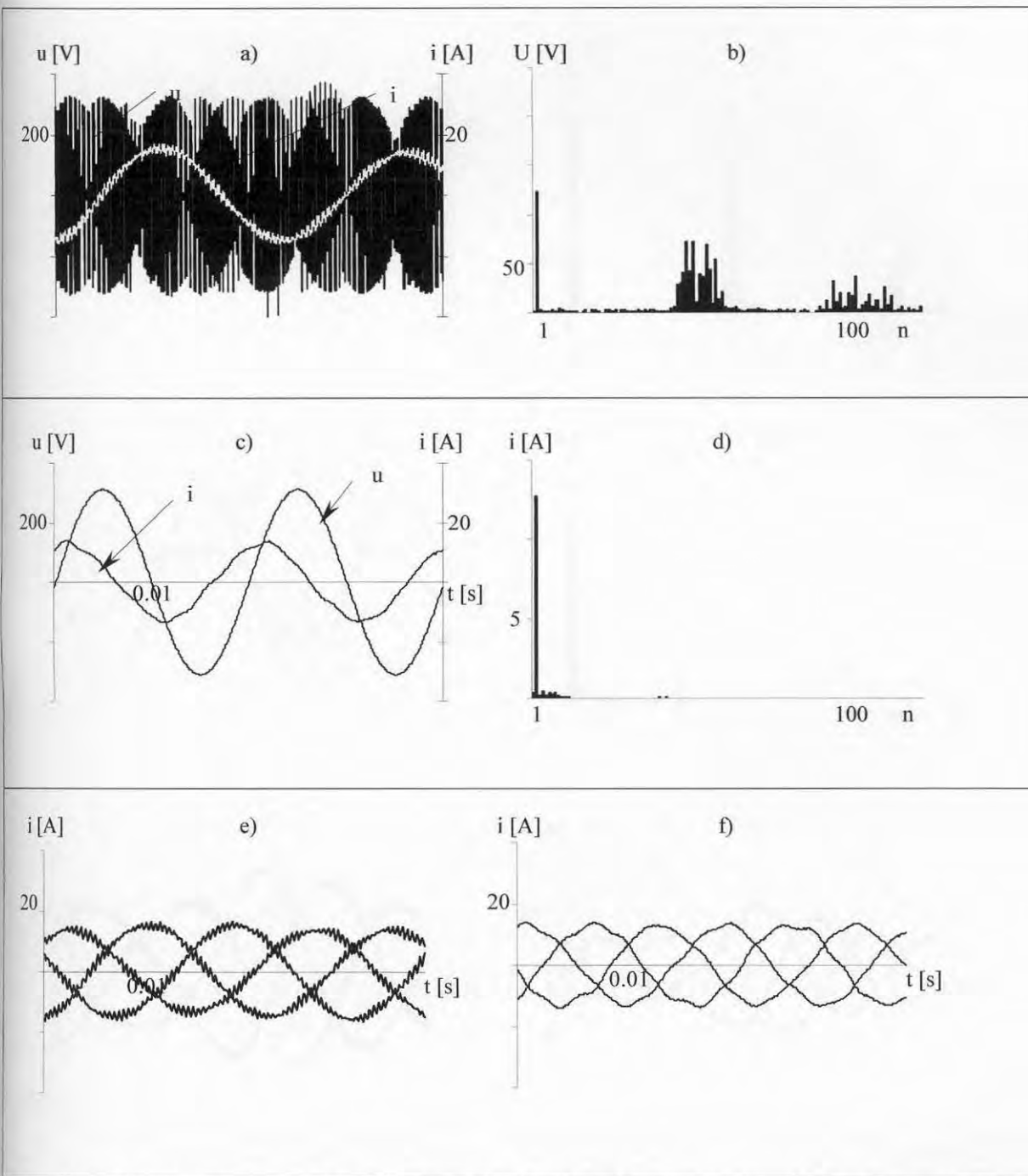
Ponieważ zmniejszanie f_n wpływa niekorzystnie na kształt napięcia wyjściowego, spełnienie warunku (4.4) wymaga zwiększenia częstotliwości $f_{w.cz.}$. Korzystniejszą metodą regulacji napięcia wyjściowego jest zmiana współczynników B_+ i B_- nie wymagająca zwiększania częstotliwości łączy.



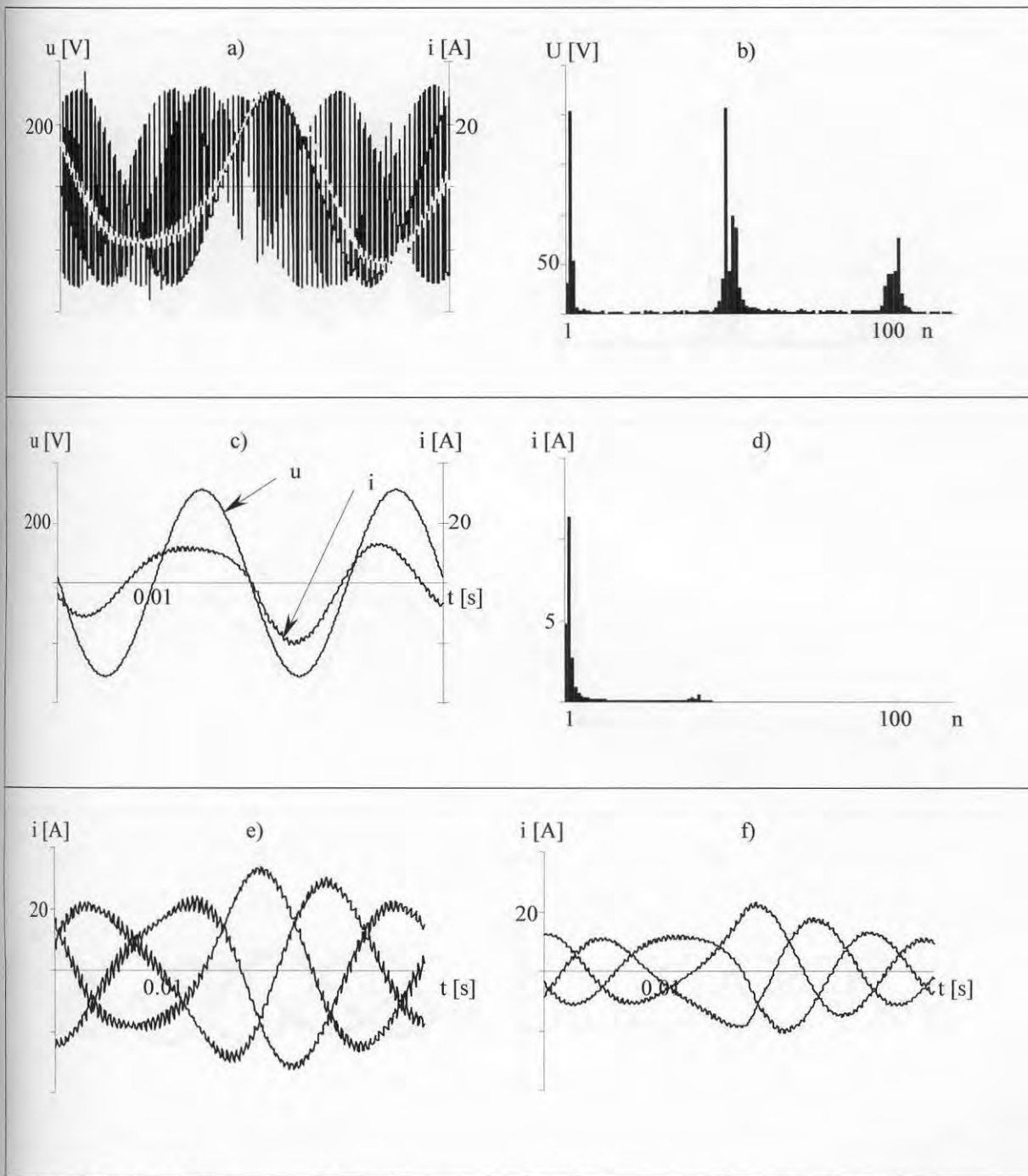
Rys. 4.16. Przebiegi oraz widma dla stosunku $f_{w.cz.}/f_n=1$ przy modulacji funkcją sumacyjną
 a), b) napięcie i prąd wyjściowy oraz widmo napięcia;
 c), d) napięcie i prąd wejściowy oraz widmo prądu;
 e) prądy wyjściowe, f) prądy wejściowe.



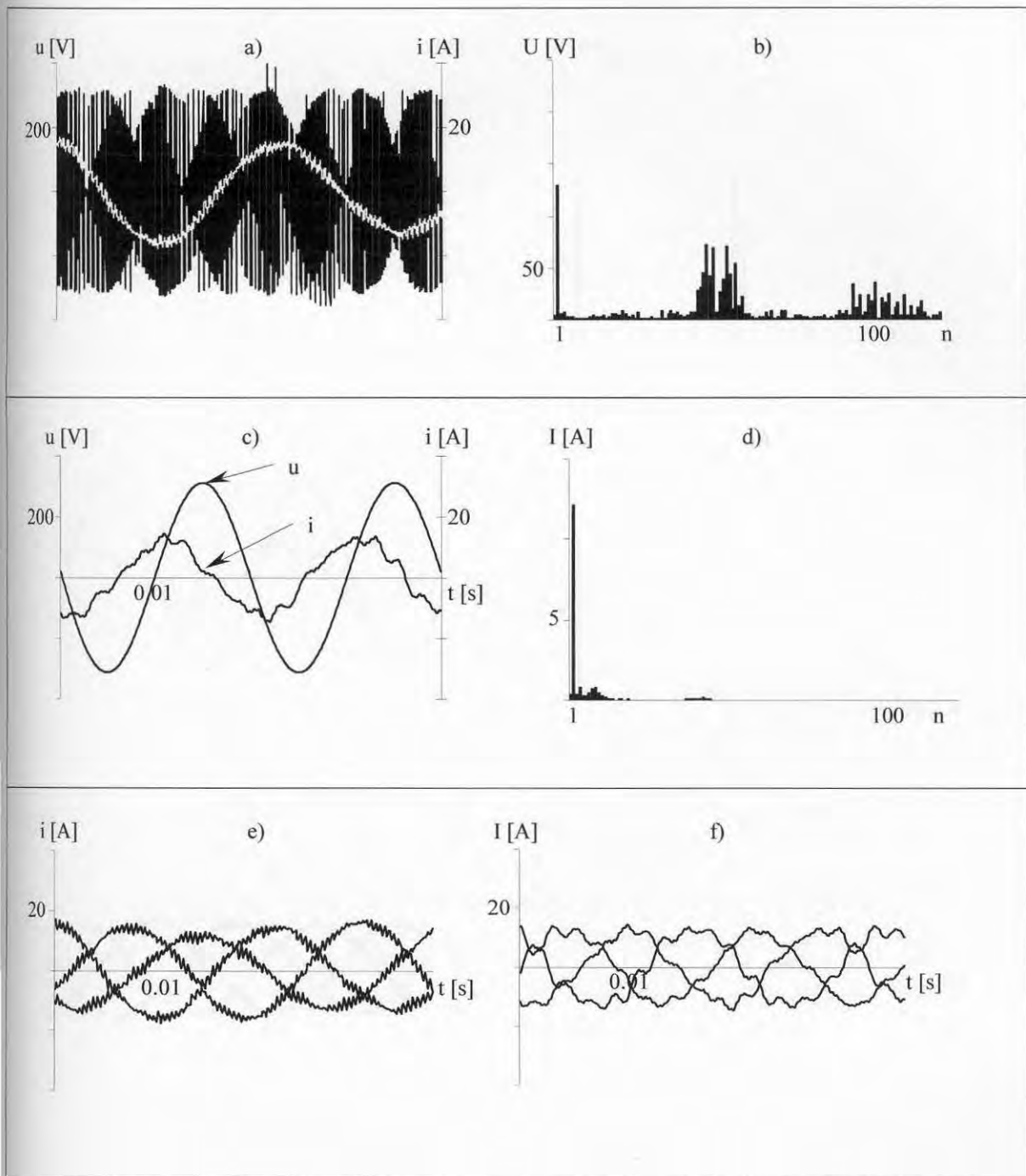
Rys. 4.17. Przebiegi oraz widma dla stosunku $f_{wcz}/f_N=4$ przy modulacji funkcją sumacyjną
 a), b) napięcie i prąd wyjściowy oraz widmo napięcia;
 c), d) napięcie i prąd wejściowy oraz widmo prądu;
 e) prądy wyjściowe, f) prądy wejściowe.



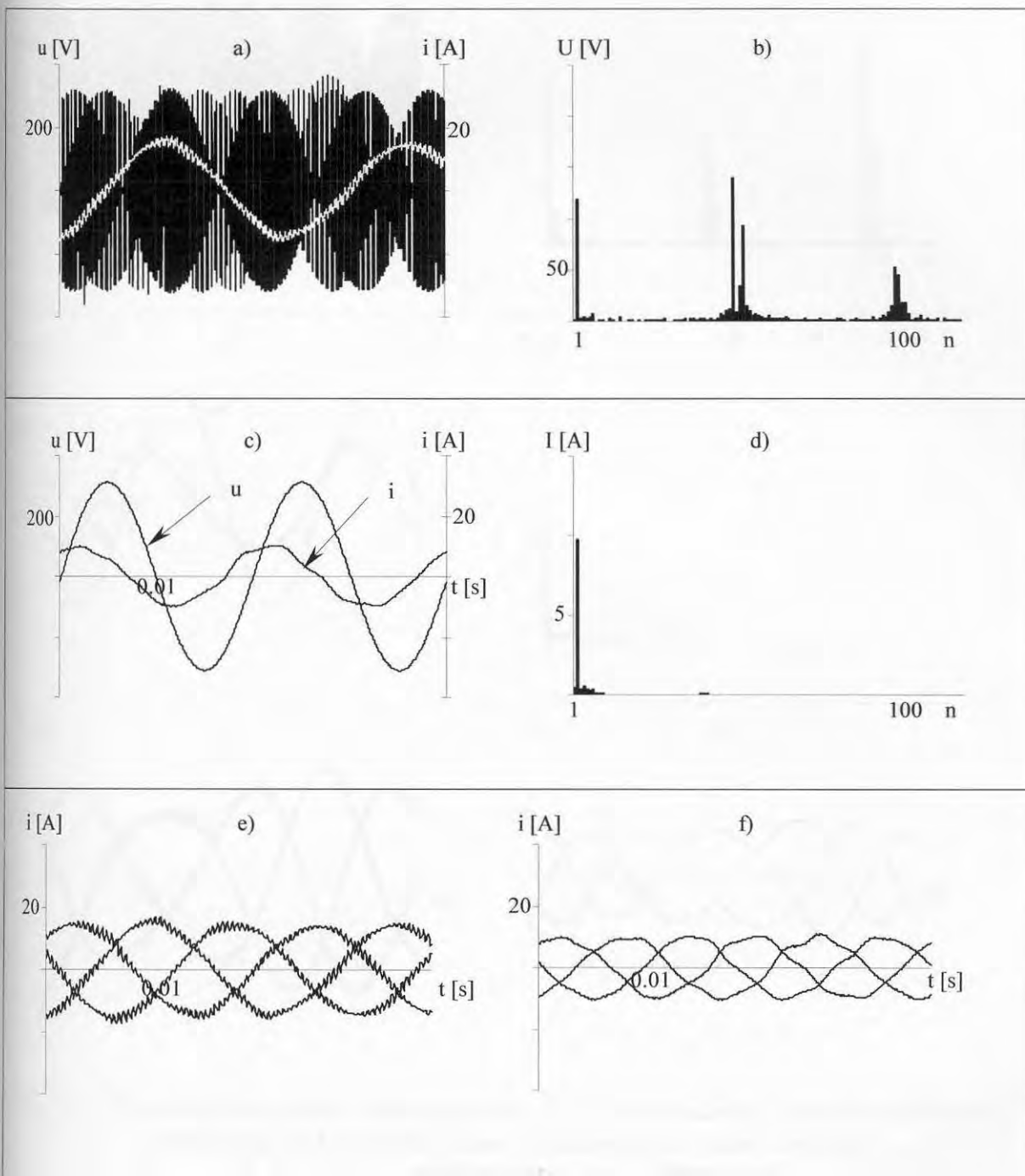
Rys. 4.18. Przebiegi oraz widma dla stosunku $f_{wcz}/f_N=10$ przy modulacji funkcją sumacyjną
 a), b) napięcie i prąd wyjściowy oraz widmo napięcia;
 c), d) napięcie i prąd wejściowy oraz widmo prądu;
 e) prądy wyjściowe, f) prądy wejściowe.



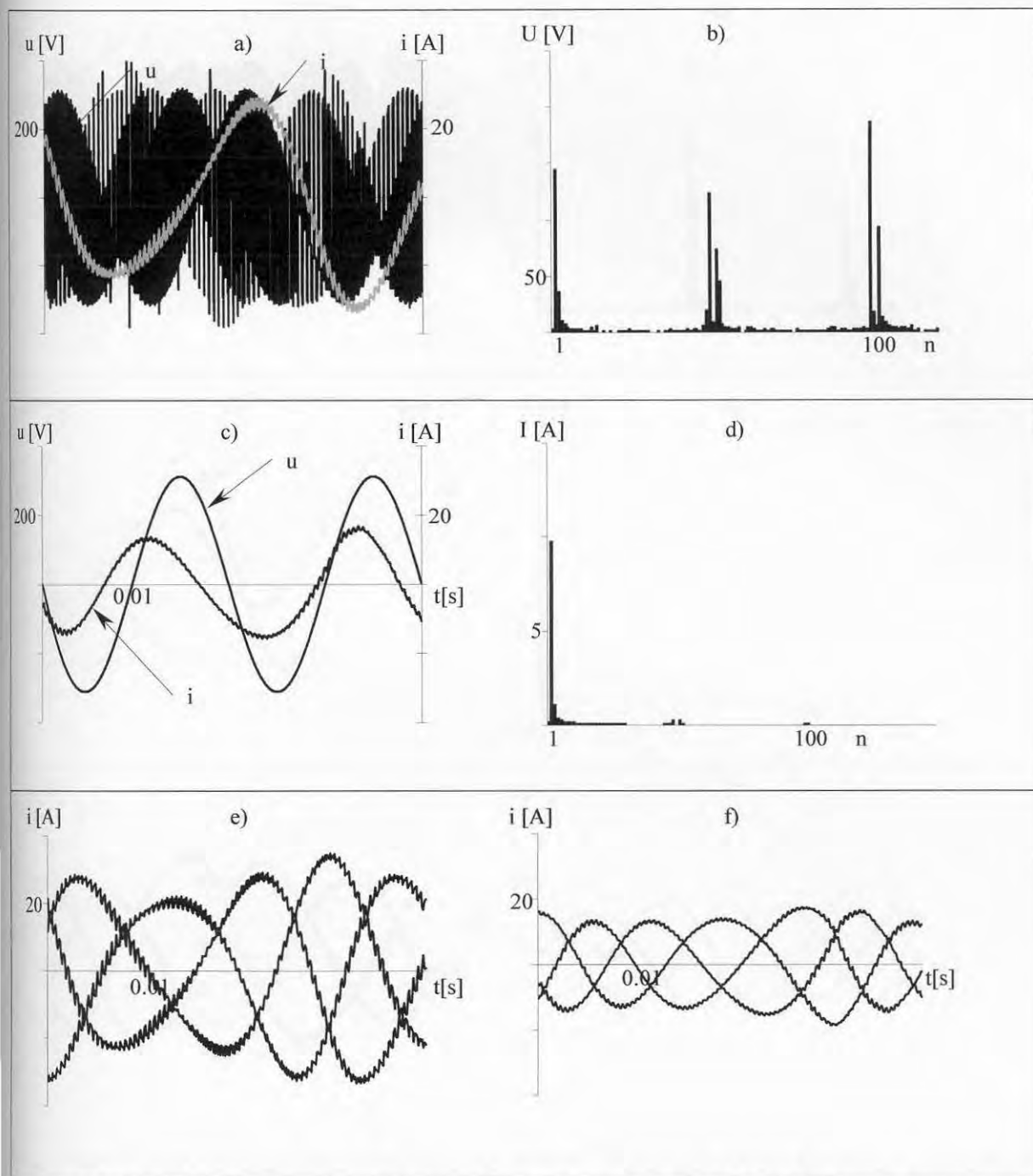
Rys.4.19. Przebiegi oraz widma dla stosunku $f_{wcz}/f_N=1$ przy modulacji funkcją różnicową
 a),b) napięcie i prąd wyjściowy oraz widmo napięcia;
 c),d) napięcie i prąd wejściowy oraz widmo prądu;
 e) prądy wyjściowe, f) prądy wejściowe.



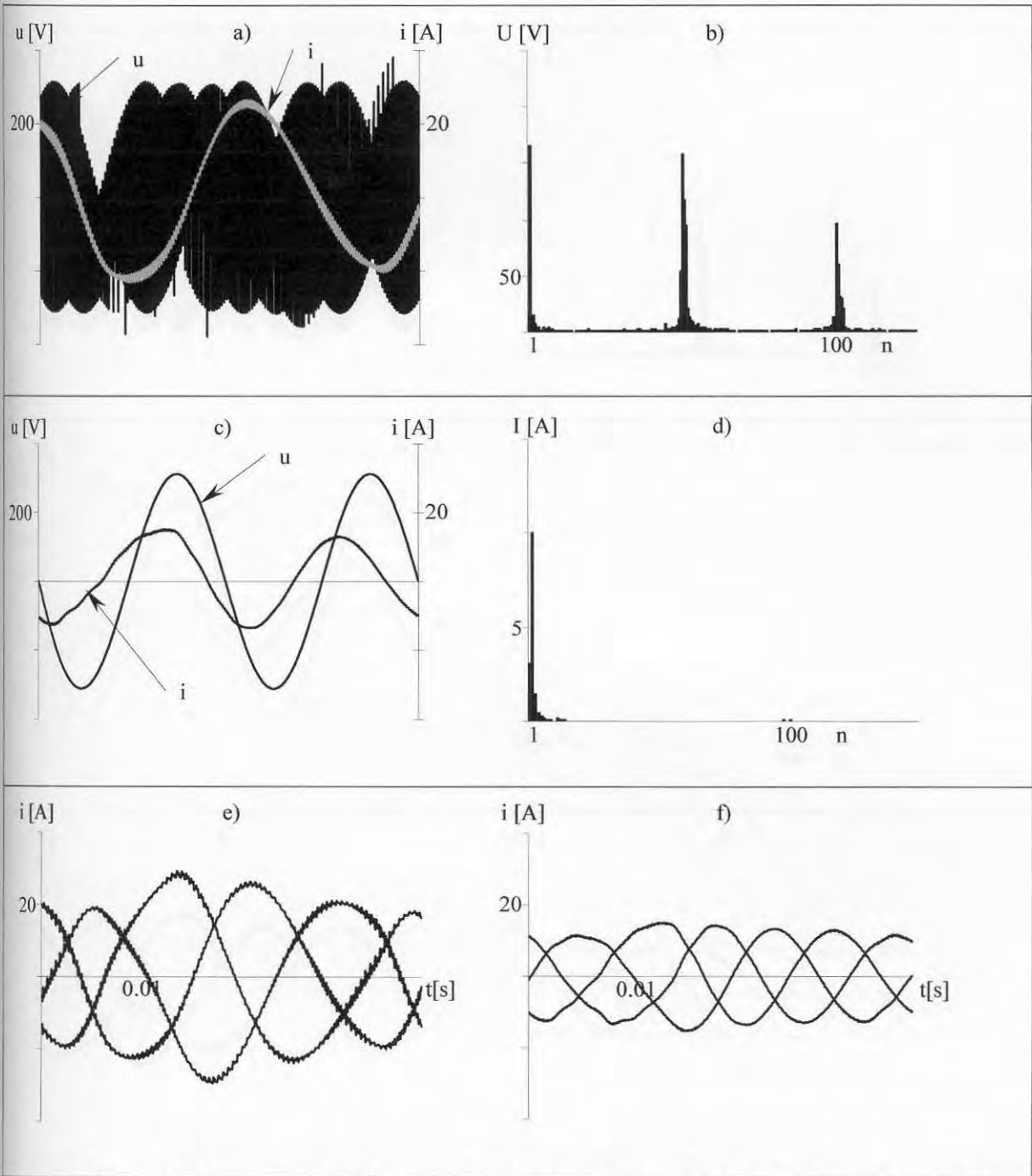
Rys. 4. 20. Przebiegi oraz widma dla stosunku $f_{wcz}/f_N=4$ przy modulacji funkcją różnicową
 a), b) napięcie i prąd wyjściowy oraz widmo napięcia;
 c), d) napięcie i prąd wejściowy oraz widmo prądu;
 e) prądy wyjściowe, f) prądy wejściowe.



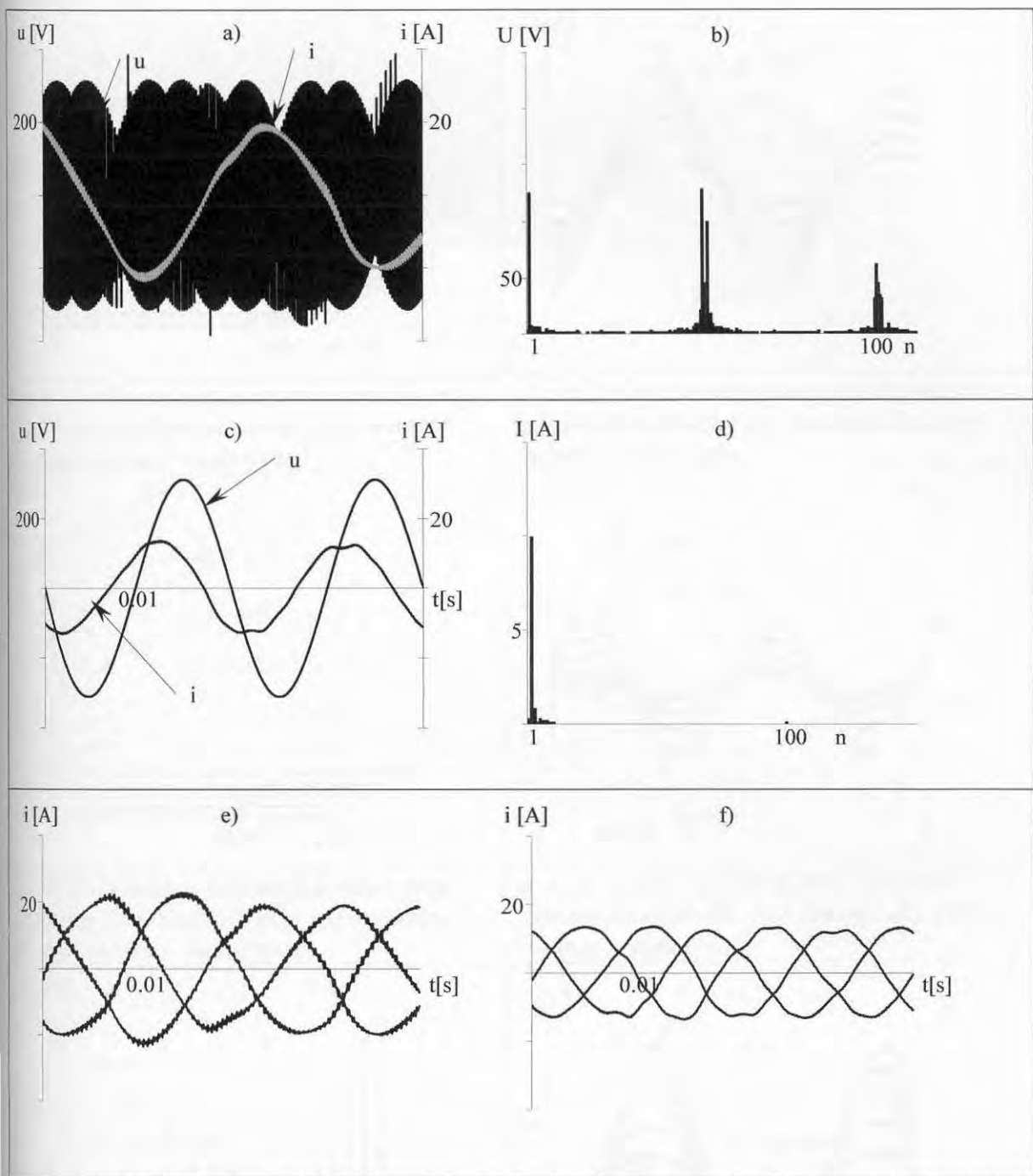
Rys. 4.21. Przebiegi oraz widma dla stosunku $f_{wcz}/f_N=10$ przy modulacji funkcją różnicową
 a), b) napięcie i prąd wyjściowy oraz widmo napięcia;
 c), d) napięcie i prąd wejściowy oraz widmo prądu;
 e) prądy wyjściowe, f) prądy wejściowe.



Rys.4.22. Przebiegi oraz widma dla stosunku $f_{wcz}/f_N=1$ przy modulacji funkcjami sumacyjną i różnicową: a), b) napięcie i prąd wyjściowy oraz widmo napięcia; c), d) napięcie i prąd wejściowy oraz widmo prądu; e) prądy wyjściowe, f) prądy wejściowe.

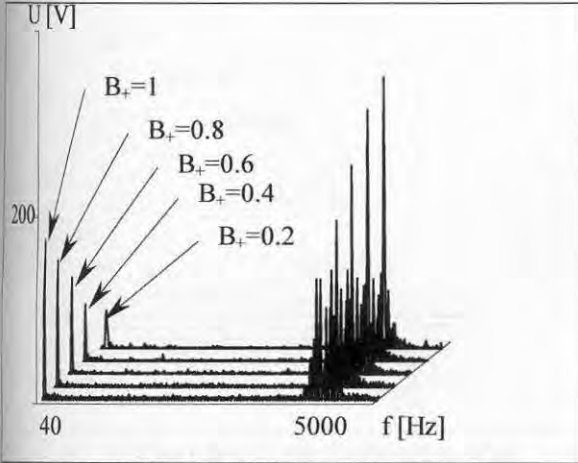


Rys. 4.23. Przebiegi oraz widma dla stosunku $f_{wcz}/f_N=4$ przy modulacji funkcjami sumacyjną i różnicową: a), b) napięcie i prąd wyjściowy oraz widmo napięcia; c), d) napięcie i prąd wejściowy oraz widmo prądu; e) prądy wyjściowe, f) prądy wejściowe.

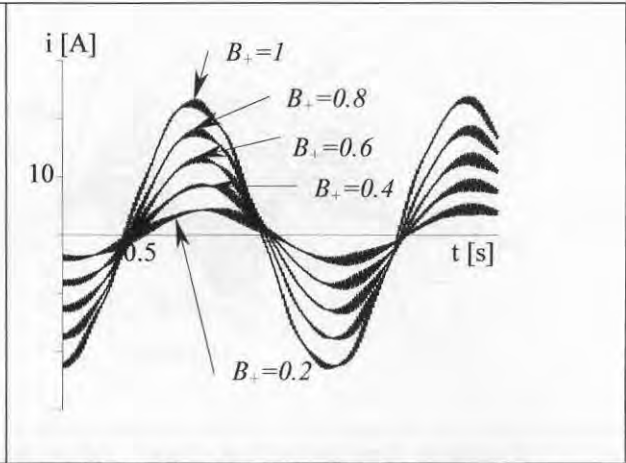


Rys.4.24. Przebiegi oraz widma dla stosunku $f_{wcz}/f_N=10$ przy modulacji funkcjami sumacyjną i różnicową: a),b) napięcie i prąd wyjściowy oraz widmo napięcia; c),d) napięcie i prąd wejściowy oraz widmo prądu; e) prądy wyjściowe, f) prądy wejściowe.

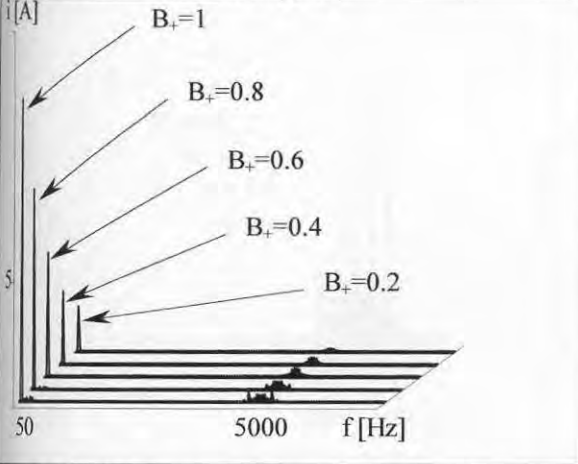
Na Rys.4.25 do 4.36. przedstawiono przebiegi czasowe i charakterystyki widmowe przy regulacji napięcia poprzez zmianę współczynników B_+ i B_- dla sterowania funkcjami sumacyjnymi (Tabela 4.1) , różnicowymi (Tabela 4.2) i ich sumą zgodnie z (4.2.) dla częstotliwości nośnej 5 kHz.



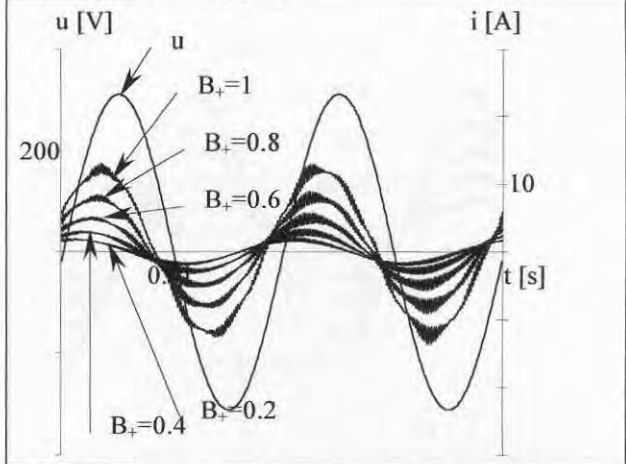
Rys. 4.25. Widmo napięcia wyjściowego przy regulacji amplitud napięcia wyjściowego dla sterowania f . sumacyjną.



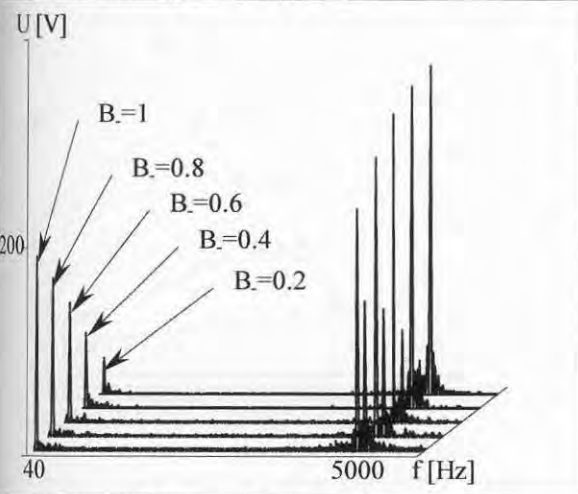
Rys. 4.26. Prądy wyjściowe przy regulacji amplitudy napięcia wyjściowego dla sterowania f . sumacyjną.



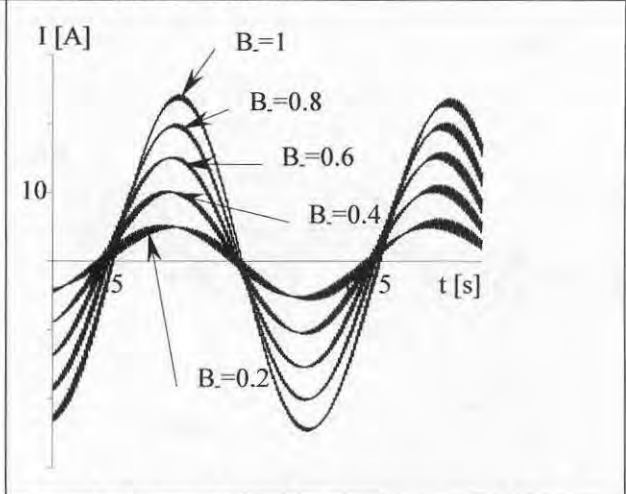
Rys. 4.27. Widmo prądu wejściowego przy regulacji amplitud napięcia wyjściowego dla sterowania f . sumacyjną.



Rys. 4.28. Prądy wejściowe przy regulacji amplitudy napięcia wyjściowego dla sterowania f . sumacyjną.

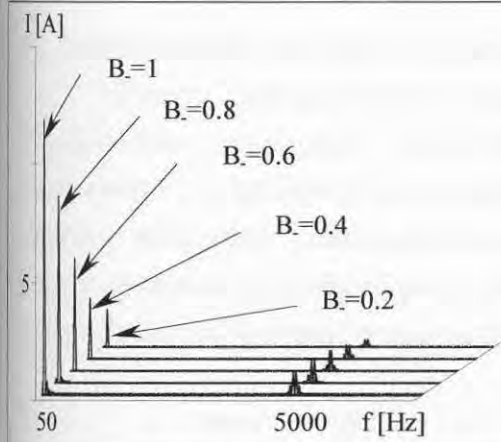


Rys. 4.29. Widmo napięcia wyjściowego przy regulacji amplitud napięcia wyjściowego dla sterowania f . różnicową.

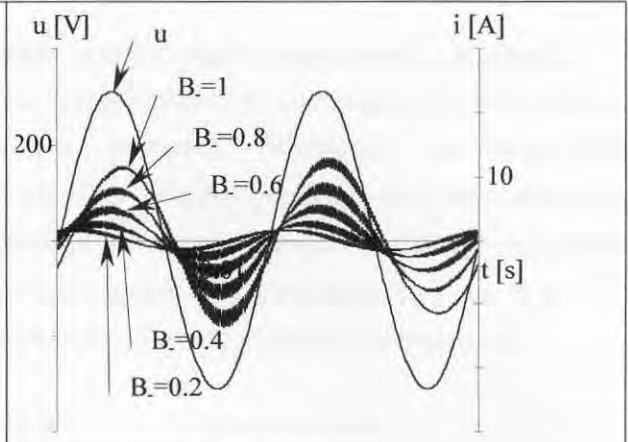


Rys. 4.30. Prądy wyjściowe przy regulacji amplitudy napięcia wyjściowego dla sterowania f . różnicową.

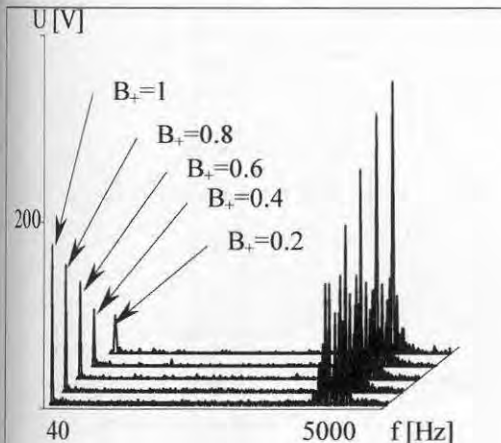
4. Niekonwencjonalne topologie przekształtników matrycowych



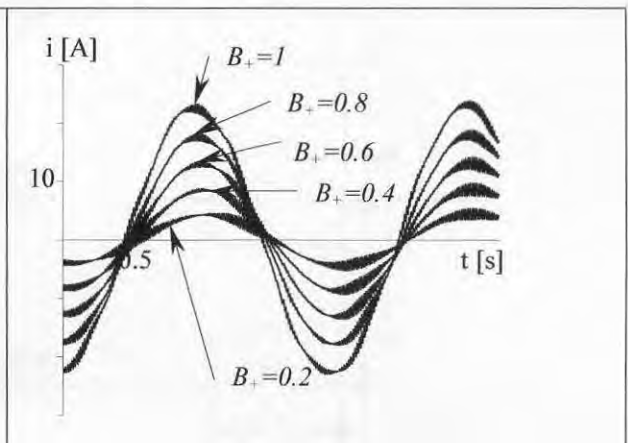
Rys. 4.31. Widmo prądu wejściowego przy regulacji amplitud napięcia wyjściowego dla sterowania f . sumacyjną.



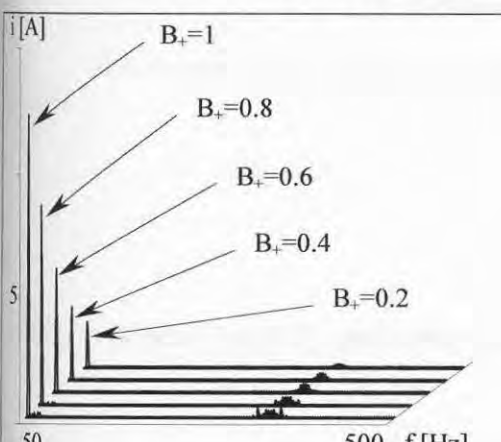
Rys. 4.32. Prądy wejściowe przy regulacji amplitudy napięcia wyjściowego dla sterowania f . sumacyjną.



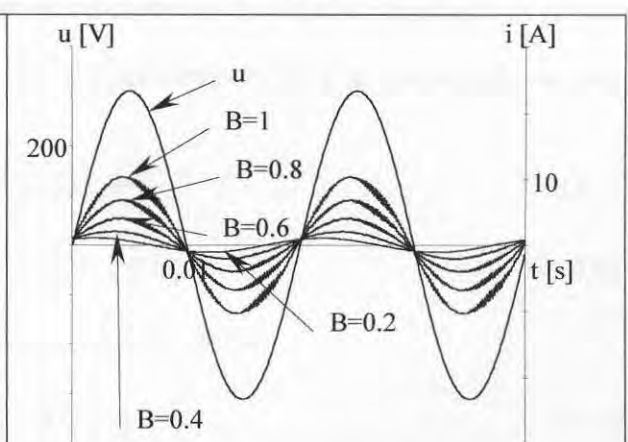
Rys. 4.33. Widmo napięcia wyjściowego przy regulacji amplitudy napięcia wyjściowego dla sterowania f . sumacyjną i różnicową.



Rys. 4.34. Prądy wyjściowe przy regulacji amplitudy napięcia wyjściowego dla sterowania f . sumacyjną i różnicową.



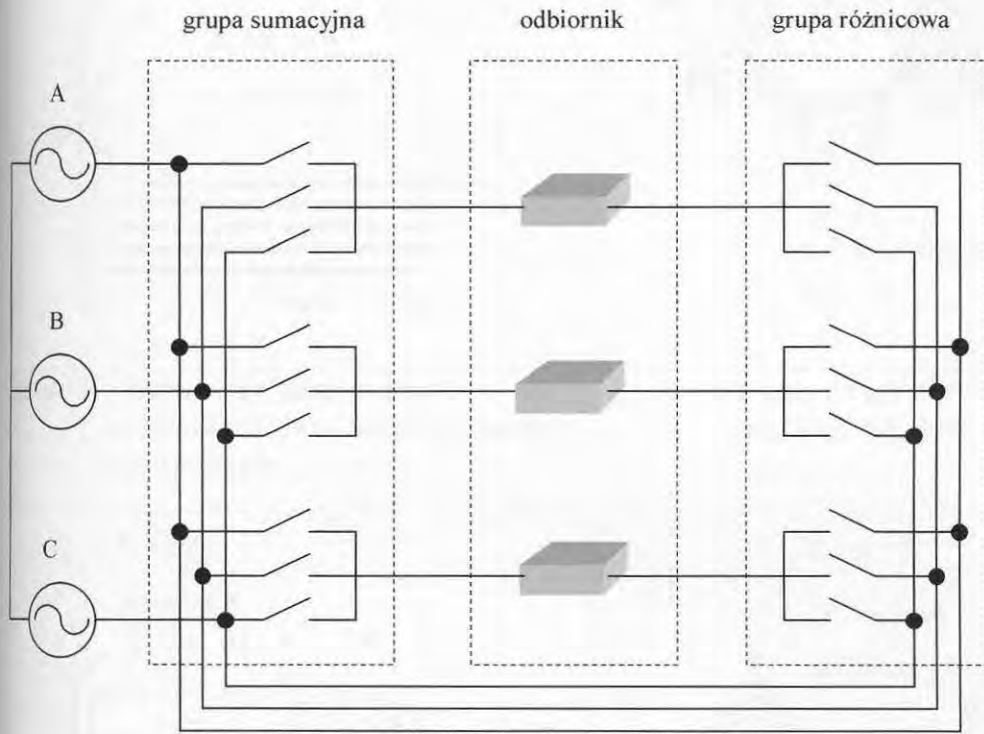
Rys. 4.35. Widmo prądu wejściowego przy regulacji amplitudy napięcia wyjściowego dla sterowania f . sumacyjną i różnicową.



Rys. 4.36. Prądy wejściowe przy regulacji amplitudy napięcia wyjściowego dla sterowania f . sumacyjną i różnicową.

4.2. Przetwornik matrycowy o jednostkowym współczynniku modulacji amplitudy.

Istotnym ograniczeniem w stosowaniu przetworników matrycowych jest wartość współczynnika modulacji amplitudy poniżej jedności. Wymusza to stosowanie transformatorów dopasowujących napięcie (Rys 4.1.). Poniżej przedstawiono strukturę oraz algorytm sterowania przetwornika matrycowego o współczynniku modulacji amplitudy równym jedności i o jednostkowym współczynniku mocy. W przedstawionej na Rys.4.37. strukturze można wyróżnić grupę łączników sumacyjną i grupę łączników różnicową.



Rys.4.37. Układ przetwornika matrycowego o jednostkowym współczynniku modulacji amplitudy

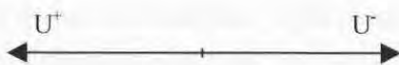
Sterowanie grupą sumacyjną odbywa się wg zależności (4.5), grupą różnicową wg (4.6)

$$[U_o^+] = [M_+] \cdot [U_i] \tag{4.5}$$

$$[U_o^-] = [M_-] \cdot [U_i] \tag{4.6}$$

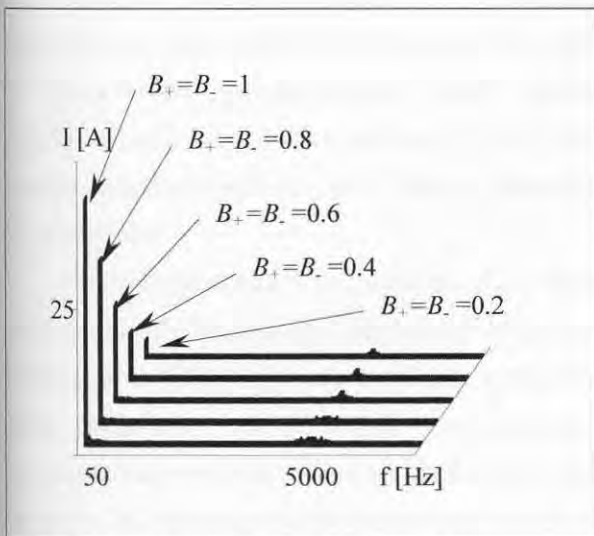
Napięcie wyjściowe (4.7), graficznie przedstawiono na Rys. (4.38)

$$[U_o] = [U_o^+] - [U_o^-] \tag{4.7}$$

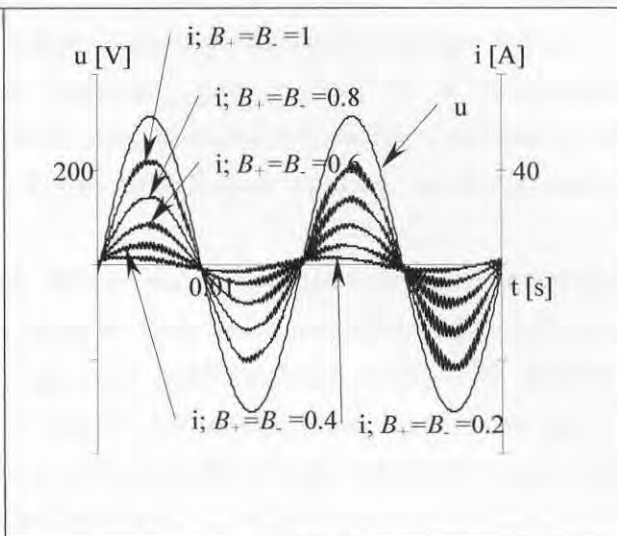


Rys.4.38. Napięcie wyjściowe.

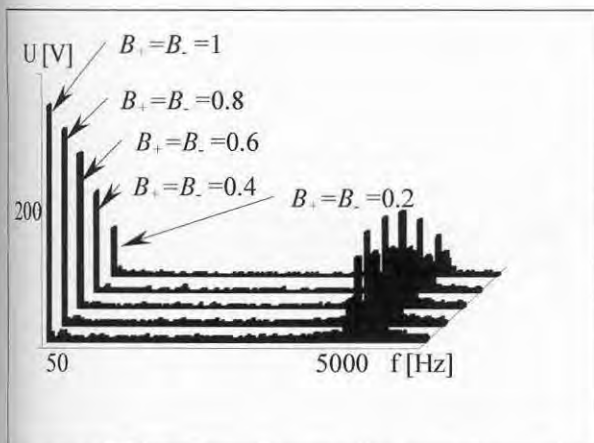
Na Rys.4.39. do 4.42. przedstawiono przebiegi czasowe prądów wejściowych i wyjściowych oraz widma napięć wyjściowych i prądów wejściowych przy regulacji amplitudy napięcia wyjściowego



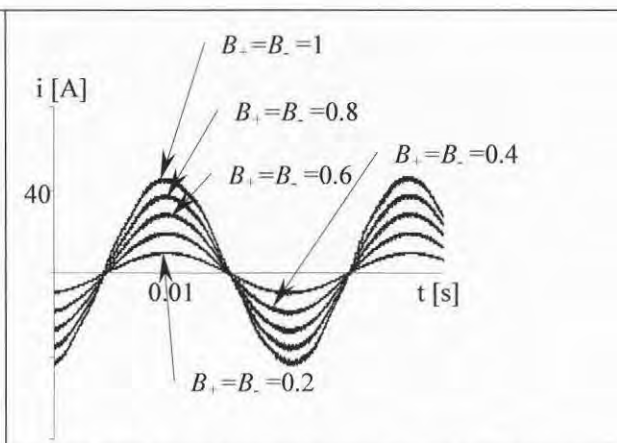
Rys.4.39. Widma amplitudowe prądów wejściowych przy regulacji napięcia wyjściowego.



Rys.4.40. Napięcia i prądy wejściowe przy regulacji napięcia wyjściowego



Rys.4.41. Widma amplitudowe napięć wyjściowych przy regulacji napięcia wyjściowego.



Rys.4.42. Prądy wyjściowe przy regulacji napięcia wyjściowego.

4.3. Podsumowanie.

Istotnym czynnikiem przy ocenie możliwości praktycznego zastosowania rozwiązań jest koszt urządzenia. W metodzie Venturiniego układ sterowania jest skomplikowany, gdyż wymaga osobnych obliczeń czasu włączenia dla każdego łącznika matrycy oraz wymaga znajomości współczynnika mocy obciążenia. Uproszczenie algorytmu do wykorzystywania jedynie funkcji o częstotliwościach równych sumie i różnicy częstotliwości wejściowej i wyjściowej powoduje, że nie trzeba znać wyjściowego współczynnika mocy. Powoduje to

jednak zmniejszenie maksymalnego współczynnika modulacji amplitudy PM przy czym w obu przypadkach współczynnik ten jest znacznie mniejszy od jedności. Zachodzi więc konieczność stosowania transformatora, elementu, który ma decydujący wpływ na masę oraz gabaryty całego urządzenia. Zastosowanie transformatora pracującego na wysokiej częstotliwości umożliwia osiągnięcie szeregu korzyści: zmniejszenie wymiaru rdzenia, izolację galwaniczną oraz uproszczenie algorytmu obliczeniowego poprzez synchronizację łączy. O ile przy braku synchronizacji każdy łącznik sterowany jest osobno, to w przypadku synchronizacji łączy wyznaczane są jednocześnie czasy połączeń trzech faz wyjściowych z trzema fazami wejściowymi (jeden łącznik). Układ taki jednak posiada skomplikowany transformator.

Zaproponowany w punkcie 4.2. układ, umożliwiający osiągnięcie maksymalnego współczynnika modulacji amplitudy równego jedności przy jednostkowym współczynniku przesunięcia fazowego na wyjściu, wykorzystuje dwa przekształtniki matrycowe między które włączony jest odbiornik o wydzielonych fazach. Układ taki może być sterowany w sposób synchroniczny. Wadą układu jest większa ilość łączników oraz zależność amplitudy napięcia wyjściowego od wejściowego współczynnika mocy.

5. WYKORZYSTANIE PRZEKSZTAŁTNIKÓW MATRYCOWYCH W SIECIACH ELEKTROENERGETYCZNYCH

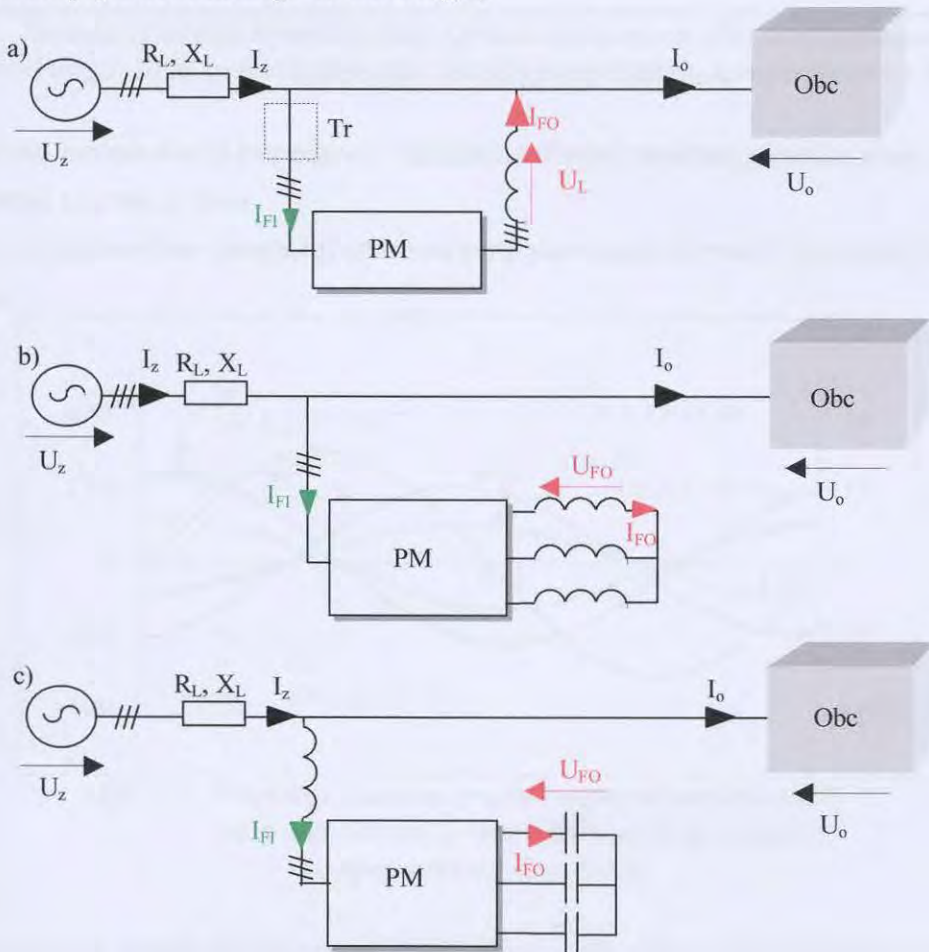
5.1. Kompensacja mocy biernej.

Na Rys. 5.1. przedstawiono układy kompensatorów mocy biernej przesunięcia fazowego z wykorzystaniem PM. Dla układu 5.1.a) należy zastosować sterowanie opisane zależnością (2.25). Z uwagi na współczynnik modulacji amplitudy poniżej jedności należy zastosować transformator. Włączenie transformatora w sposób przedstawiony na rysunku powoduje, przy braku poboru mocy czynnej, pracę transformatora na biegu jałowym.

W przypadku układów przedstawionych na rysunkach 5.1.b) i c) należy zastosować sterowanie funkcjami sumacyjną (2.19), różnicową (2.24) bądź (2.25). W układzie tym istnieje kilka sposobów regulacji mocy biernej:

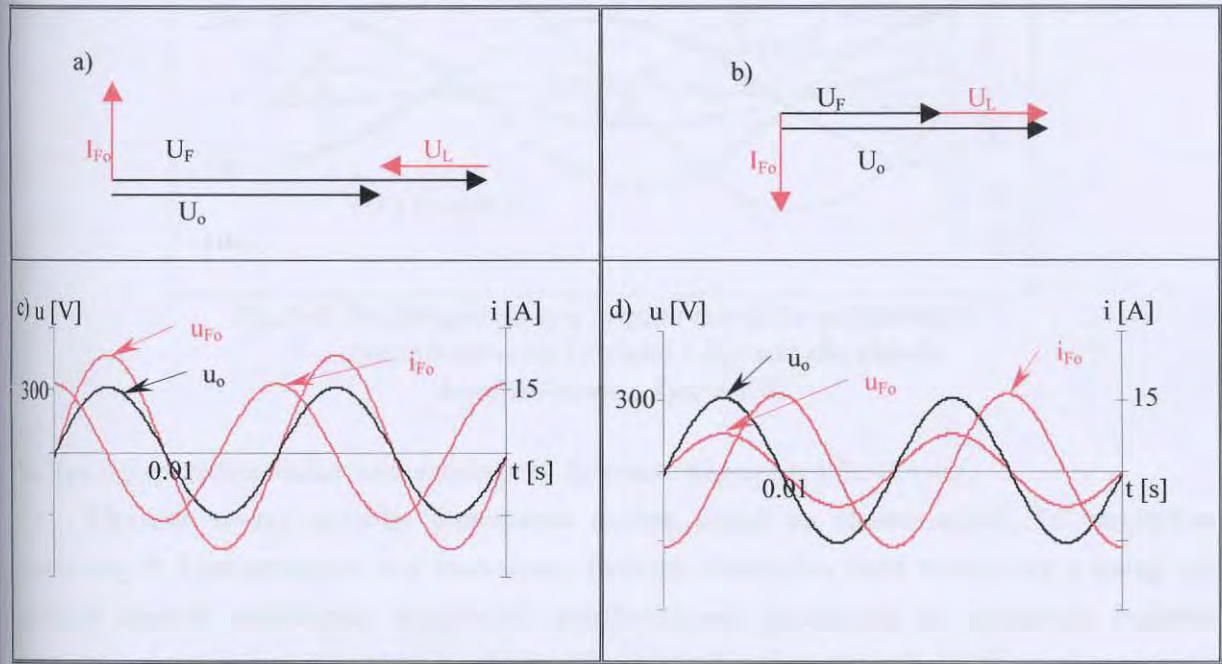
- zmiana amplitudy napięcia wyjściowego;
- zmiana częstotliwości wyjściowej;
- dobór amplitud funkcji sumacyjnej i różnicowej (2.26) i (2.27).

Układ taki umożliwia płynną regulację mocy biernej z możliwością zmiany charakteru kompensatora z pojemnościowego na indukcyjny.



Rys.5.1. Sposoby włączenia przekształtnika matrycowego do sieci przy kompensacji mocy biernej.

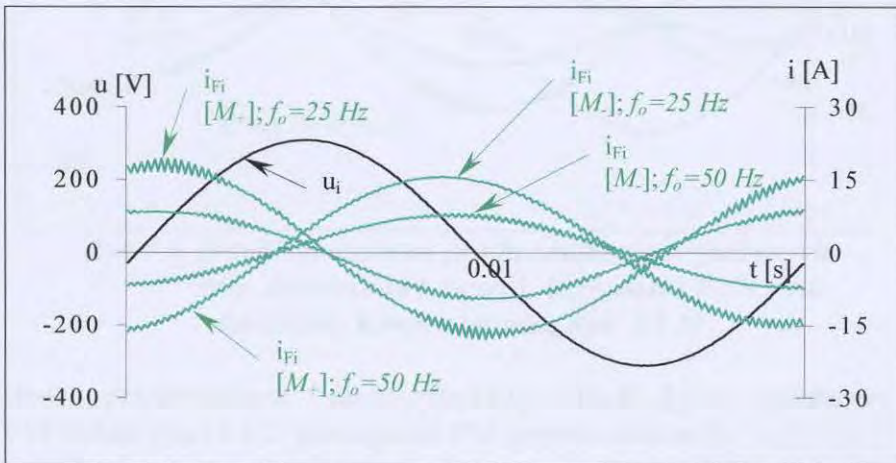
Na Rys.5.2. przedstawiono pracę układu dla przypadku kompensacji mocy biernej indukcyjnej i pojemnościowej dla układu z Rys.5.1.a).



Rys.5.2. Zasada działania kompensatora i przebiegi czasowe dla: a),c) generacji prądu pojemnościowego; b),d) generacja prądu indukcyjnego układu kompensatora z Rys.5.1.a)

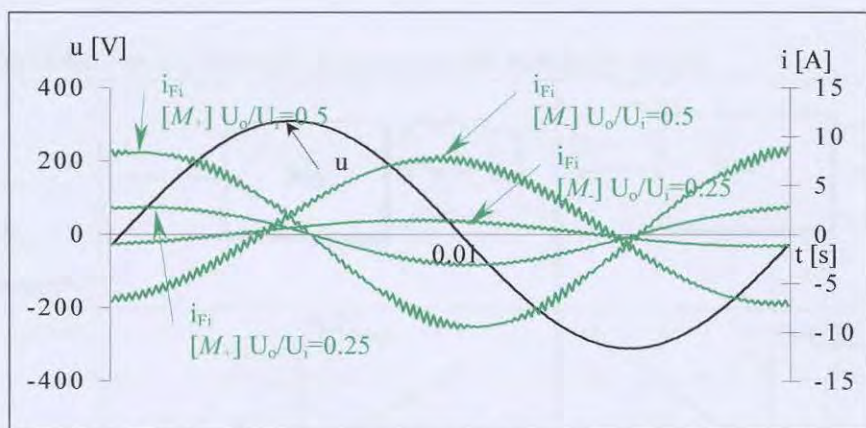
Przy założeniu zastosowania impedancji obciążenia równej reaktancji indukcyjnej układ nie pobiera energii czynnej z sieci.

Na Rys.5.3. przedstawiono przebiegi czasowe przy sterowaniu $f_o = \text{var}$ i $U_o = \text{const}$ dla układu z Rys.5.1. b).



Rys.5.3. Przebiegi czasowe prądu i napięcia wejściowych przy sterowaniu $f_o = \text{var}$ i $U_o = \text{const}$ dla układu kompensatora z Rys. 5.1.b)

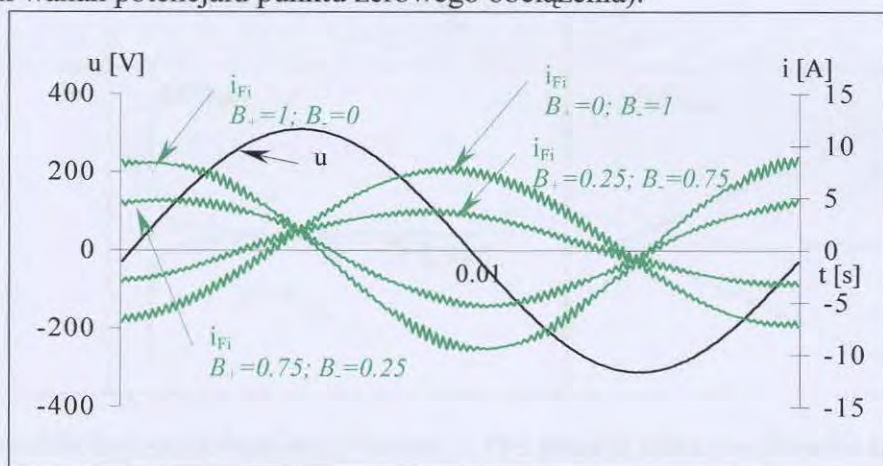
Na Rys. 5.4. przedstawiono przebiegi czasowe przy sterowaniu $f_o = \text{const}$ i $U_o = \text{var}$ dla układu z Rys.5.1.b).



Rys.5.4. Przebiegi czasowe prądu i napięcia wejściowych przy sterowaniu $f_o=const$ i $U_o=var$ dla układu kompensatora z Rys. 5.1.b)

Na Rys.5.5. przedstawiono sterowanie przy $f_o=const$, $U_o=const$ i $B_+/B_-=var$.

Opisane wyżej sposoby sterowania można uznać za równorzędne. Ze względów praktycznych korzystniejsze jest sterowanie funkcją sumacyjną bądź różnicową z uwagi na prostszy sposób sterowania, możliwość synchronizacji przełączeń co upraszcza budowę sterownika oraz powoduje, że w każdej chwili wszystkie fazy wejściowe są przyłączone do wyjścia (brak wahań potencjału punktu zerowego obciążenia).



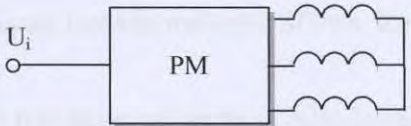
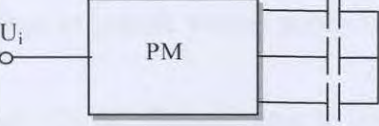
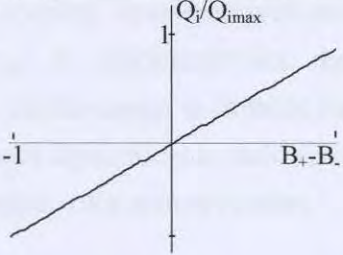
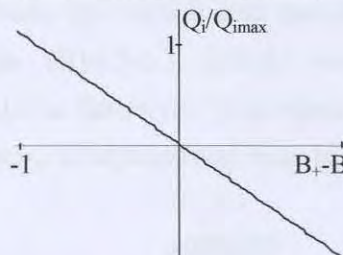
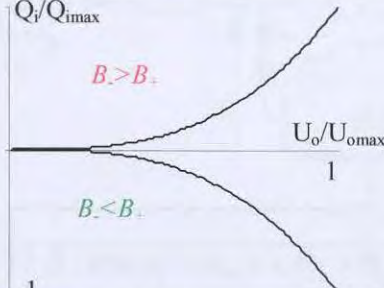
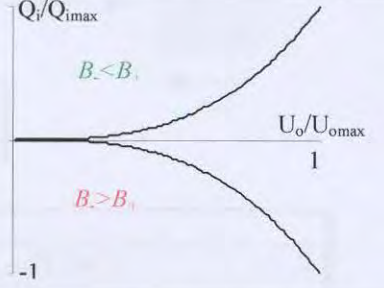
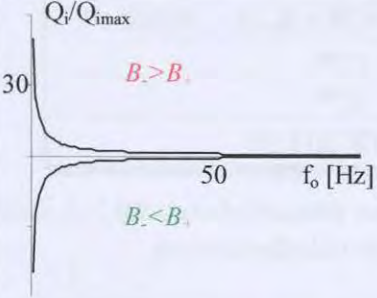
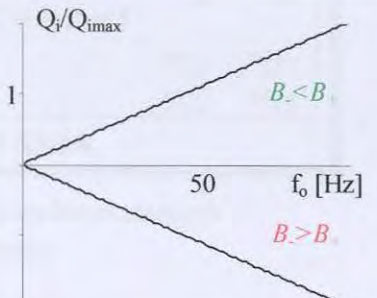
Rys.5.5. Przebiegi czasowe prądu i napięcia wejściowych przy sterowaniu $f_o=const$, $U_o=const$ i $B_+/B_-=var$ dla układu kompensatora z Rys. 5.1.b)

W Tabeli 1. przedstawiono charakterystyki $Q_i=f(B_-,B_+,f_o)$ wg. zależności 5.1. (obciążenie PM indukcyjne) i 5.2. (obciążenie PM pojemnościowe).

$$Q_i = (B_- - B_+) \cdot \frac{((B_+ + B_-) \cdot 0,5 \cdot U_i)^2}{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot L} \quad (5.1.)$$

$$Q_i = (B_+ - B_-) \cdot \frac{((B_+ + B_-) \cdot 0,5 \cdot U_i)^2}{1/(2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot C)} \quad (5.2.)$$

Tabela 5.1. Zależność mocy biernej od parametrów macierzy łącznej.

Układ parametry sterowania		
$f_o = \text{const}$ $U_o = \text{const}$ $B_+ B_- = \text{var}$		
$f_o = \text{const}$ $U_o = \text{var} (B_+ + B_- = \text{var})$ $B_+ / B_- = \text{const}$		
$f_o = \text{var}$ $U_o = \text{const}$ $B_+ / B_- = \text{const}$		

W układzie kompensatora mocy biernej z PM istnieje kilka możliwości regulacji mocy biernej:

- zmiana częstotliwości wyjściowej PM;
- zmiana napięcia wyjściowego PM poprzez zmianę parametrów sterowania $B_+ + B_-$;
- zmiana wejściowego współczynnika mocy PM poprzez zmianę parametrów sterowania B_+ , B_- .

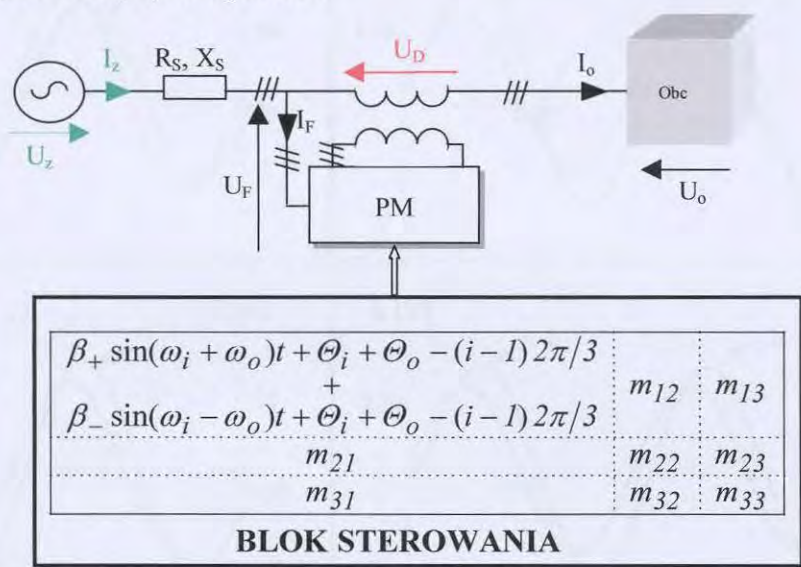
W świetle przeprowadzonych badań symulacyjnych metody te należy uznać za równoważne pod względem ich wpływu na odkształcenie prądu wejściowego PM.

5.2. Poprawa parametrów napięcia w liniach promieniowych.

Często spotykanym problemem są zaniżone napięcia w obwodach n.n. Stosowane są następujące sposoby likwidacji tego zjawiska:

- podnoszenie napięcia na transformatorze SN/nn. Powoduje to jednak wzrost napięcia na początku obwodu.;
- skracanie obwodów n.n. poprzez gęstszą zabudowę stacji SN/nn. Rozwiązanie to pociąga za sobą znaczne koszty.

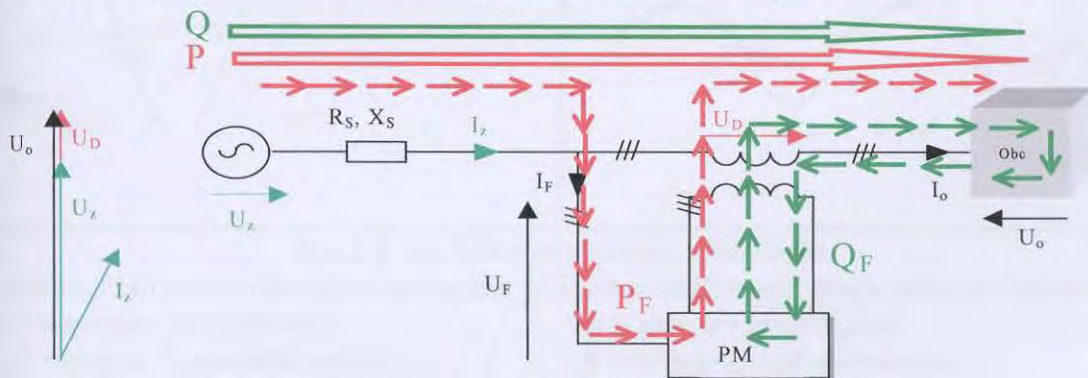
Alternatywą dla wyżej wymienionych rozwiązań może być stosowanie transformatora dodatkowego zasilanego z przekształtnika matrycowego (Rys.5.6.). Dzięki możliwości generowania napięcia dodatkowego o dowolnym przesunięciu fazowym względem napięcia zasilania, układ taki może dynamicznie stabilizować napięcie, kompensować moc bierną oraz, w pewnym zakresie, pełnić rolę symetryzatora.



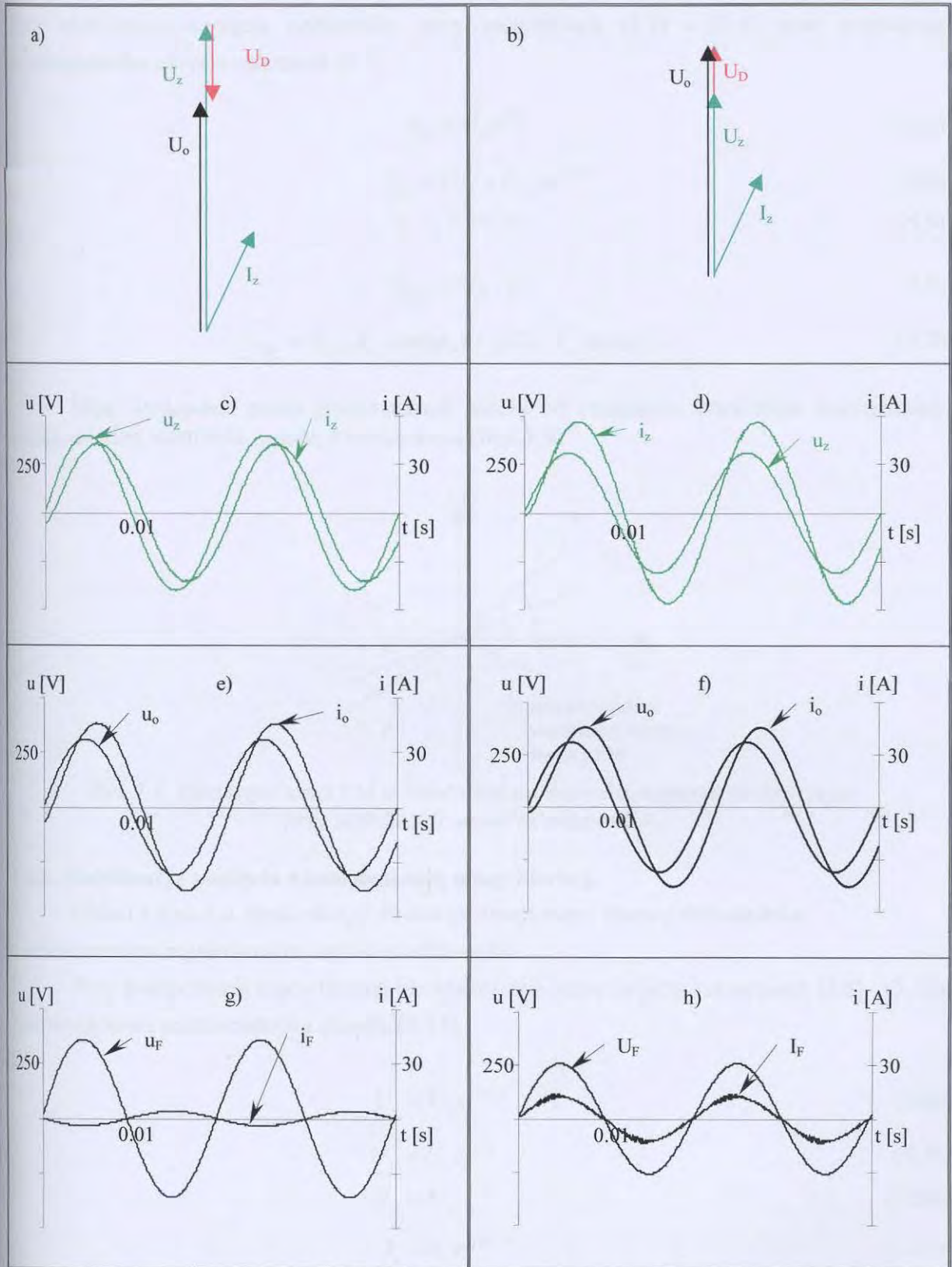
Rys.5.6. Układ stabilizatora napięcia z wykorzystaniem przekształtnika matrycowego

5.2.1. Stabilizacja napięcia.

Na Rys.5.7. przedstawiono rozptył mocy a na Rys.5.8. przedstawiono przebiegi czasowe przy wykorzystaniu układu PM jako stabilizatora napięcia.



Rys.5.7. Rozptył mocy w układzie stabilizatora napięcia.



Rys.5.8. Stabilizacja napięcia odbiornika

- a) wykres wektorowy (obniżenie napięcia); b) wykres wektorowy (podwyższenie napięcia)
 c) napięcie i prąd źródła; d) napięcie i prąd źródła;
 e) napięcie i prąd odbiornika; f) napięcie i prąd odbiornika;
 g) napięcie i prąd wejściowe PM; h) napięcie i prąd wejściowe PM.

Przy stabilizacji napięcia odbiornika, przy założeniach (5.3) - (5.5) moc wyjściową przekształtnika określa zależność (5.7)

$$\underline{U}_o = U_o e^{j(0)} \quad (5.3)$$

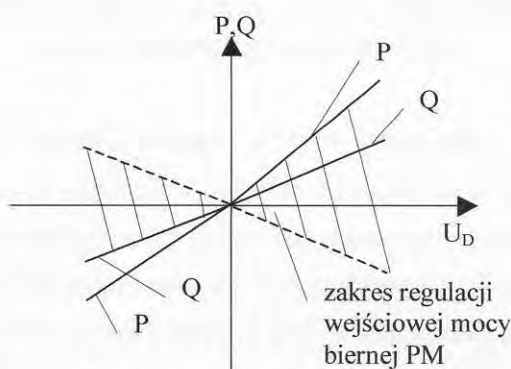
$$\underline{U}_z = (U_o + U_D) e^{j(0)} \quad (5.4)$$

$$\underline{I}_z = I_z e^{j(-\varphi_o)} \quad (5.5)$$

$$\underline{S}_{PM} = U_D \cdot \underline{I}^* \quad (5.6)$$

$$\underline{S}_{PM} = U_D \cdot I_z \cdot \cos(\varphi_o) + j U_D \cdot I_z \cdot \sin(\varphi_o) \quad (5.7)$$

Moc wydawana przez przekształtnik zależy od charakteru obciążenia oraz różnicy napięć między wartością zadaną a rzeczywistą (Rys.5.9).



Rys.5.9. Moc wyjściowa PM w zależności od wartości napięcia dodatkowego przy stabilizacji napięcia odbiornika.

5.2.2. Stabilizacja napięcia z kompensacją mocy biernej.

Układ z Rys.5.6. może służyć do kompensacji mocy biernej odbiorników z jednoczesnym regulowaniem napięcia odbiornika.

Przy kompensacji mocy biernej bez stabilizacji napięcia przy założeniach (5.8) - (5.12) moc wyjściową przekształtnika określa (5.14).

$$\underline{U}_o = U_o e^{j(\varphi_o)} \quad (5.8)$$

$$\underline{U}_z = U_z e^{j(0)} \quad (5.9)$$

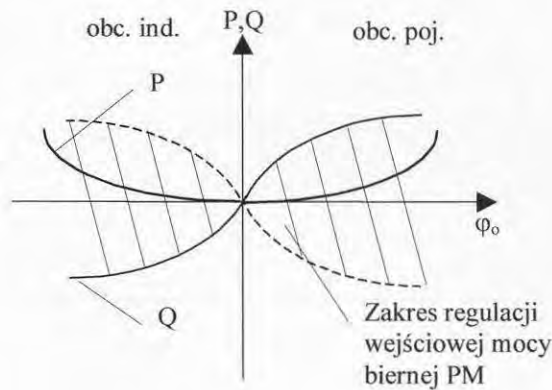
$$U_z = U_o \quad (5.10)$$

$$\underline{I}_z = I_z e^{j(0)} \quad (5.11)$$

$$\underline{U}_D = \underline{U}_z - \underline{U}_o \quad (5.12)$$

$$\underline{S}_{PM} = \underline{U}_D \cdot \underline{I}^* \quad (5.13)$$

$$\underline{S}_{PM} = 2 \cdot I_z \cdot U_z \cdot \sin\left(\frac{\varphi_o}{2}\right) \cdot \left[\cos\left(90 - \frac{\varphi_o}{2}\right) + j \sin\left(90 - \frac{\varphi_o}{2}\right) \right] \quad (5.14)$$



Rys.5.10. Moc wyjściowa PM w zależności od współczynnika mocy obciążenia przy kompensacji mocy biernej.

Kompensacja mocy biernej polega w tym przypadku na przesunięciu napięcia odbiornika o kąt φ_o względem napięcia zasilania. Kompensacja mocy biernej w układzie z transformatorem dodawczym wiąże się z przetwarzaniem przez przekształtnik mocy czynnej o wartości uzależnionej od kompensowanej mocy biernej. Na Rys.5.10. przedstawiono zależność mocy wyjściowych czynnej i biernej PM w zależności od wartości współczynnika mocy obciążenia.

Przy stabilizacji napięcia odbiornika z jednoczesną kompensacją mocy biernej przy założeniach (5.15) - (5.18) moc wyjściową przekształtnika określa (5.19).

$$\underline{U}_o = U_o e^{j(\varphi)} \quad (5.15)$$

$$\underline{U}_z = (U_o + U_D) e^{j(0)} \quad (5.16)$$

$$\underline{I}_z = I_z e^{j(0)} \quad (5.17)$$

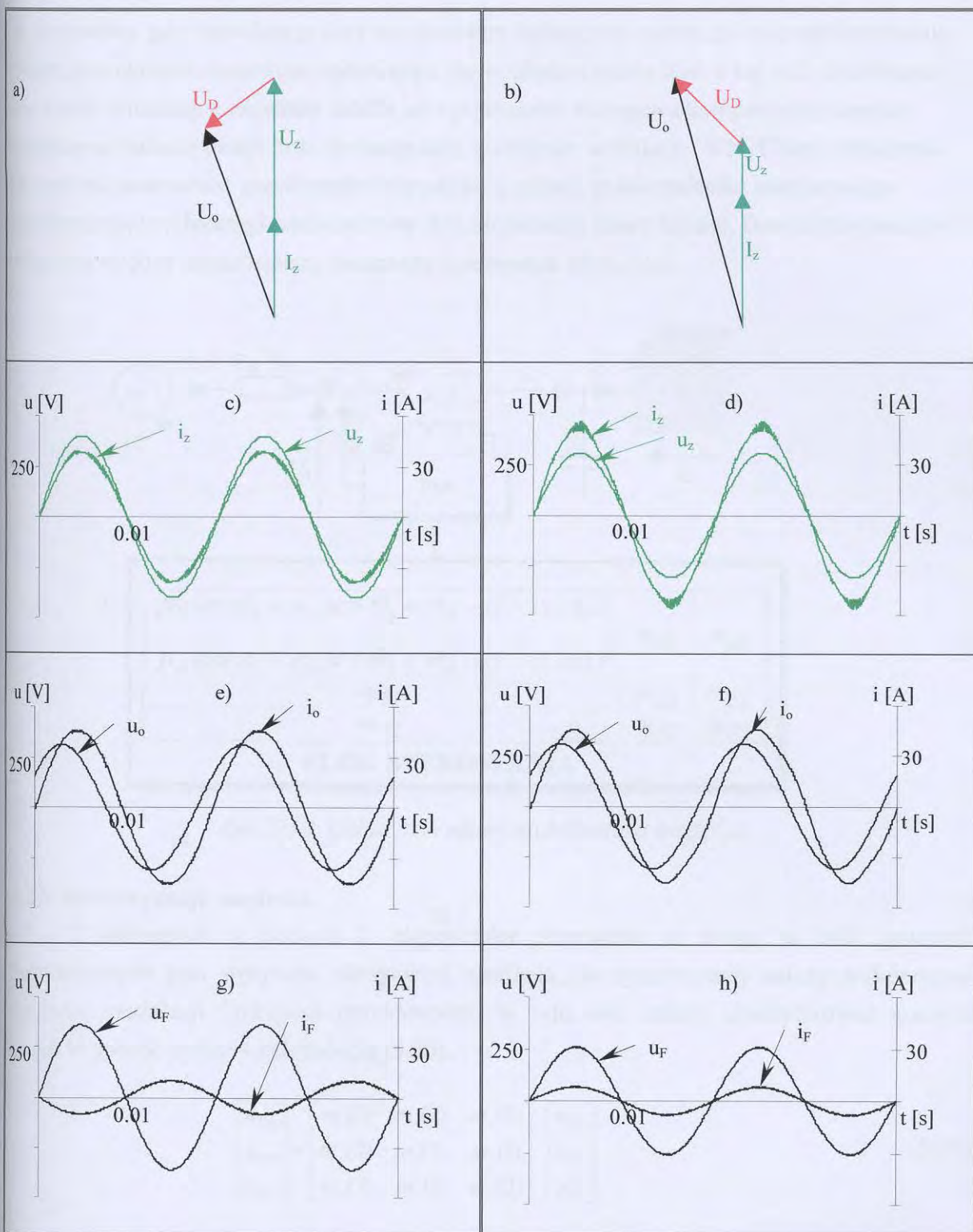
$$\underline{U}_D = \underline{U}_z - \underline{U}_o \quad (5.18)$$

$$\underline{S}_{PM} = U_o I - U_z I \cos \varphi_o - j U_o I \sin \varphi_o \quad (5.19)$$

Na Rys.5.11. przedstawiono wykresy wektorowe oraz przebiegi czasowe dla przypadku kompensacji mocy biernej z jednoczesną stabilizacją napięcia odbiornika.

Moc wyjściowa składa się ze składowych czynnej i biernej związanych z kompensacją mocy biernej oraz składową czynną związaną z regulacją napięcia odbiornika.

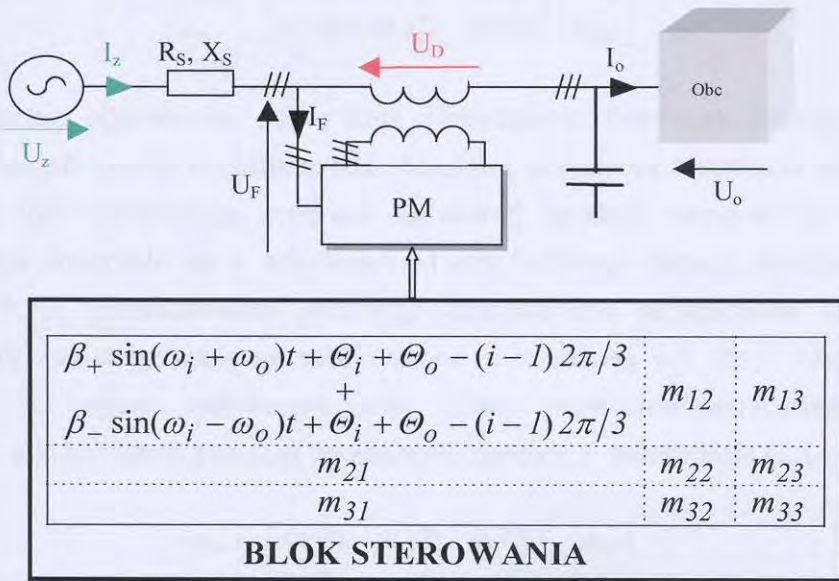
Na metodę kompensacji mocy biernej zasadniczy wpływ ma poziom napięcia sieci w którą włączony jest kompensator oraz schemat zastępczy sieci.



Rys.5.11. Praca układu z Rys.5.6. jako stabilizatora napięcia z jednoczesną kompensacją mocy biernej.

- a) wykres wektorowy (obniżenie napięcia); b) wykres wektorowy (podwyższenie napięcia)
 c) napięcie i prąd źródła; d) napięcie i prąd źródła;
 e) napięcie i prąd odbiornika; f) napięcie i prąd odbiornika;
 g) napięcie i prąd wejściowe PM; h) napięcie i prąd wejściowe PM.

W przypadku, gdy impedancja sieci ma charakter indukcyjny można zastosować sterowanie generujące napięcie dodatkowe opóźniające się względem prądu linii o kąt $\pi/2$. Stabilizator jest wtedy widziany z zacisków źródła jako pojemność szeregowo kompensująca spadek napięcia na indukcyjności linii. Sytuacja taka występuje w liniach WN. Celem odciążenia PM można zastosować rozwiązanie hybrydowe tj. układ przekształtnika matrycowego współpracujący z baterią kondensatorów do kompensacji mocy biernej. Bateria powinna być włączona między transformator dodawczy a odbiornik (Rys.5.12).



Rys. 5.12. Układ hybrydowy stabilizatora napięcia.

5.2.3. Symetryzacja napięcia.

Z opisanych w punkcie 2. algorytmów sterowania, z uwagi na brak generacji harmonicznych pod wpływem niesymetrii zasilania, do symetryzacji należy wykorzystać algorytm modulacji funkcjami różnicowymi. W tym celu należy zmodyfikować macierz łączy w sposób opisany zależnością (5.20).

$$\begin{bmatrix} u_{Da} \\ u_{Db} \\ u_{Dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_-(1) & m_-(2) & m_-(3) \\ m_-(2) & m_-(3) & m_-(1) \\ m_-(3) & m_-(1) & m_-(2) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{Fa} \\ u_{Fb} \\ u_{Fc} \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

Rozkładając niesymetryczne napięcie zasilające na składowe symetryczne (5.21) przekształtnik matrycowy generuje napięcia składowej przeciwnej (5.22) oraz napięcia składowej zgodnej (5.23). Z uwagi na założenie pracy układu w sieci 3 przewodowej napięcia składowej zerowej pominięto.

$$\begin{bmatrix} u_{za} \\ u_{zb} \\ u_{zc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{za1} \\ u_{zb1} \\ u_{zc1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{za2} \\ u_{zb2} \\ u_{zc2} \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

$$\begin{bmatrix} u_{Da2} \\ u_{Db2} \\ u_{Dc2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{-}(1) & m_{-}(2) & m_{-}(3) \\ m_{-}(2) & m_{-}(3) & m_{-}(1) \\ m_{-}(3) & m_{-}(1) & m_{-}(2) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{Fa1} \\ u_{Fb1} \\ u_{Fc1} \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

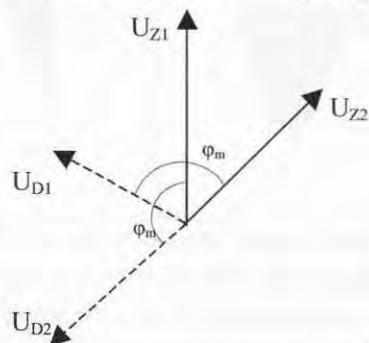
$$\begin{bmatrix} u_{Da1} \\ u_{Db1} \\ u_{Dc1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{-}(1) & m_{-}(2) & m_{-}(3) \\ m_{-}(2) & m_{-}(3) & m_{-}(1) \\ m_{-}(3) & m_{-}(1) & m_{-}(2) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{Fa2} \\ u_{Fb2} \\ u_{Fc2} \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

Poprzez odpowiedni dobór kąta przesunięcia fazowego funkcji modulujących w macierzy łączy można wyeliminować składową przeciwną z napięcia odbiornika. Z uwagi jednak na fakt równoległej generacji składowej zgodnej, napięcie na odbiorniku będzie jednocześnie zmieniało się w zależności od kąta fazowego funkcji modulujących (Rys.5.13). Na Rys 5.14. przedstawiono przebiegi czasowe dla przypadków w których moduły składowych symetrycznych są sobie równe a różne są ich fazy. Na Rys.5.15. i 5.16. przedstawiono wykres wektorowy pracy układu przy niesymetrycznym zasilaniu. Prądy wejściowe przekształtnika można wyznaczyć, zgodnie z zależnością (2.14), jako (5.24)

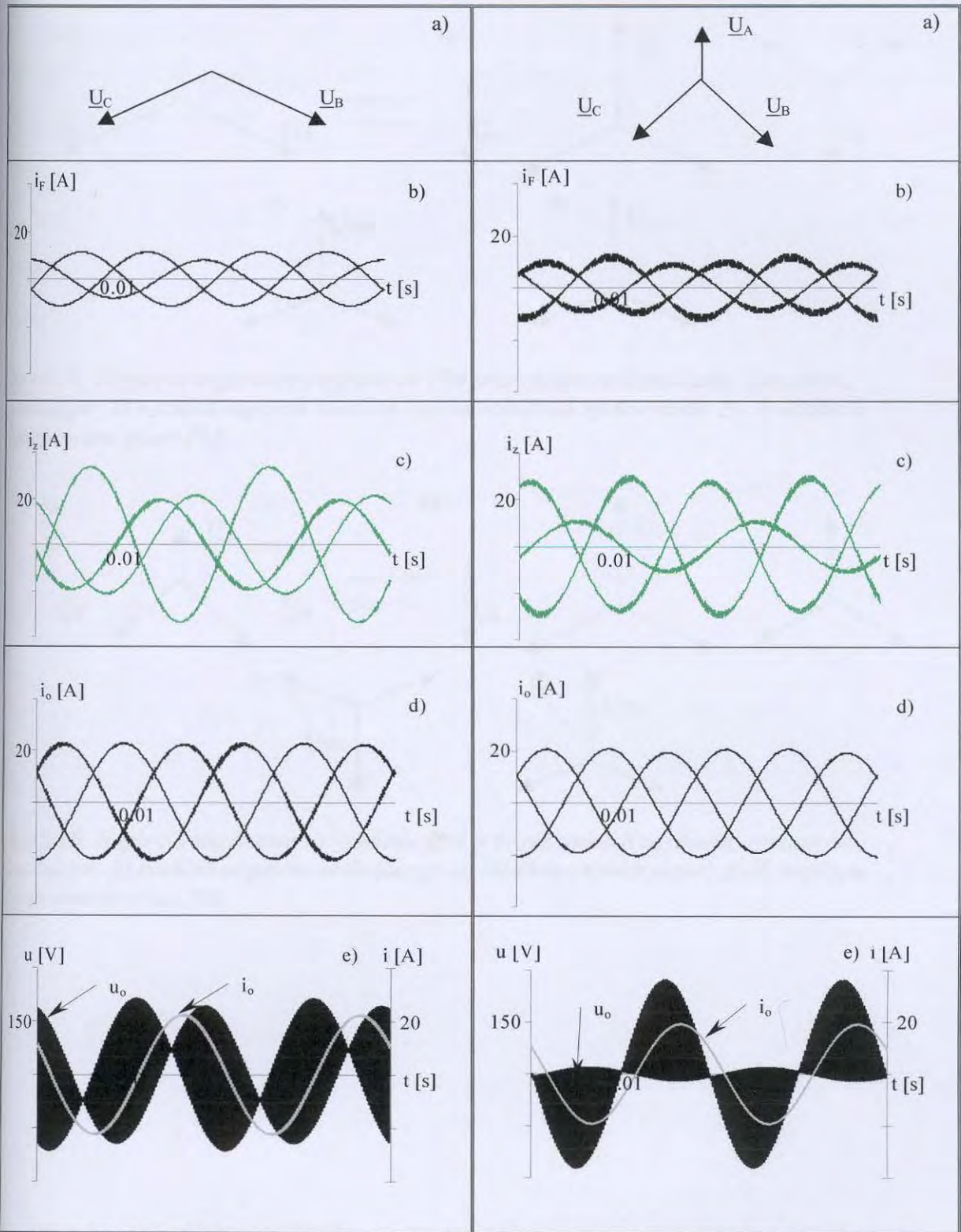
$$\begin{bmatrix} i_{Fa} \\ i_{Fb} \\ i_{Fc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{-}(1) & m_{-}(2) & m_{-}(3) \\ m_{-}(2) & m_{-}(3) & m_{-}(1) \\ m_{-}(3) & m_{-}(1) & m_{-}(2) \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} i_{Da} \\ i_{Db} \\ i_{Dc} \end{bmatrix} \quad (5.24)$$

W przypadku idealnej kompensacji składowej przeciwnej przekształtnik matrycowy pobiera prąd pochodzący od generowanej składowej symetrycznej napięcia (5.25). Kolejność prądów wejściowych odpowiada kolejności składowej przeciwnej napięcia zasilającego.

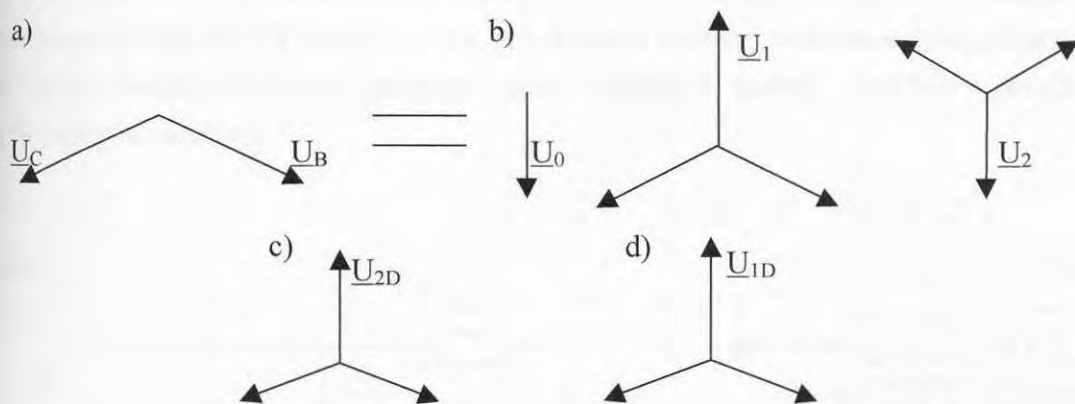
$$\begin{bmatrix} i_{Fa} \\ i_{Fb} \\ i_{Fc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{-}(1) & m_{-}(2) & m_{-}(3) \\ m_{-}(2) & m_{-}(3) & m_{-}(1) \\ m_{-}(3) & m_{-}(1) & m_{-}(2) \end{bmatrix}^T \cdot \frac{1}{Z_o} \begin{bmatrix} u_{za2} \\ u_{zb2} \\ u_{zc2} \end{bmatrix} \quad (5.25)$$



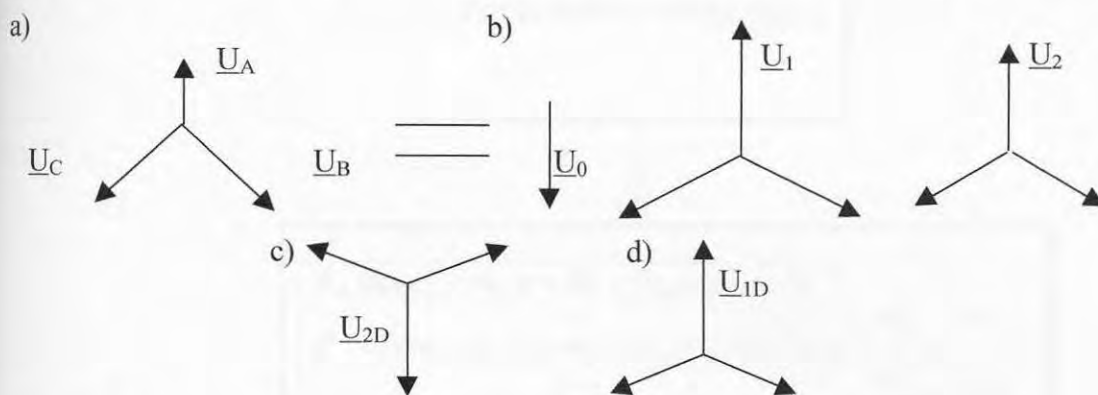
Rys.5.13. Napięcia generowane przez przekształtnik matrycowy przy symetryzacji napięcia.



Rys.5.14. Przebiegi czasowe przy pracy PM jako symetryzatora: a) wykresy wektorowe b) prądy wejściowe; c) prądy źródła; d) prądy odbiornika; e) napięcie i prąd odbiornika.



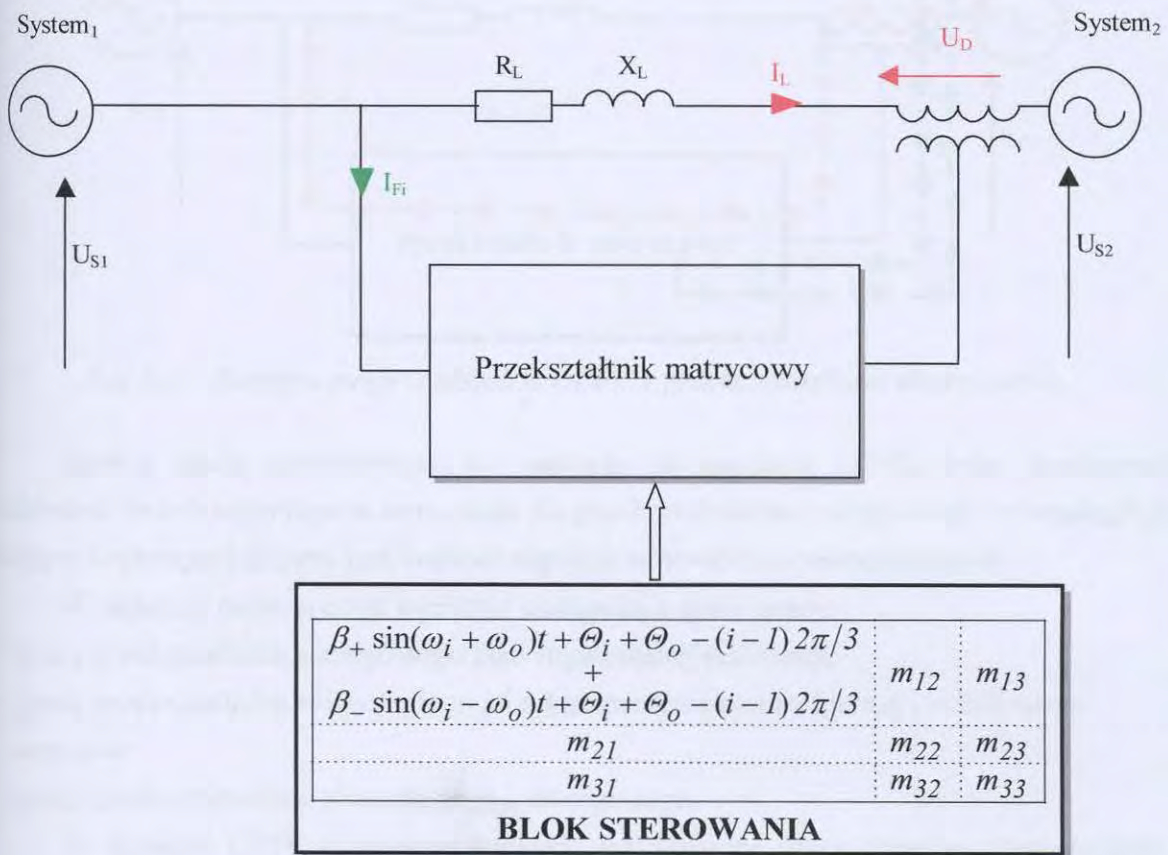
Rys. 5.15. Napięcia wejściowe i wyjściowe PM przy niesymetrii zasilania: a) napięcie zasilające; b) rozkład napięcia zasilającego na składowe symetryczne; c), d) napięcia generowane przez PM.



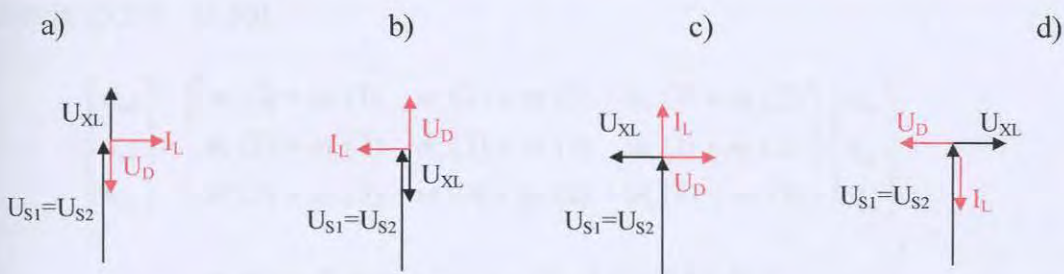
Rys. 5.16. Napięcia wejściowe i wyjściowe PM przy niesymetrii zasilania: a) napięcie zasilające; b) rozkład napięcia zasilającego na składowe symetryczne; c), d) napięcia generowane przez PM.

5.3. Sterownik przepływu mocy z przekształtnikiem matrycowym.

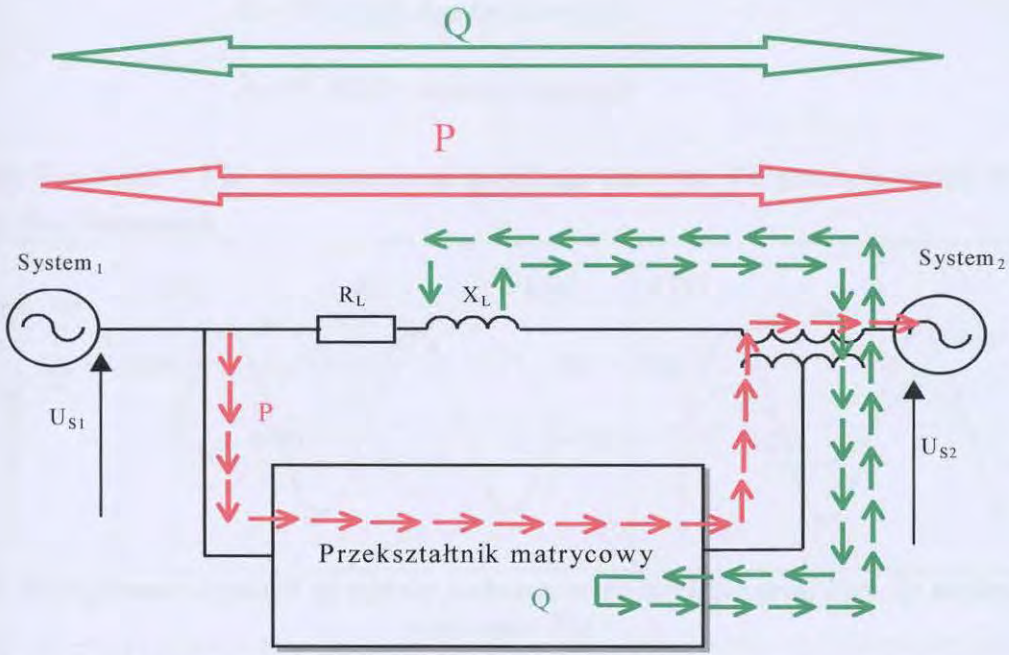
Na Rys.5.17. przedstawiono układ UPFC z wykorzystaniem przekształtnika matrycowego [63,95,96,97]. Na Rys. 5.18. przedstawio wykresy wektorowe obrazujące pracę układu przy dwukierunkowym przesyłcie mocy czynnej i biernej. Rys.5.19. przedstawia rozpływ mocy w układzie.



Rys.5.17. UPFC z przekształtnikiem matrycowym.



Rys.5.18. Wykresy wektorowe pracy układu UPFC przy dwukierunkowym przesyłcie mocy: a), b) czynnej i c), d) biernej



Rys. 5.19. Rozpyły mocy w układzie UPFC z przekształtnikiem matrycowym.

Istotną wadą omawianego we wstępie rozwiązania UPFC była konieczność stosowania dwóch algorytmów sterowania dla przekształtników szeregowego i równoległego. Ważnym kryterium jest przy tym wartość napięcia w obwodzie pośredniczącym.

W układzie takim można wyróżnić następujące stany pracy:

- pracę przekształtnika szeregowego jako regulowanej reaktancji;
- pracę przekształtnika równoległego jako kompensatora mocy biernej i stabilizatora napięcia;
- pracę przekształtników równoległego i szeregowego.

W układzie UPFC z przekształtnikiem matrycowym praca układów równoległego i szeregowego są ze sobą bezpośrednio związane z uwagi na brak elementów magazynujących energię.

Funkcja modulująca dla sterowania PM w strukturze UPFC przedstawia (5.26) współczynniki macierzy (5.27) - (5.30).

$$\begin{bmatrix} u_{oa} \\ u_{ob} \\ u_{oc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_+(1) + m_-(1) & m_+(2) + m_-(3) & m_+(3) + m_-(2) \\ m_+(2) + m_-(2) & m_+(3) + m_-(3) & m_+(1) + m_-(2) \\ m_+(3) + m_-(3) & m_+(1) + m_-(2) & m_+(2) + m_-(1) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{ia} \\ u_{ib} \\ u_{ic} \end{bmatrix} \quad (5.26)$$

$$m_+(i) = B_+ \cdot \cos(2\omega_i t - (i-1)2\pi/3 + \Theta_o) \quad (5.27)$$

$$m_-(i) = B_- \cdot \cos(-(i-1)2\pi/3 + \Theta_o) \quad (5.28)$$

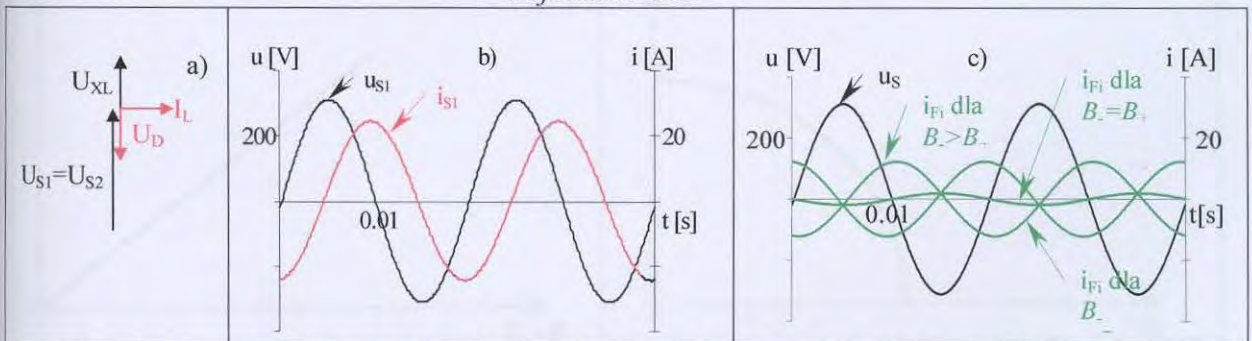
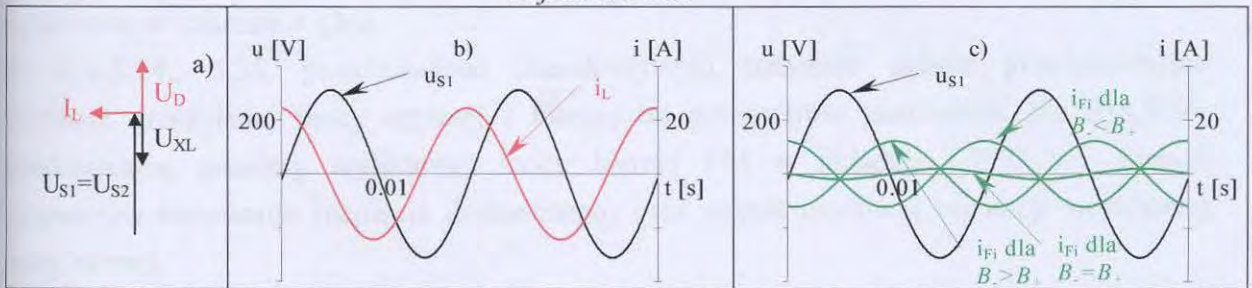
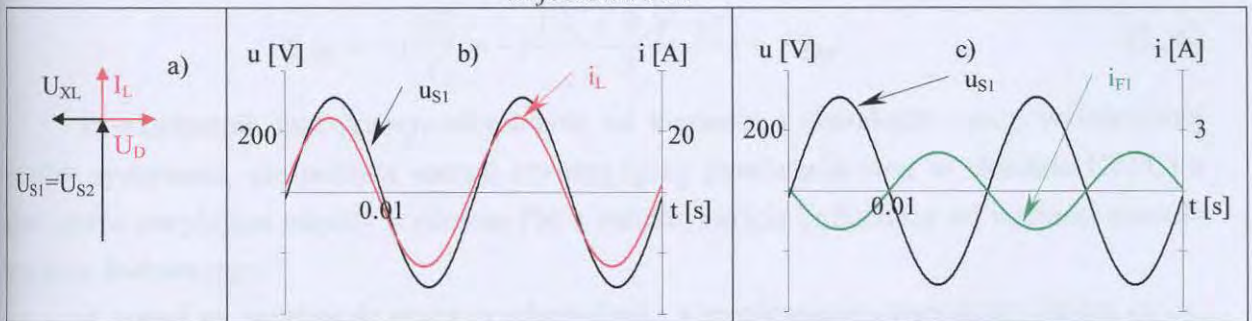
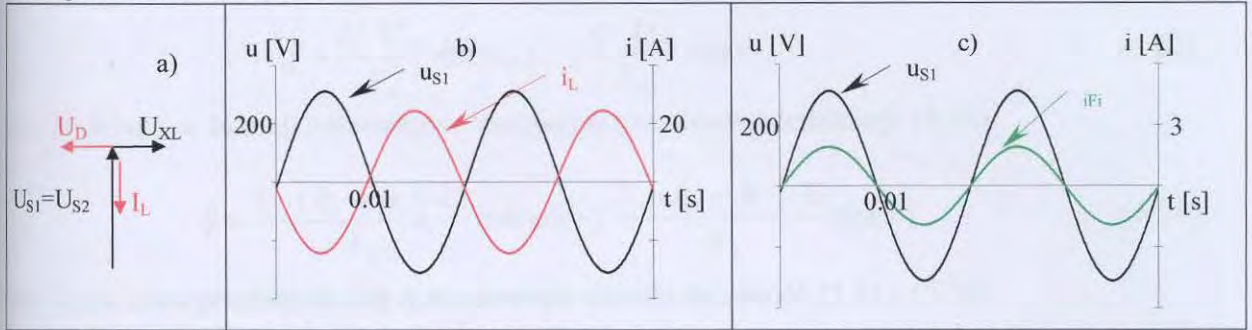
Współczynniki modulacji amplitudy dla funkcji m_+ i m_- :

5. Wykorzystanie przekształtników matrycowych w sieciach elektroenergetycznych

$$B_+ = (V_o/V_i)(1 - (\tan(\varphi_i)/\tan(\varphi_o))) \quad (5.29)$$

$$B_- = (V_o/V_i)(1 + (\tan(\varphi_i)/\tan(\varphi_o))) \quad (5.30)$$

Na Rys.5.20. - 5.23 przedstawiono przebiegi czasowe dla przesyłu mocy czynnej i biernej w obu kierunkach.



Moc wymiany między systemami, przy założeniu $u_{S1}=u_{S2}=Ue^{j(0)}$, $u_D=U_D e^{j(\Theta_D)}$, określić można jako (5.33).

$$\underline{S} = \underline{U} \cdot \underline{I} \quad (5.31)$$

$$\underline{S} = \underline{U} \cdot \frac{U_D}{jX_L} \quad (5.32)$$

$$\underline{S} = \frac{U \cdot U_D}{X_L} \sin(\Theta_D) - j \frac{U \cdot U_D}{X_L} \cos(\Theta_D) \quad (5.33)$$

Moc wymiany w funkcji parametrów sterowania przedstawia zależność (5.34).

$$\underline{S} = \frac{U \cdot (B_+ + B_-) \cdot U}{X_L} \cos(\varphi) - j \frac{U \cdot (B_+ + B_-) \cdot U}{X_L} \sin(\varphi) \quad (5.34)$$

Moc wyjściowa przekształtnika matrycowego określa zależność (5.35), (5.36)

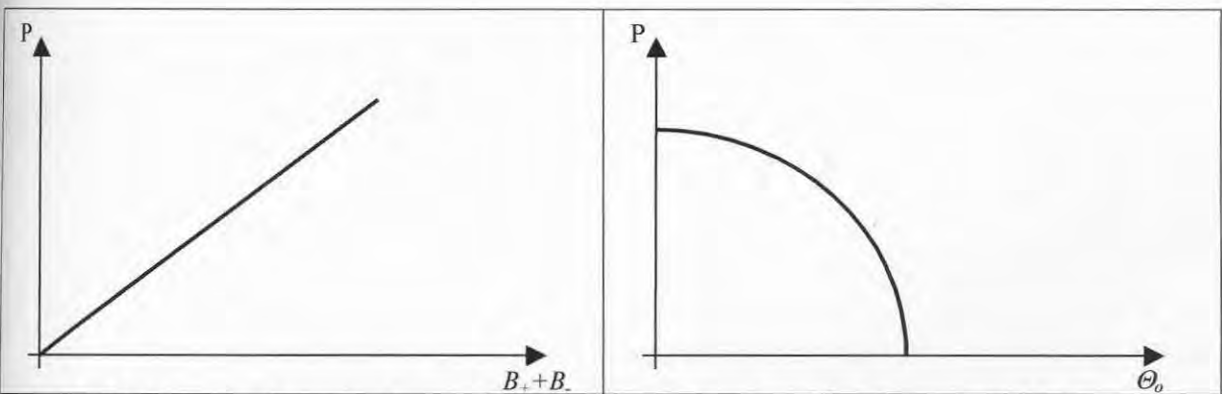
$$S_{PM} = -\underline{U}_D \cdot \underline{I}^* \quad (5.35)$$

$$S_{PM} = -j \frac{U_D^2}{X_L} = -j \frac{(B_+ + B_-)^2 \cdot U^2}{X_L} = jQ_{PM} \quad (5.36)$$

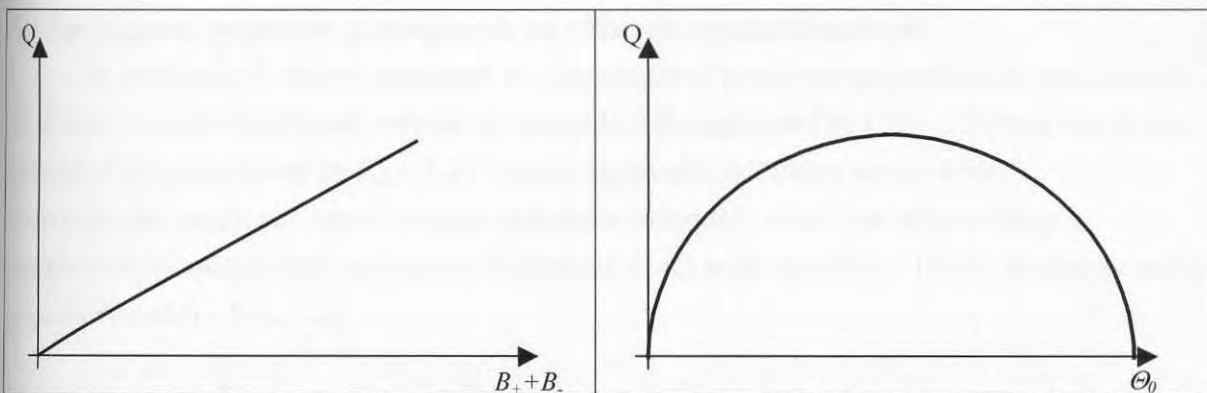
Przekształtnik matrycowy, niezależnie od kierunku i charakteru mocy wymienianej między systemami, nie pobiera energii czynnej (przy pominięciu strat w układzie UPFC) a moc bierna oscylująca między wyjściem PM a indukcyjnością linii zależy od wartości modułu napięcia dodawczego.

Z uwagi na możliwość pracy przekształtnika z regulowanym współczynnikiem mocy, moc czynna pobierana z sieci przez układ UPFC jest równa P_{PM} a moc bierna może być regulowana w zakresie $\pm Q_{PM}$.

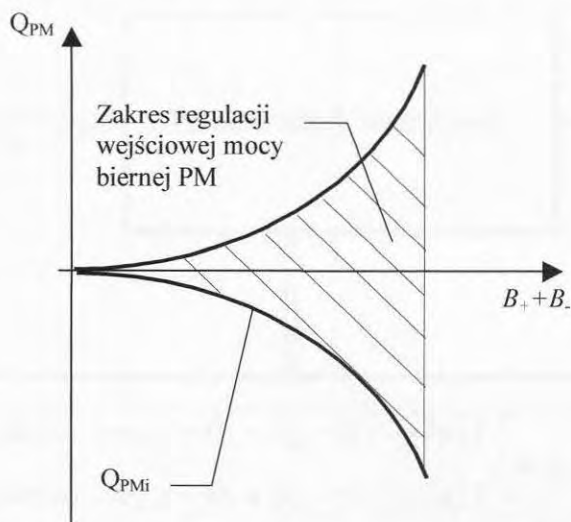
Na Rys.5.24., 5.25. przedstawiono charakterystyki statyczne układu przedstawiające zależność przesyłanej mocy czynnej i biernej od parametrów sterowania. Na Rys.5.26. przedstawiono przebieg wyjściowej mocy biernej PM w układzie UPFC w funkcji parametrów sterowania (napięcia dodawczego) oraz zakres możliwej regulacji wejściowej mocy biernej.



Rys. 5.24. Sterowanie przesyłem mocy czynnej: a) zmiana amplitudy napięcia dodawczego; b) zmiana fazy napięcia dodawczego.



Rys. 5.25. Sterowanie przesyłem mocy biernej: a) zmiana amplitudy napięcia dodawczego; b) zmiana fazy napięcia dodawczego.

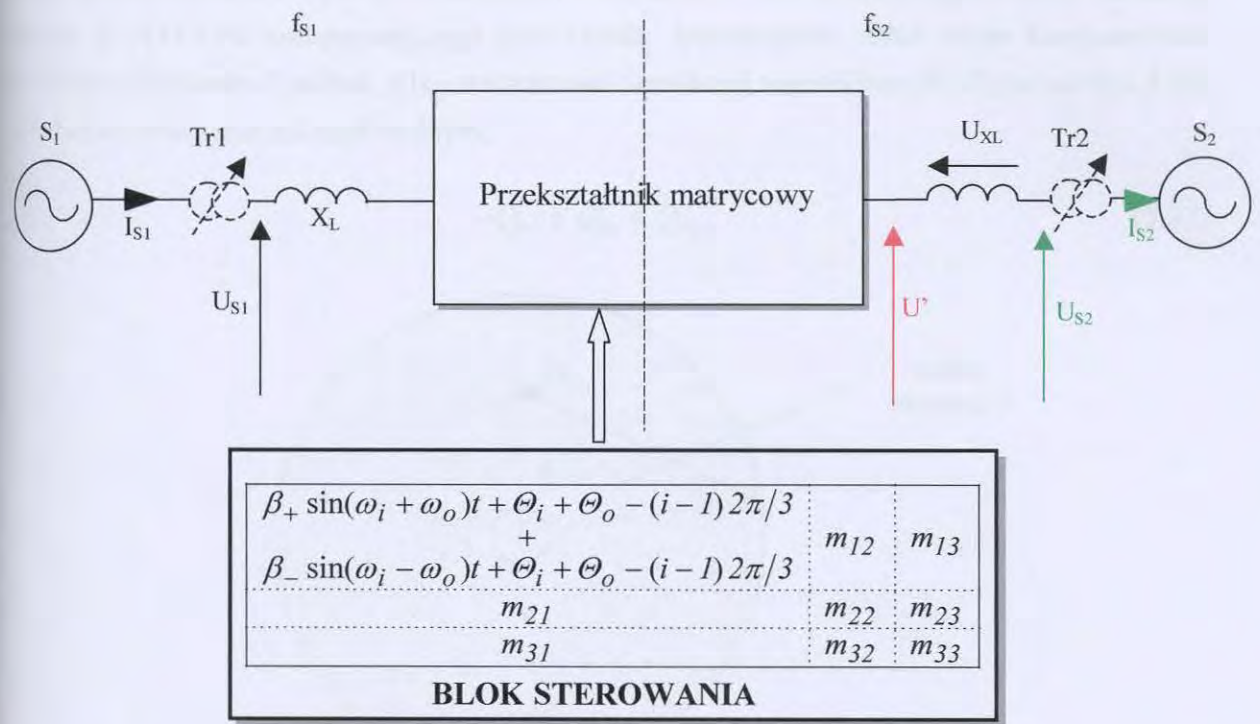


Rys. 5.26. Zależność wyjściowej mocy biernej PM od współczynników B_+ i B_- oraz zakres regulacji wejściowej mocy biernej PM

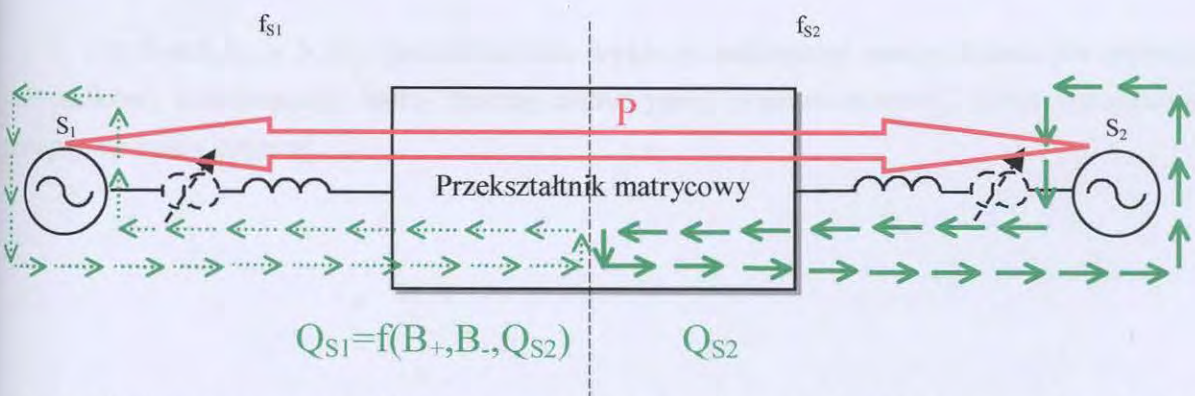
5.4. Sprzężenie systemów pracujących na różnych częstotliwościach.

W istniejących rozwiązaniach do sprzężenia systemów energetycznych pracujących na różnych częstotliwościach stosuje się sprzęgła stałoprądowe [90,109]. Alternatywą może być układ przedstawiony na Rys. 5.27. oparty na przekształtniku matrycowym.

Celem dopasowania poziomu napięcia systemów układ taki może być wyposażony w transformator umieszczony po stronie Systemu 1 (Tr1) bądź Systemu 2 (Tr2). Rozpływ mocy przedstawiono na Rys. 5.28.



Rys.5.27. Sprzężenie systemów o różnych częstotliwościach.

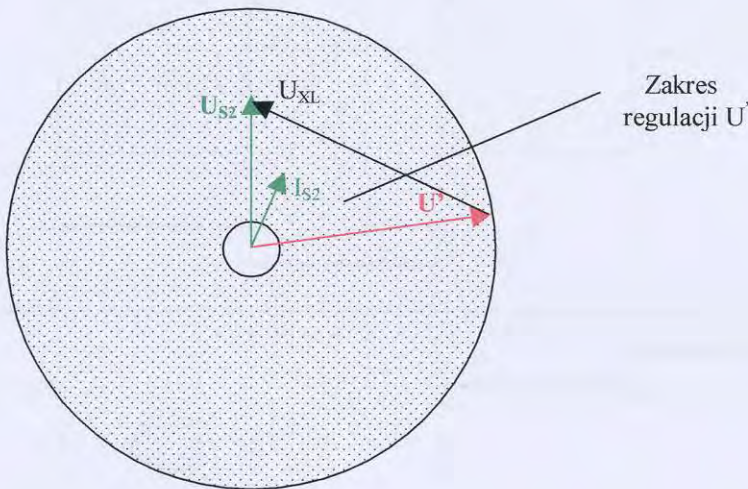


Rys.5.28. Rozpływ mocy w układzie sprzężenia systemów za pośrednictwem przekształtnika matrycowego.

Ponieważ przekształtnik matrycowy umożliwia kształtowanie fazy i amplitudy napięcia U' może być wykorzystany do płynnego sterowania przesyłem energii (Rys.5.29).

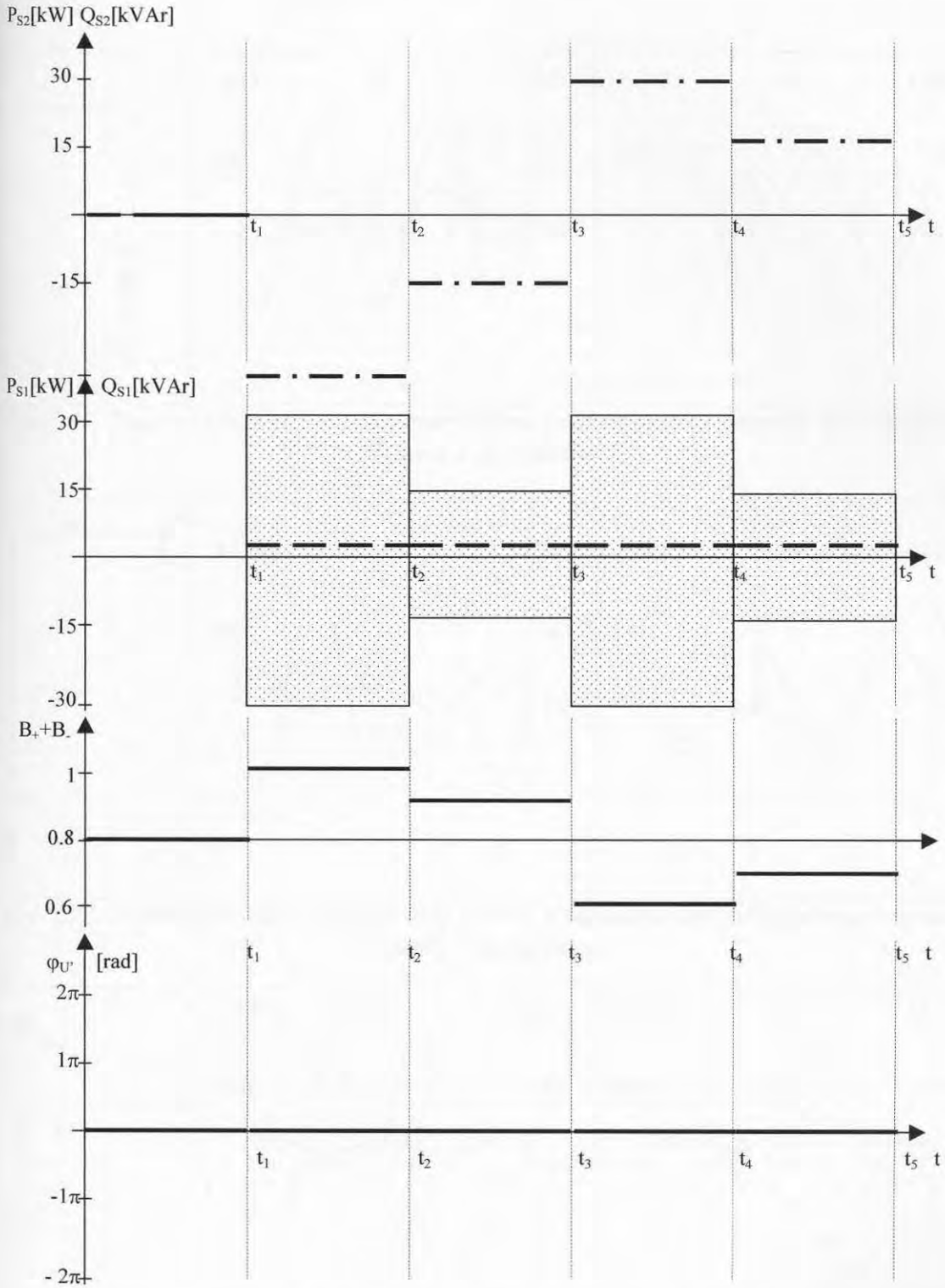
Rys.5.30. przedstawia możliwości przekształtnika matrycowego jako elementu sprzęgającego systemy energetyczne o różnych częstotliwościach. Parametry układu są tak dobrane, że przy współczynniku modulacji 0.8 i kącie napięcia U' równym 0 stopni nie występuje przesył mocy między systemami. Poprzez zmianę współczynnika modulacji i przy zachowaniu fazy napięcia U' równej fazie napięcia U_{S2} układ zachowuje się jak kompensator mocy biernej, w zależności od napięcia U' , indukcyjnej lub pojemnościowej. Umożliwia to kompensację mocy biernej Systemu 2 bez poboru energii z Systemu 1. Jest to więc odpowiednik działania układu STATCOM kompensującego moc bierną. Jednocześnie układ może kompensować moc bierną Systemu 1 jednak tylko do wartości określonej warunkiem (5.37), co na Rys.5.30. oznaczono obszarem zakropkowanym.

$$-Q_{S2} \leq Q_{S1} \leq Q_{S2} \quad (5.37)$$



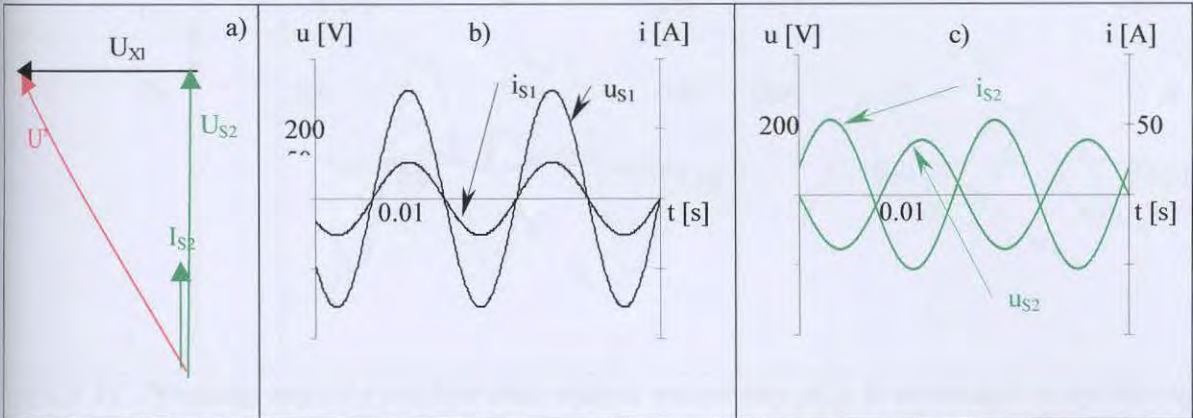
Rys.5.29. Zakres regulacji amplitudy i fazy napięcia U' .

Na Rys.5.31. - 5.34. przedstawiono wykresy wektorowe pracy układu dla czterech przypadków: kompensacji mocy biernej indukcyjnej, pojemnościowej, dwukierunkowego przepływu mocy czynnej.

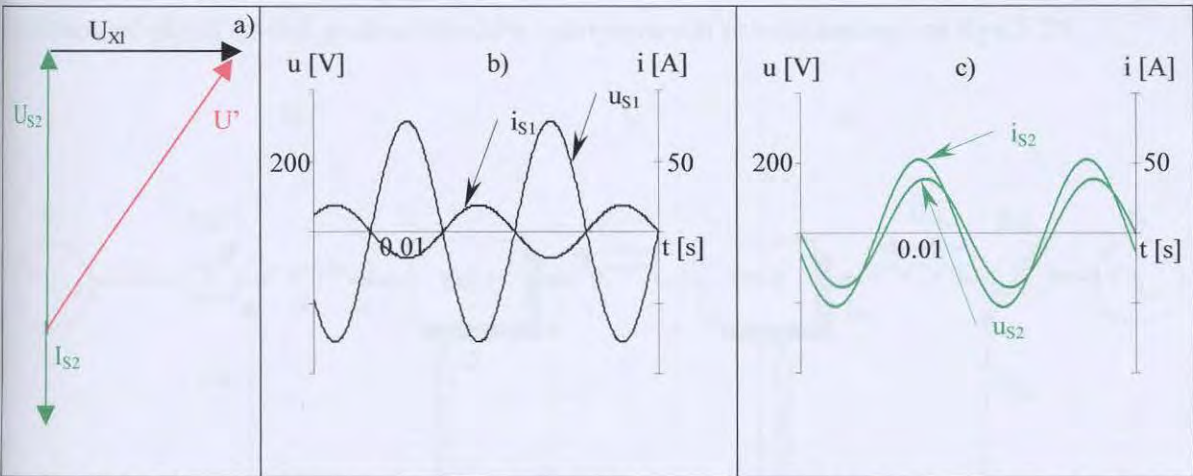


Rys.5.30. Regulacja przepływu mocy biernej
 P ——— Q - · - · -
 zakres regulacji mocy biernej

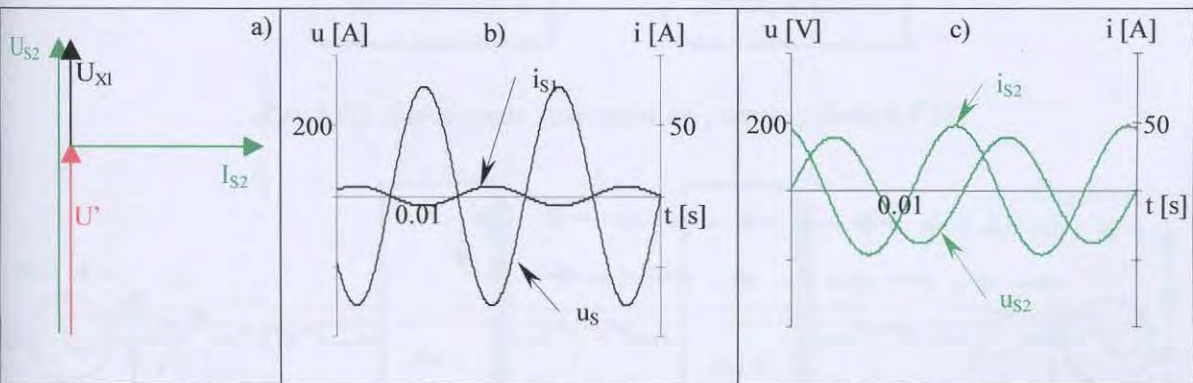
5. Wykorzystanie przekształtników matrycowych w sieciach elektroenergetycznych



Rys.5.31. Przebiegi napięć i prądów oraz wykres wektorowy przy przesyle mocy czynnej z Systemu 1 do Systemu 2.

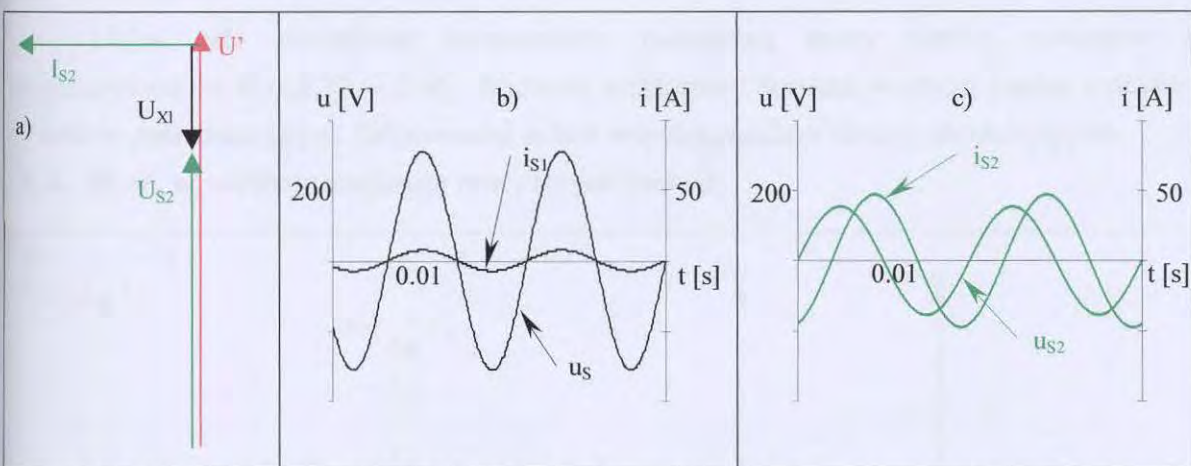


Rys.5.32. Przebiegi napięć i prądów oraz wykres wektorowy przy przesyle mocy czynnej z Systemu 2 do Systemu 1.



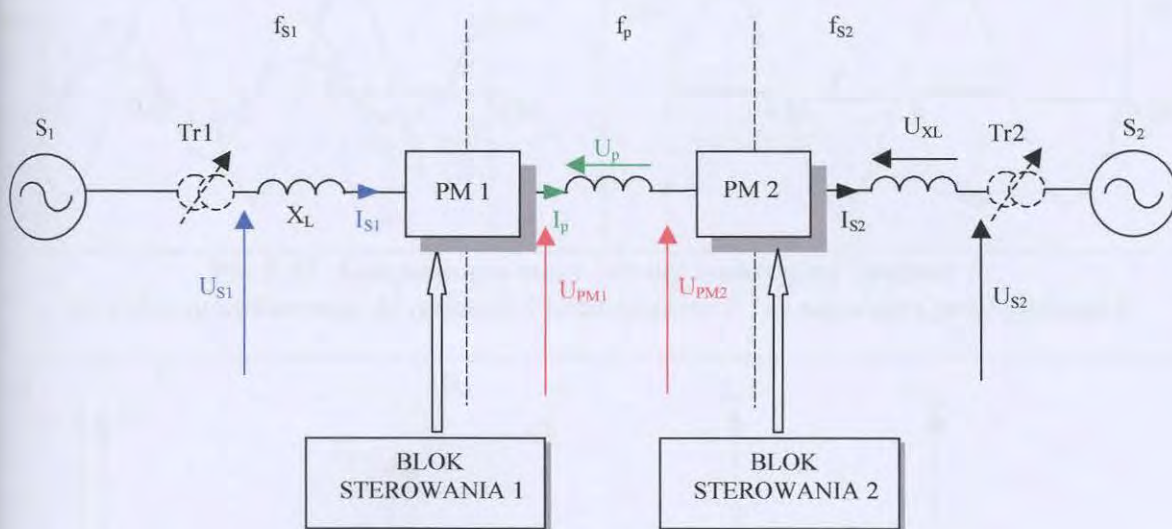
Rys.5.33. Przebiegi napięć i prądów oraz wykres wektorowy przy kompensacji mocy biernej Indukcyjnej Systemu 2.

5. Wykorzystanie przekształtników matrycowych w sieciach elektroenergetycznych

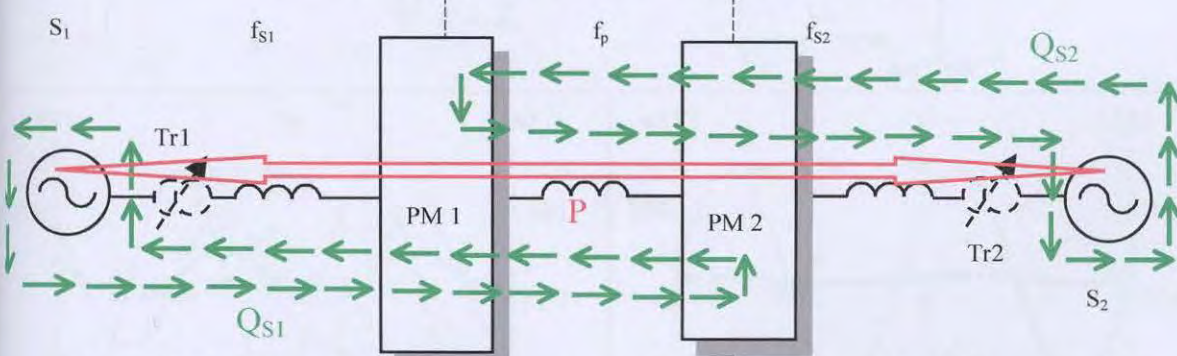


Rys.5.34. Przebiegi napięć i prądów oraz wykres wektorowy przy kompensacji mocy biernej pojemnościowej.

Aby wyeliminować ograniczenie układu określone zależnością 5.37, można zastosować układ dwóch przekształtników matrycowych przedstawiony na Rys.5.35.



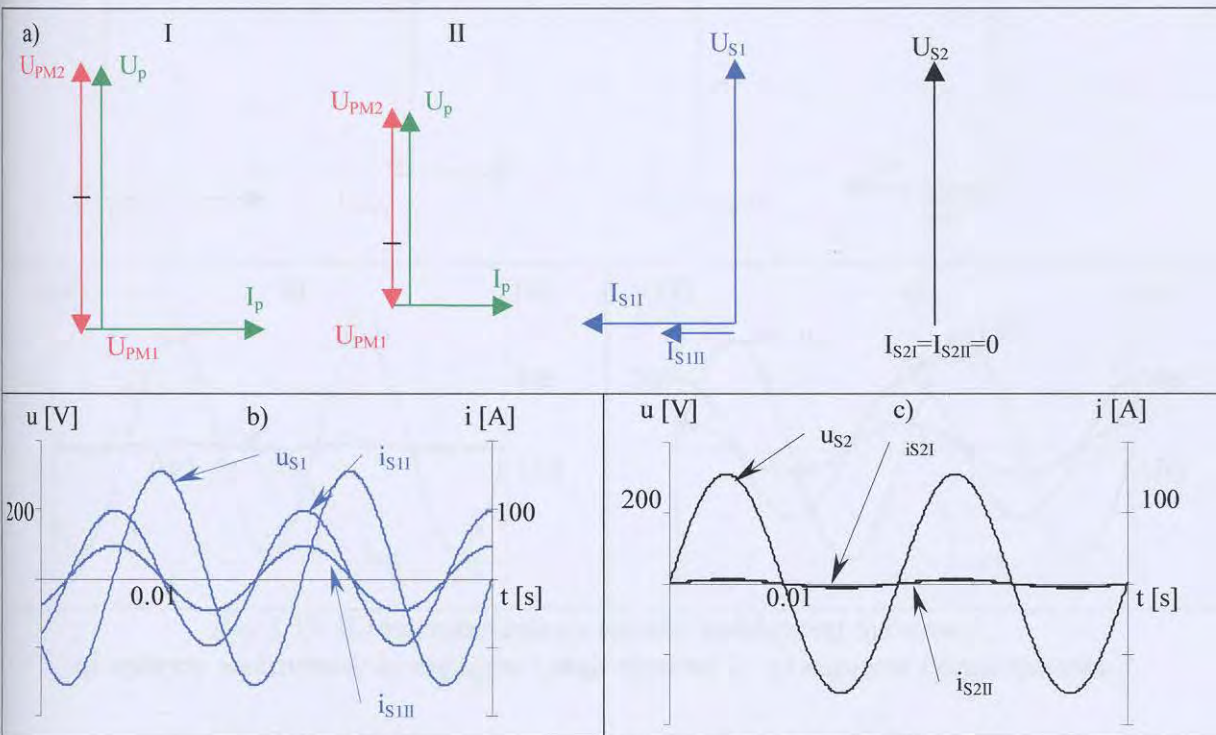
Rys.5.35. Sprzęganie systemów za pomocą dwóch PM



Rys.5.36. Rozpływ mocy w układzie sprzęgania systemów za pośrednictwem dwóch przekształtników matrycowych.

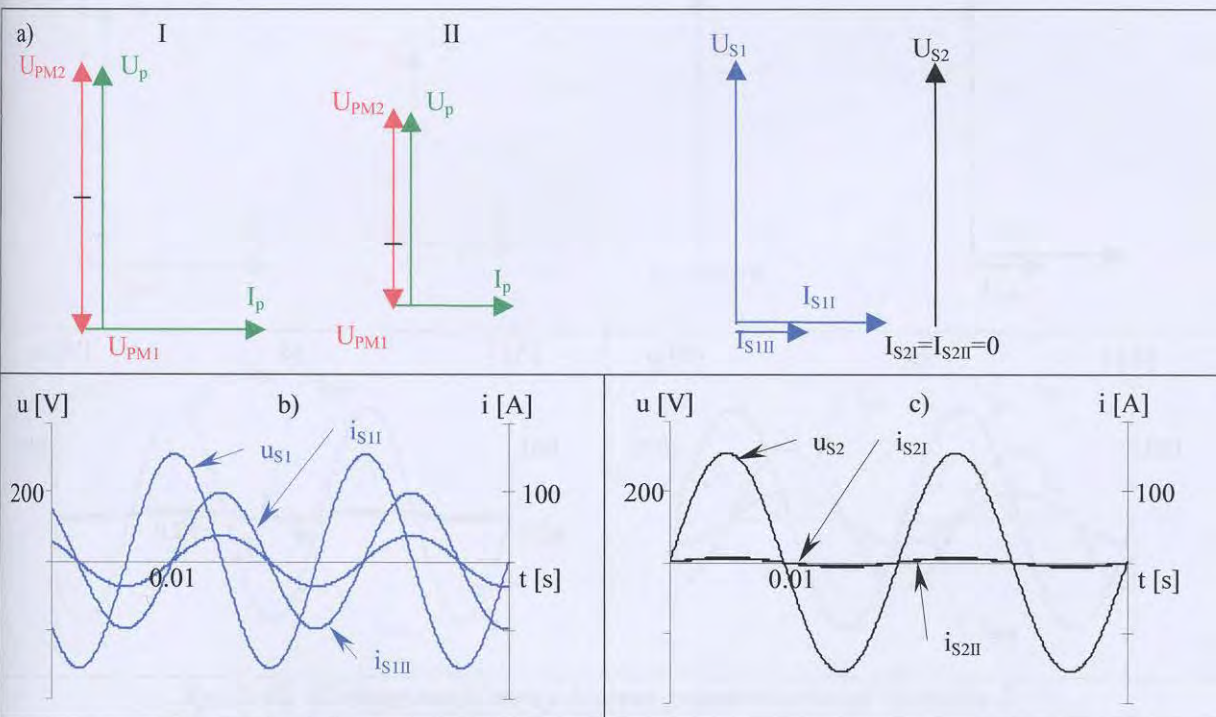
5. Wykorzystanie przekształtników matrycowych w sieciach elektroenergetycznych

Układ taki umożliwi kompensację niezależną mocy biernej systemów co przedstawiono na Rys.5.37. - 5.45. Wykresy wektorowe dotyczą wartości napięć i prądu w obwodzie pośredniczącym. Odpowiedni dobór współczynników funkcji modulujących ($B_-, B_+, \Theta_-, \Theta_+$) umożliwi realizację powyższych funkcji.



Rys. 5.37. Kompensacja mocy biernej indukcyjnej Systemu 1.:

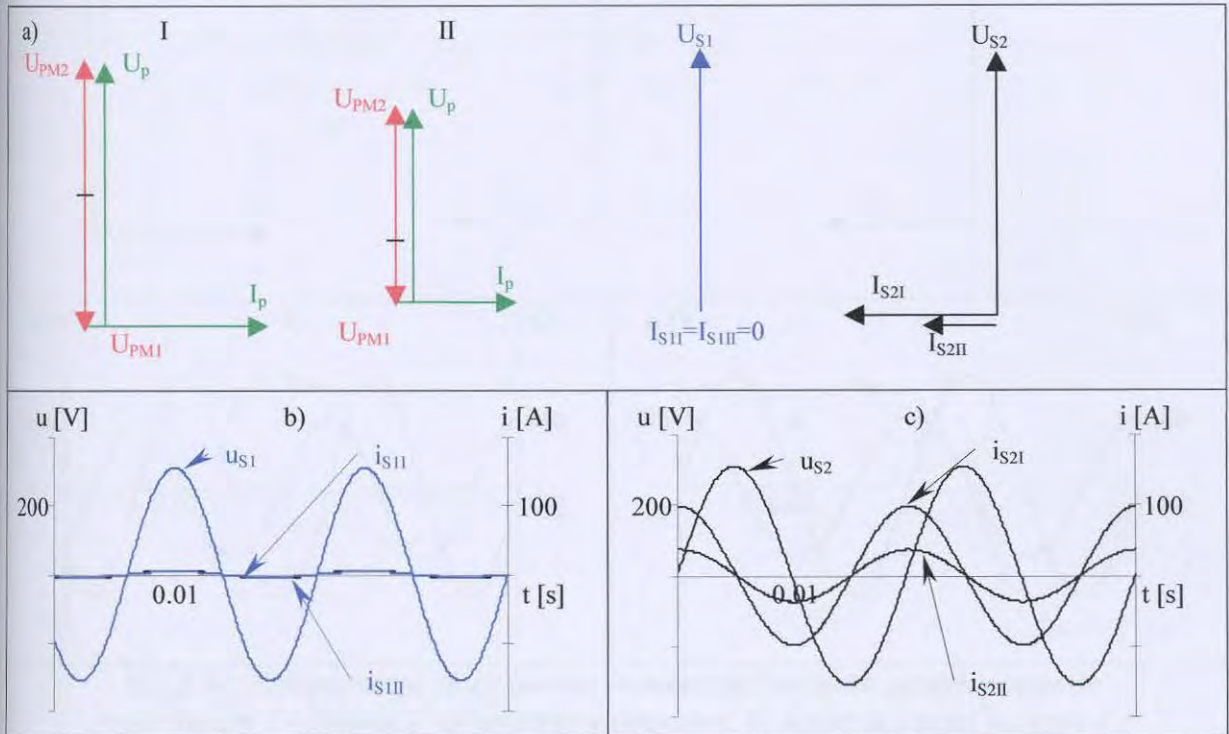
a) wykresy wektorowe; b) napięcie i prąd systemu 1.; c) napięcie i prąd systemu 2.



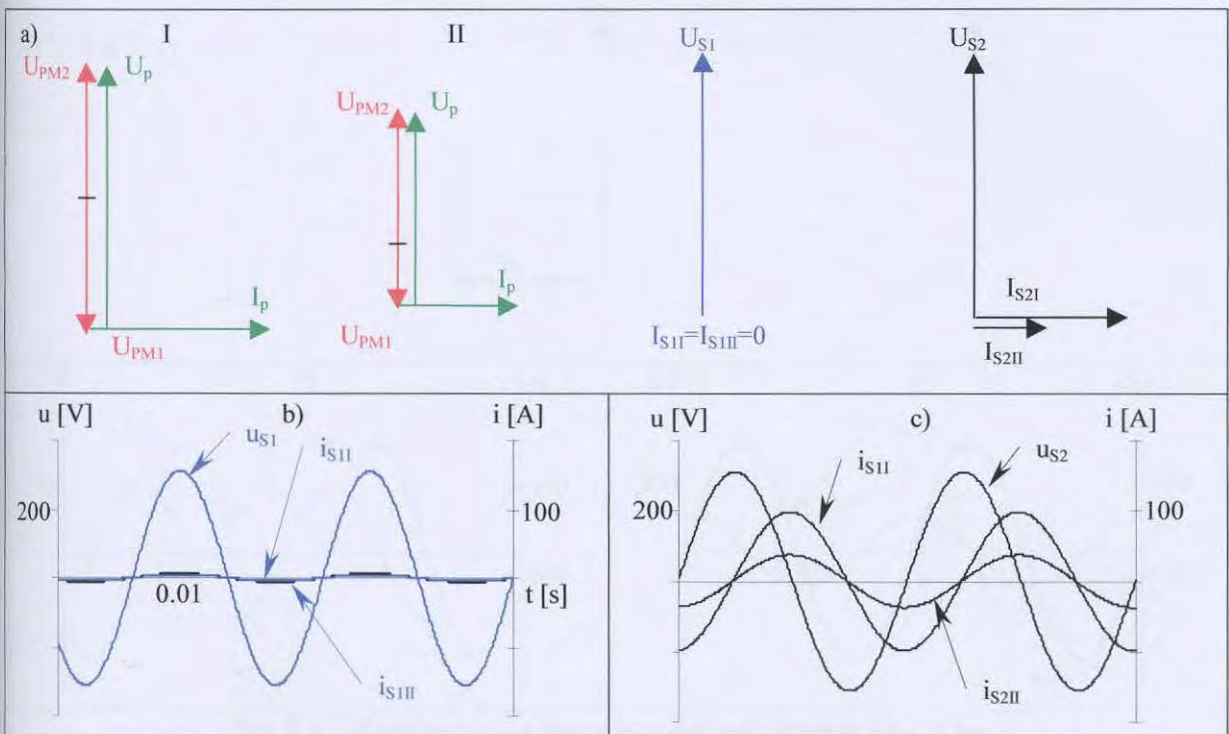
Rys. 5.38. Kompensacja mocy biernej pojemnościowej Systemu 1.:

a) wykresy wektorowe; b) napięcie i prąd systemu 1.; c) napięcie i prąd systemu 2.

5. Wykorzystanie przekształtników matrycowych w sieciach elektroenergetycznych

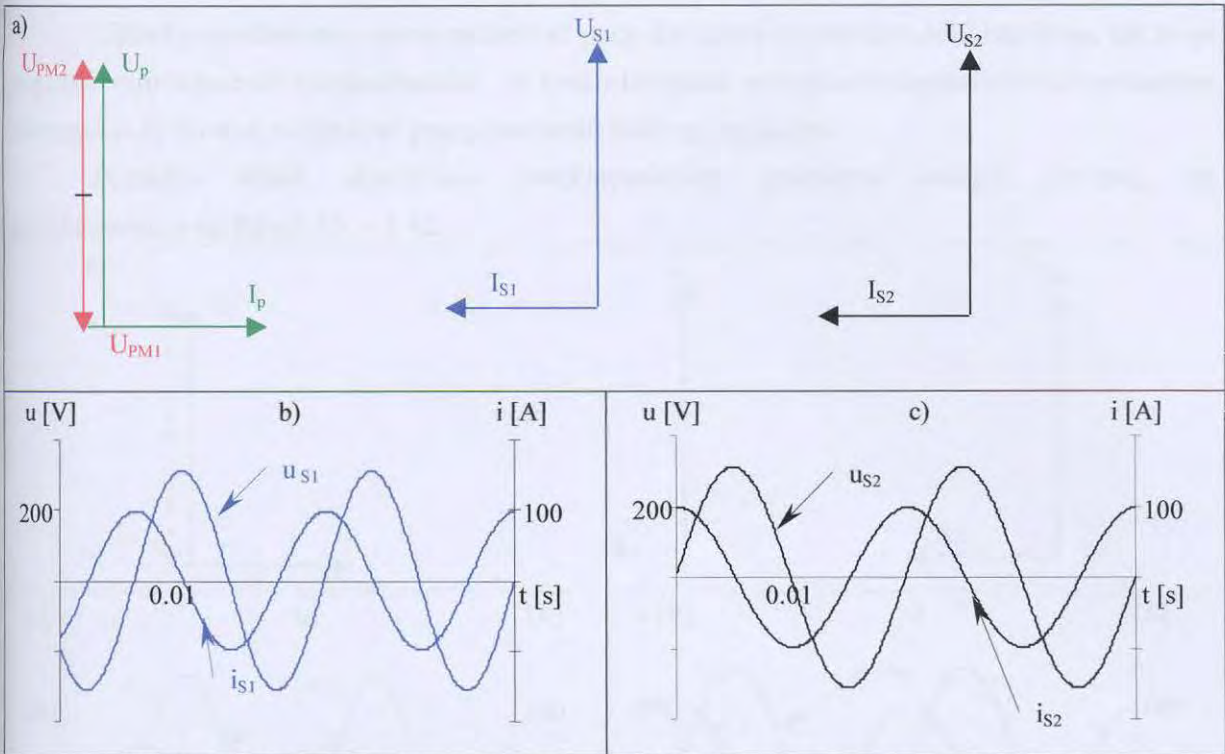


Rys.5.39. Kompensacja mocy biernej indukcyjnej Systemu 2.:
a) wykresy wektorowe; b) napięcie i prąd systemu 1.; c) napięcie i prąd systemu 2.

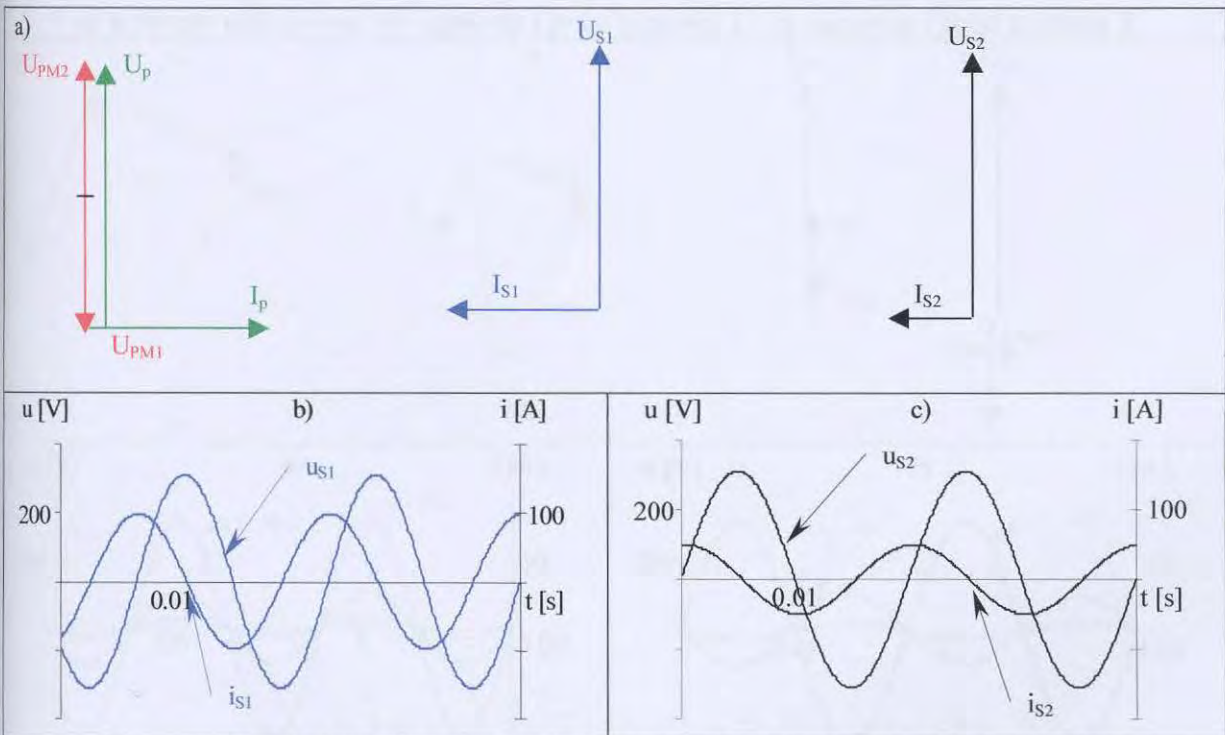


Rys.5.40. Kompensacja mocy biernej pojemnościowej Systemu 2.:
a) wykresy wektorowe; b) napięcie i prąd systemu 1.; c) napięcie i prąd systemu 2.

5. Wykorzystanie przekształtników matrycowych w sieciach elektroenergetycznych



Rys.5.41. Kompensacja mocy biernej indukcyjnej na takim samym poziomie przez System 1 i System 2: a) wykresy wektorowe; b) napięcie i prąd systemu 1.; c) napięcie i prąd systemu 2.

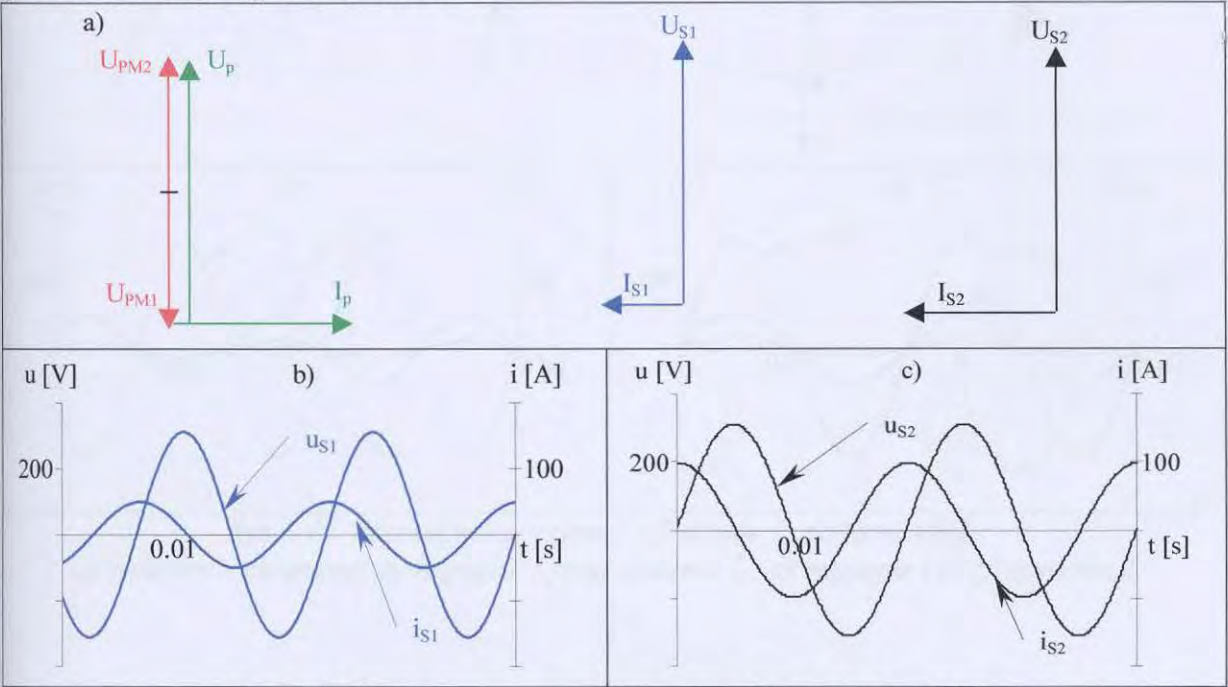


Rys.5.42. Kompensacja mocy biernej indukcyjnej $Q_{S1} > Q_{S2}$: a) wykresy wektorowe; b) napięcie i prąd systemu 1.; c) napięcie i prąd systemu 2.

5. Wykorzystanie przekształtników matrycowych w sieciach elektroenergetycznych

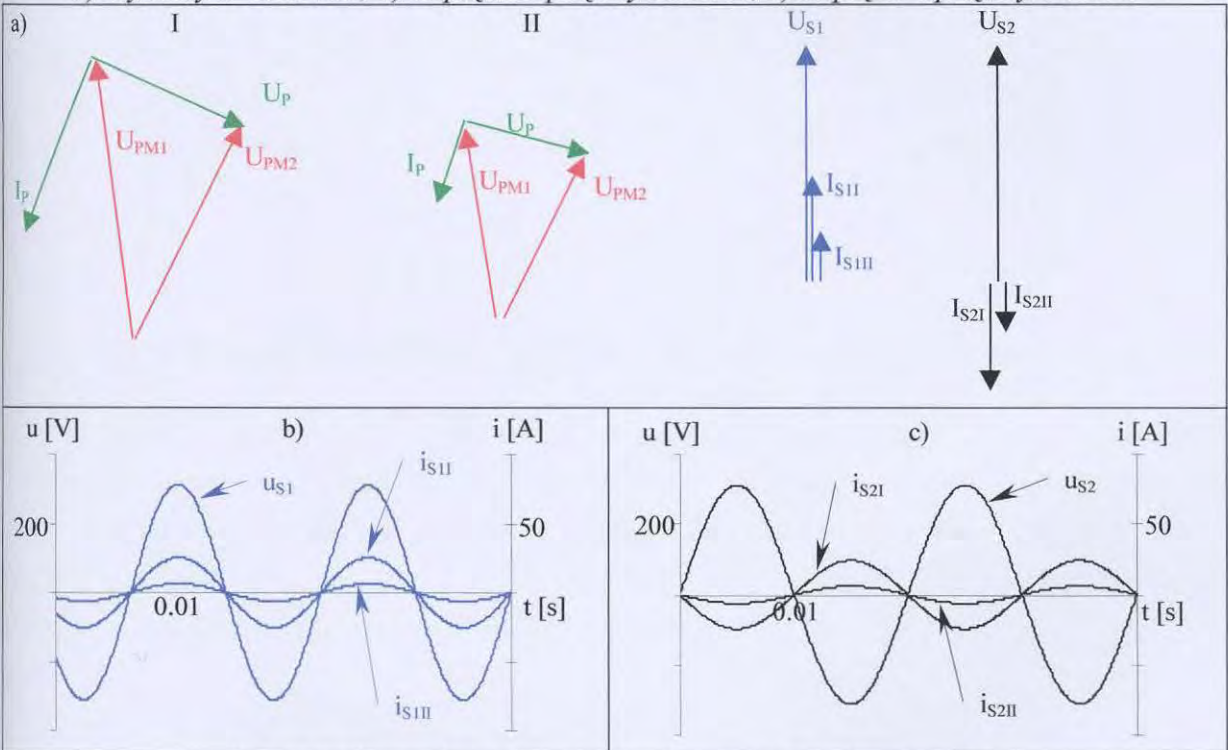
Układ pośredniczący może pracować przy dowolnej częstotliwości i napięciu, tak więc poprzez zmniejszenie częstotliwości w tym obwodzie względem częstotliwości systemów sprzęganych, można zwiększać przepustowość linii sprzęgającej.

Ponadto układ umożliwia dwukierunkowy przepływ energii czynnej, co przedstawiono na Rys.5.43. - 5.45.



Rys.5.43. Kompensacja mocy biernej indukcyjnej $Q_{S1} < Q_{S2}$:

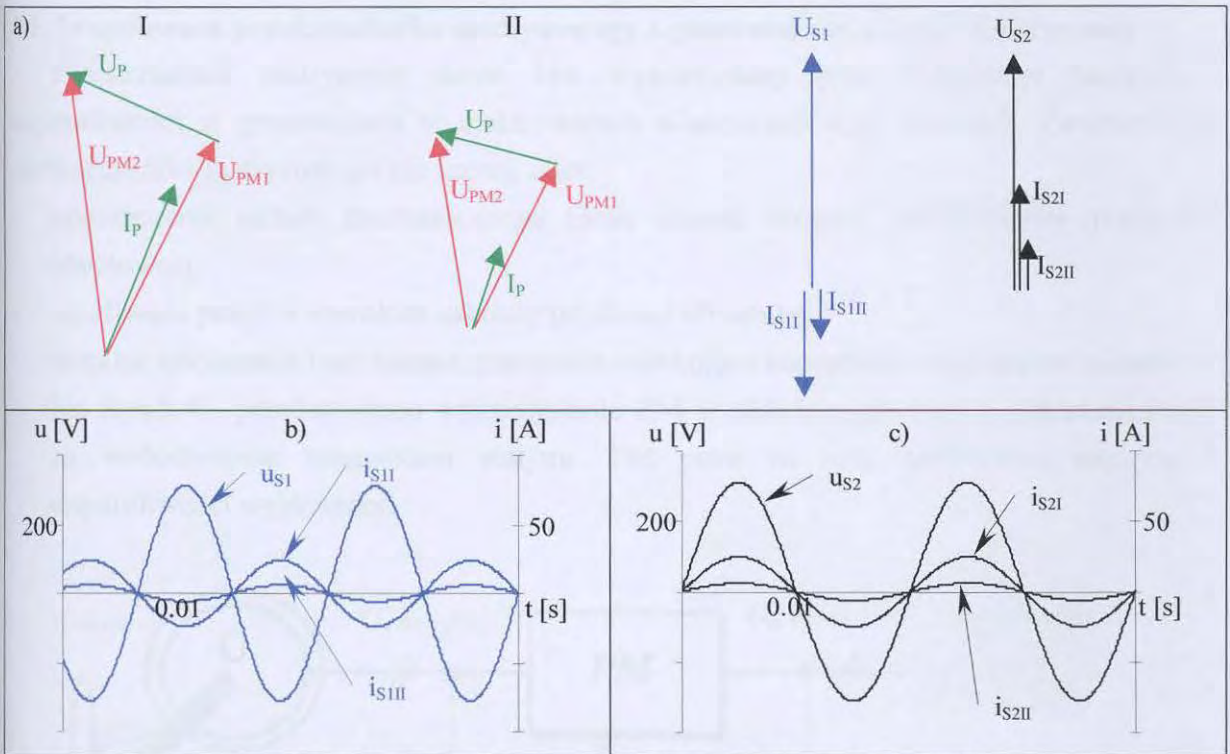
a) wykresy wektorowe; b) napięcie i prąd systemu 1.; c) napięcie i prąd systemu 2.



Rys.5.44. Przesył mocy czynnej z Systemu 1. do Systemu 2.:

a) wykresy wektorowe; b) napięcie i prąd systemu 1.; c) napięcie i prąd systemu 2.

5. Wykorzystanie przekształtników matrycowych w sieciach elektroenergetycznych



Rys.5.45. Przesył mocy czynnej z Systemu 1. do Systemu 2.:

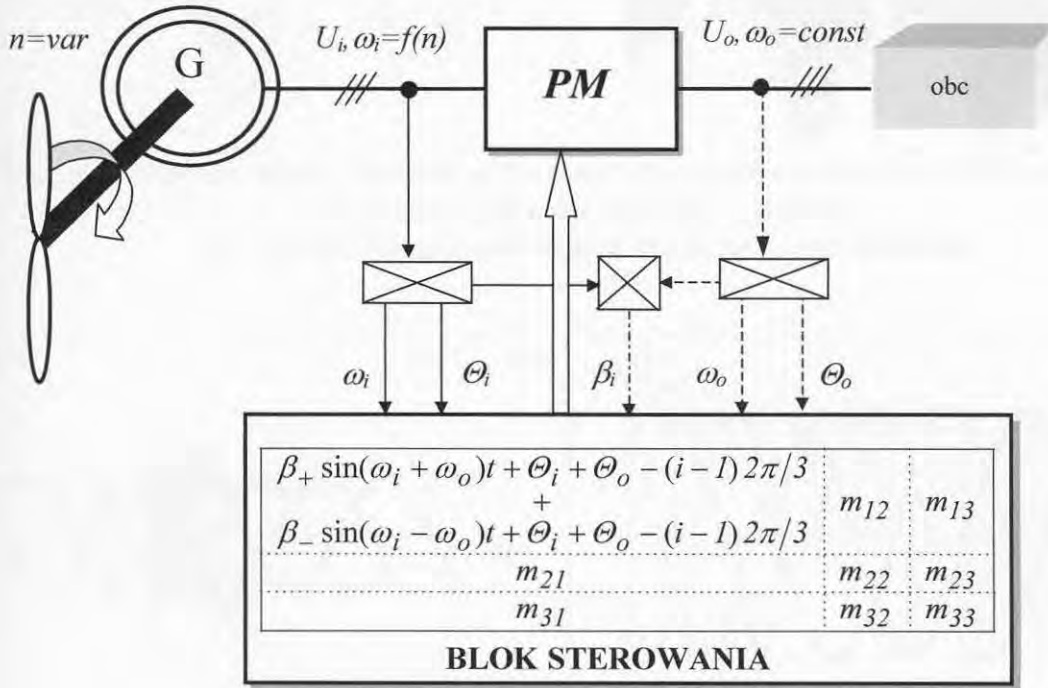
a) wykresy wektorowe; b) napięcie i prąd systemu 1.; c) napięcie i prąd systemu 2.

5.5. Współpraca przekształtnika matrycowego z generatorami energii elektrycznej.

Przekształtnik matrycowy może być wykorzystany jako stabilizator napięcia i częstotliwości w generatorach w elektrowniach wiatrowych bądź wodnych. Zastosowanie przekształtnika matrycowego ma szereg zalet:

- uproszczenie układu mechanicznego (brak skrzyni biegów, stabilizatorów prędkości obrotowej);
- możliwość pracy w szerokim zakresie prędkości obrotowej;
- miękkie obciążanie i odciążanie generatora redukujące naprężenia mechaniczne układu.

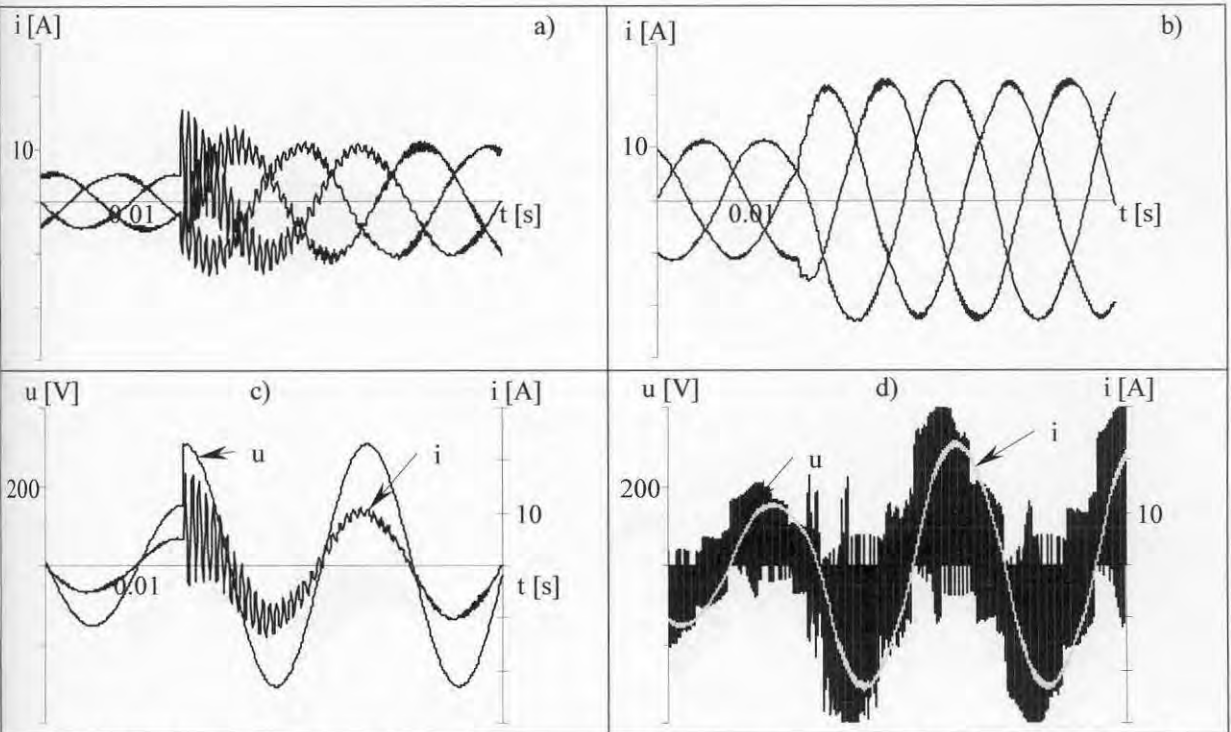
Na Rys.5.46. przedstawiono wykorzystanie PM w układzie generatora synchronicznego ze wzbudzeniem magnesami stałymi. PM pełni tu rolę stabilizatora napięcia i częstotliwości wyjściowej.



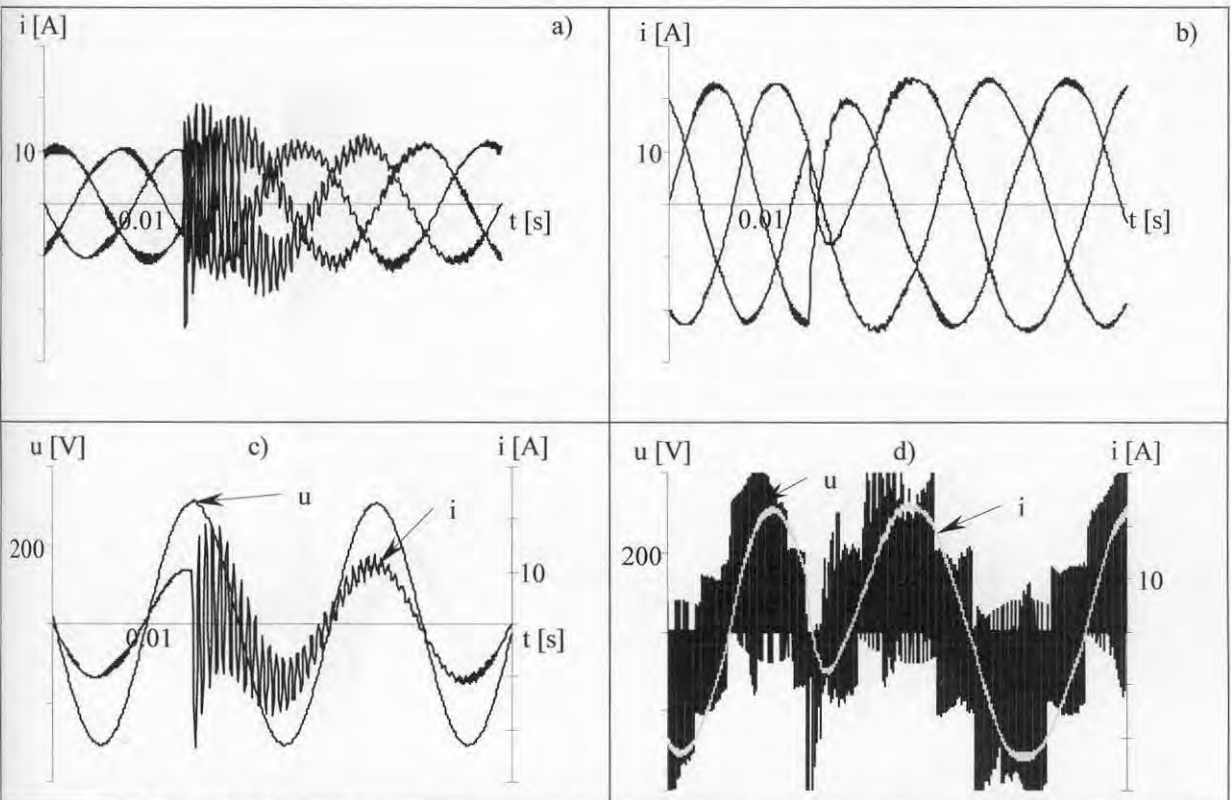
Rys.5.46. PM w układzie generatora synchronicznego ze wzbudzeniem magnesami trwałymi.

Poniżej przedstawio przebiegi czasowe autonomicznej pracy generatora synchronicznego dla przypadków skoku częstotliwości i amplitudy napięcia generatora tj. w przypadku zmiany prędkości generatora (Rys.5.47. i 5.48.) oraz możliwość stabilizacji napięcia i częstotliwości w tych przypadkach (Rys.5.49. i 5.50.). Przedstawiono także możliwości regulacyjne przekształtnika matrycowego (Rys.5.51. i 5.52.).

5. Wykorzystanie przekształtników matrycowych w sieciach elektroenergetycznych

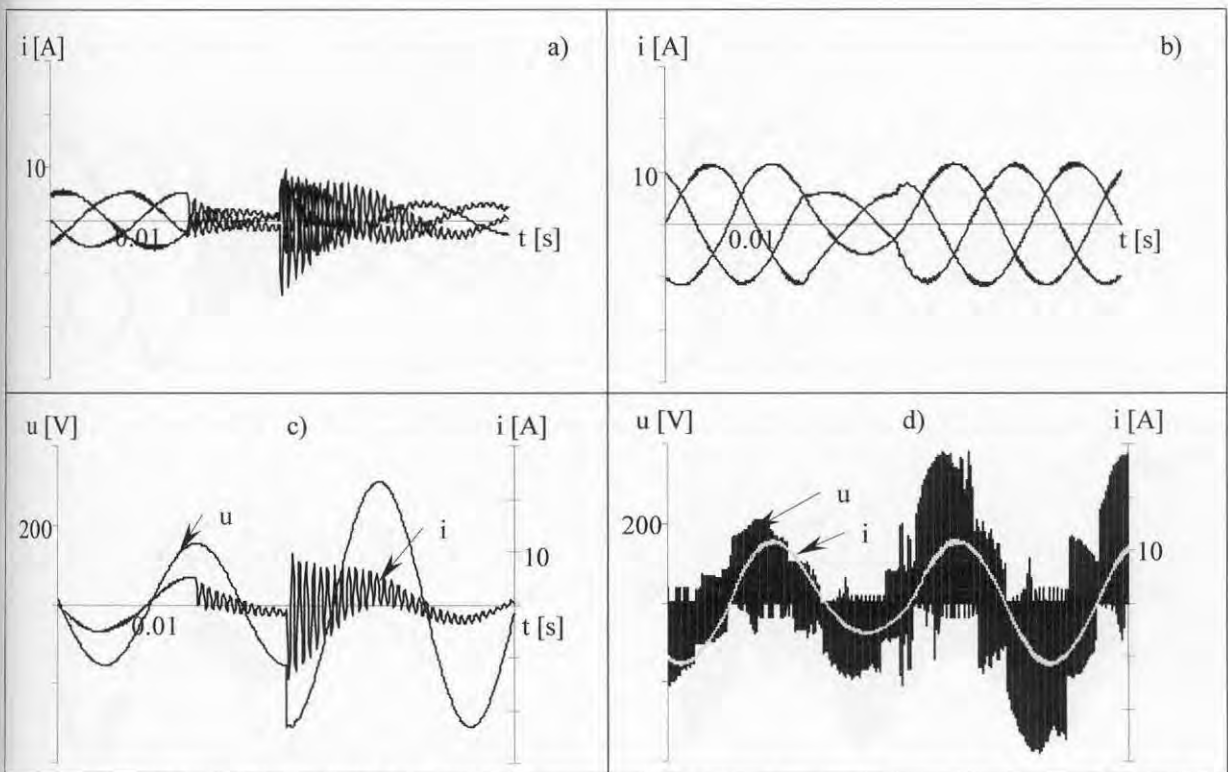


Rys.5.47. Przebiegi napięć i prądów przy skoku napięcia generatora (ze 155V na 310V):
 a) prądy wejściowe; b) prądy wyjściowe;
 b) napięcie i prąd wejściowy; d) napięcie i prąd wyjściowy.



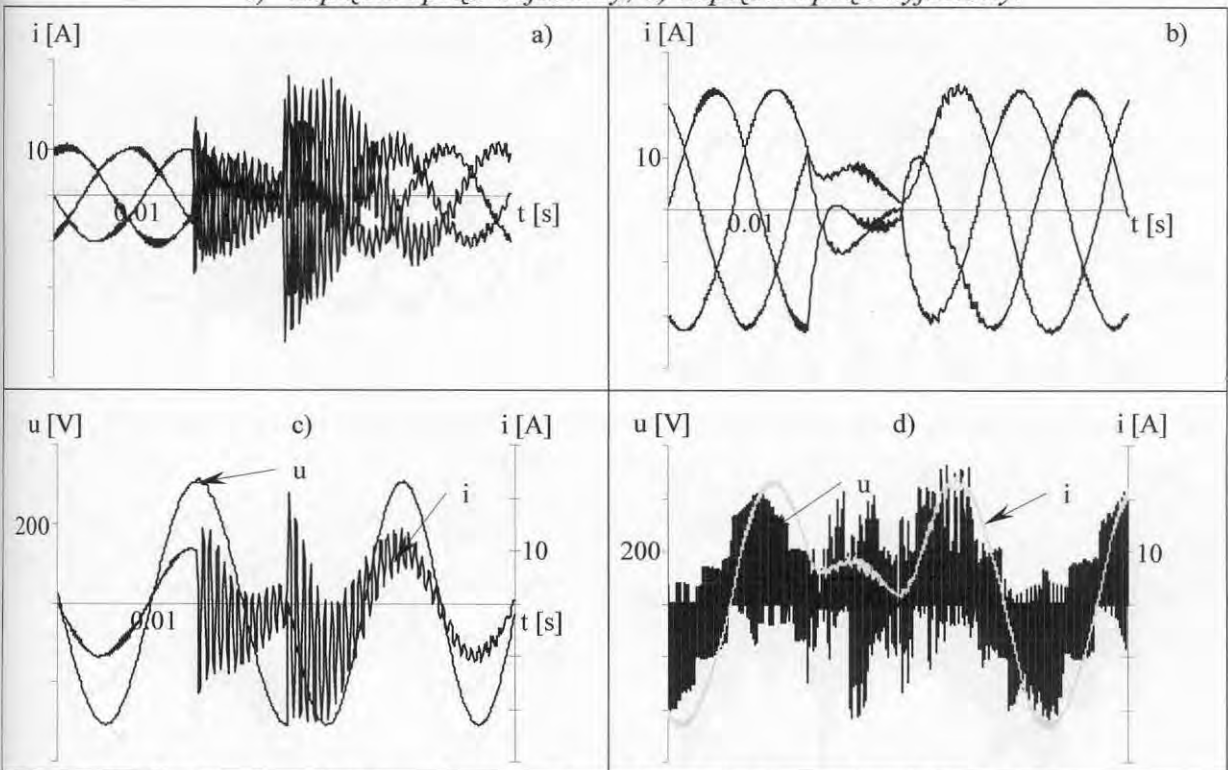
Rys.5.48. Przebiegi napięć i prądów przy skoku częstotliwości napięcia generatora (z 50 Hz na 60 Hz): a) prądy wejściowe; b) prądy wyjściowe;
 c) napięcie i prąd wejściowy; d) napięcie i prąd wyjściowy.

5. Wykorzystanie przekształtników matrycowych w sieciach elektroenergetycznych



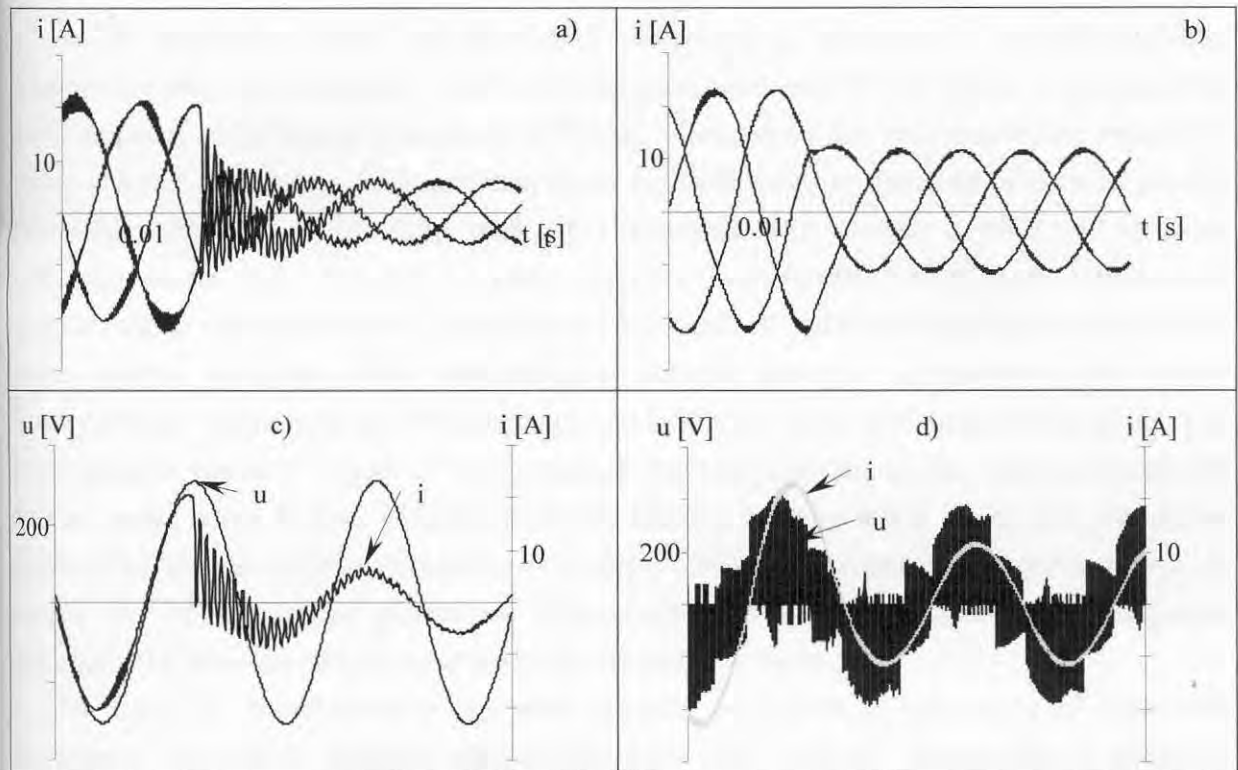
Rys.5.49. Przebiegi napięć i prądów dla przypadku skoku napięcia generatora (ze 155V do 310 V) i stabilizacji napięcia odbiornika:

- a) prądy wejściowe; b) prądy wyjściowe;
c) napięcie i prąd wejściowy; d) napięcie i prąd wyjściowy.

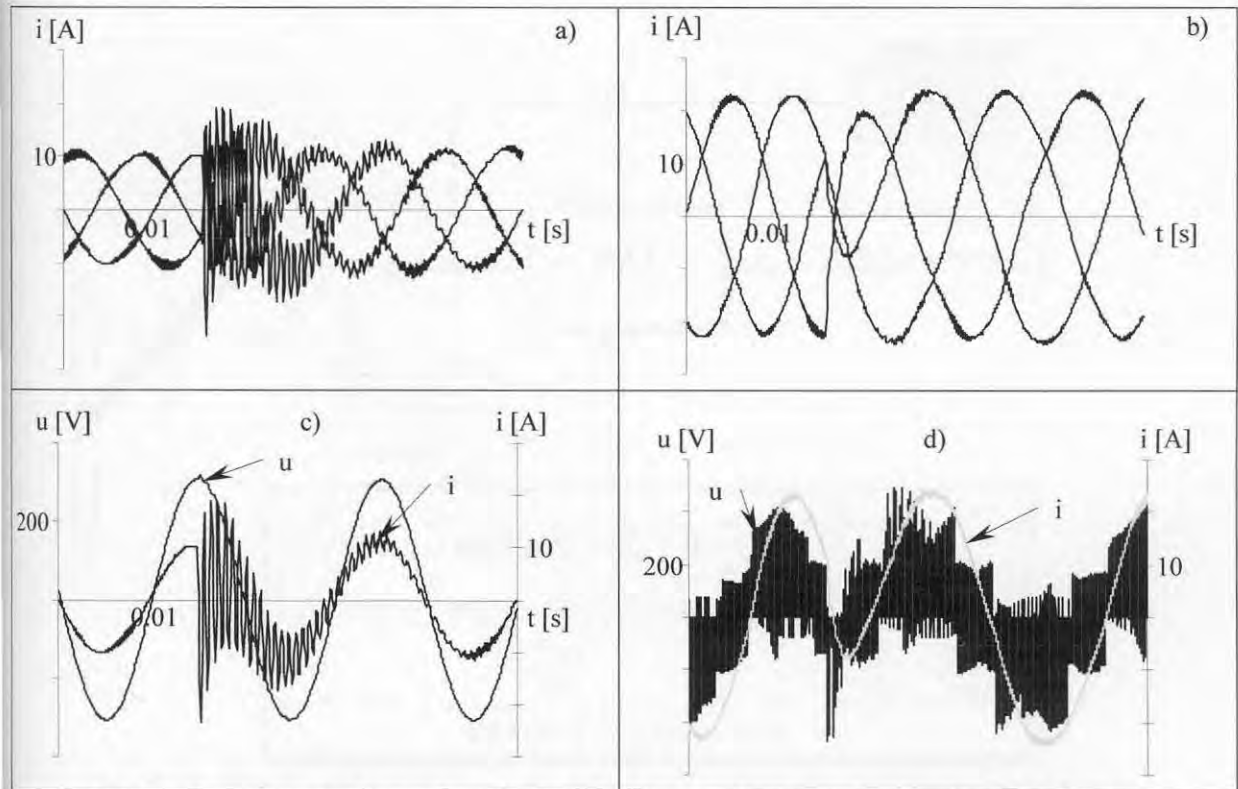


Rys.5.50. Przebiegi napięć i prądów dla przypadku skoku częstotliwości napięcia generatora z 50Hz na 60 Hz i stabilizacji napięcia odbiornika:

- a) prądy wejściowe; b) prądy wyjściowe;
c) napięcie i prąd wejściowy; d) napięcie i prąd wyjściowy.



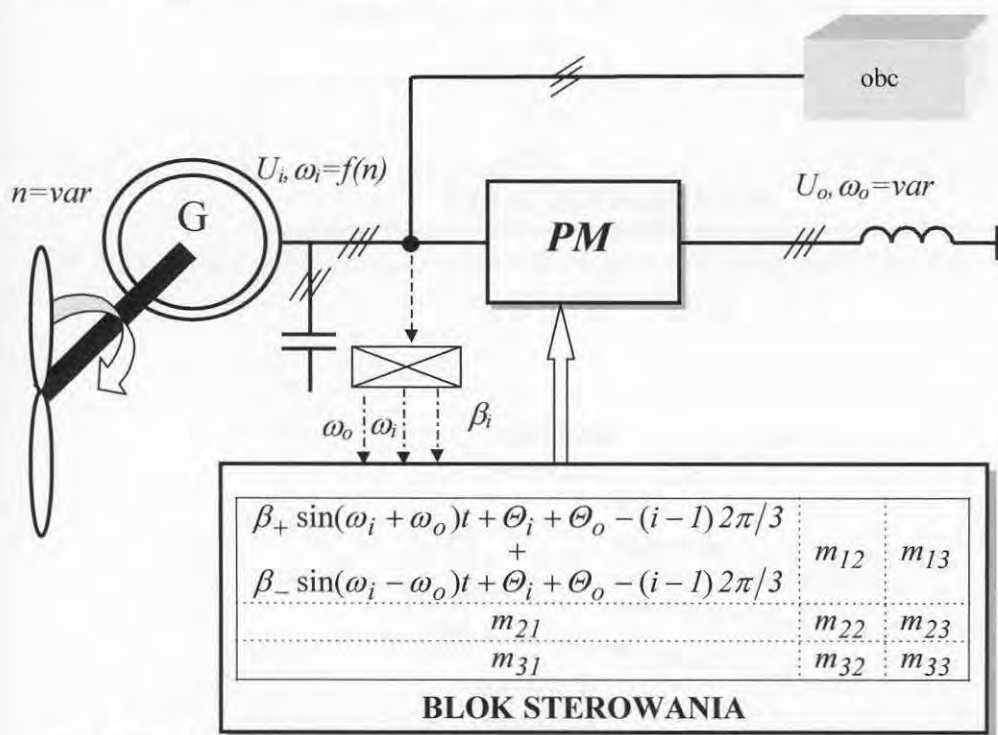
Rys.5.51. Przebiegi napięć i prądów dla przypadku regulacji napięcia (ze 155V na 77V) odbiornika: a) prądy wejściowe; b) prądy wyjściowe; c) napięcie i prąd wejściowy; d) napięcie i prąd wyjściowy.



Rys.5.52. Przebiegi napięć i prądów dla przypadku regulacji częstotliwości (z 50 Hz do 40 Hz) odbiornika: a) prądy wejściowe; b) prądy wyjściowe; c) napięcie i prąd wejściowy; d) napięcie i prąd wyjściowy.

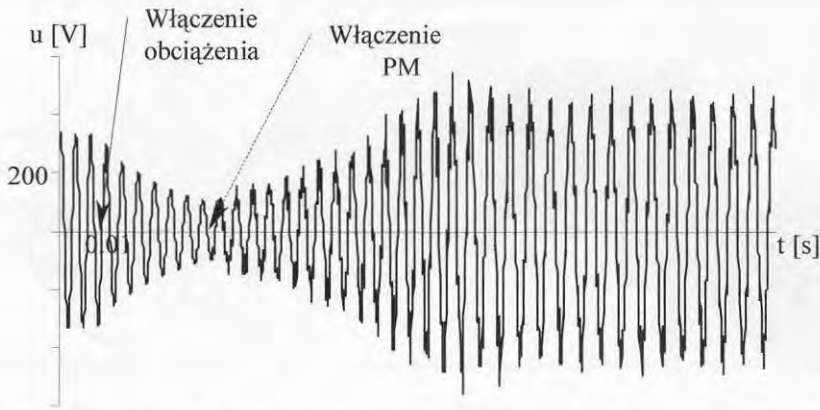
W przypadku pracy autonomicznej elektrowni z generatorem asynchronicznym klatkowym regulacja napięcia odbywa się poprzez wielostopniową baterię kondensatorów bądź poprzez układ kompensatora STATCOM. Alternatywą dla tych rozwiązań może być układ z Rys.5.53. Na Rys.5.54. przedstawiono przebieg czasowy napięcia odbiornika przed i po włączeniu PM. Stabilizację napięcia i częstotliwości można uzyskać w układzie przedstawionym na Rys.5.55., gdzie poprzez zastosowanie PM jako stabilizatora częstotliwości napięcia można wyeliminować konieczność stabilizacji prędkości obrotowej a więc można uprościć układ mechaniczny układu. Istotnym problemem przy pracy autonomicznej generatora asynchronicznego jest konieczność nie tylko stabilizacji napięcia tj. kompensacji spadków napięcia na impedancji wewnętrznej źródła ale także konieczność bilansowania mocy biernej układu. Może się okazać, że przy takiej samej mocy pozornej odbiornika, ale dla różnego charakteru może dojść nie tylko do znacznych wahań napięcia ale wręcz do odwzbudzenia generatora. Zastosowanie PM o algorytmie umożliwiającym regulację wejściowego współczynnika mocy eliminuje tę wadę.

Na Rys.5.56. przedstawiono zależność napięcia generatora w zależności od algorytmu sterowania dla takich samych obciążań. Na Rys. 5.57. - 5.59. przedstawiono przebiegi czasowe dla różnych funkcji modulujących. Na Rys.5.60. przedstawiono układ generatora asynchronicznego pierścieniowego w którym stabilizacja napięcia i częstotliwości wyjściowej jest zapewniona poprzez stabilizację parametrów wirnika.

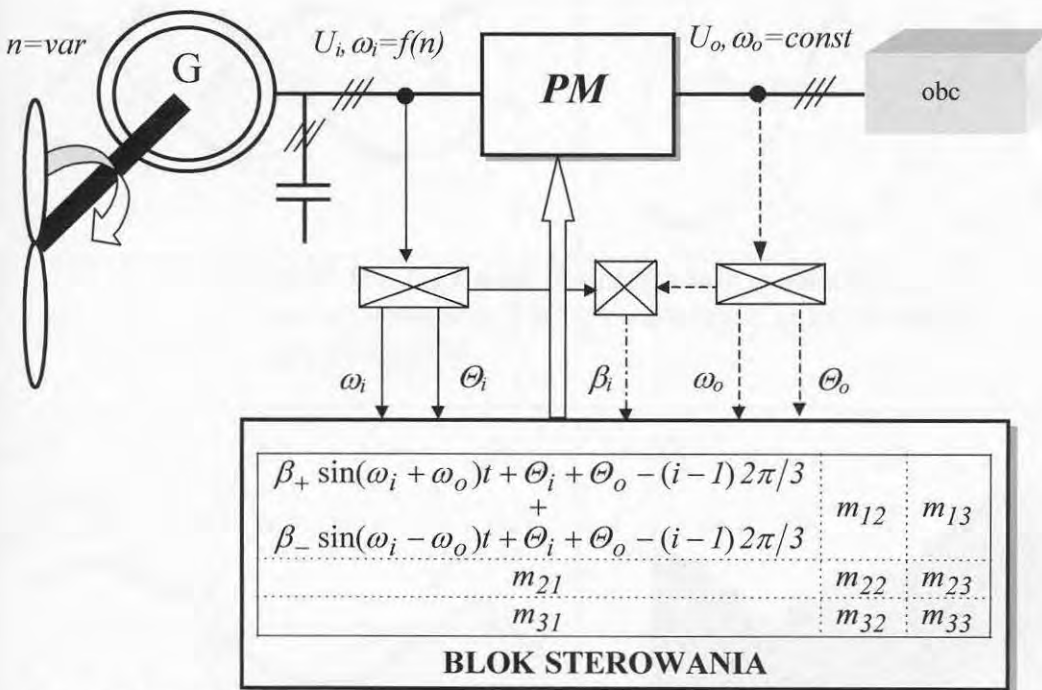


Rys.5.53. Praca generatora asynchronicznego z PM jako stabilizatorem napięcia.

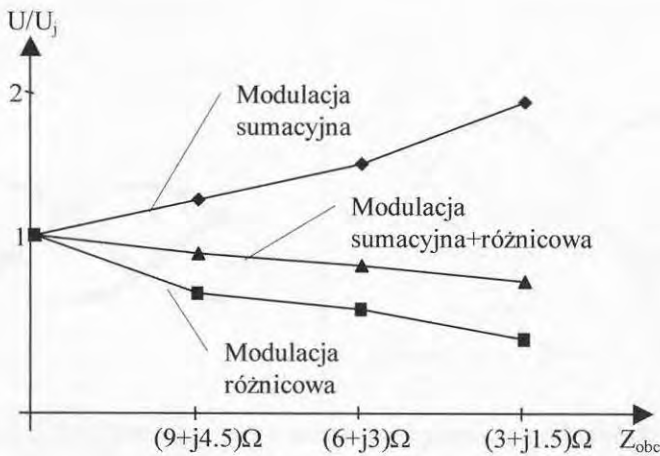
5. Wykorzystanie przekształtników matrycowych w sieciach elektroenergetycznych



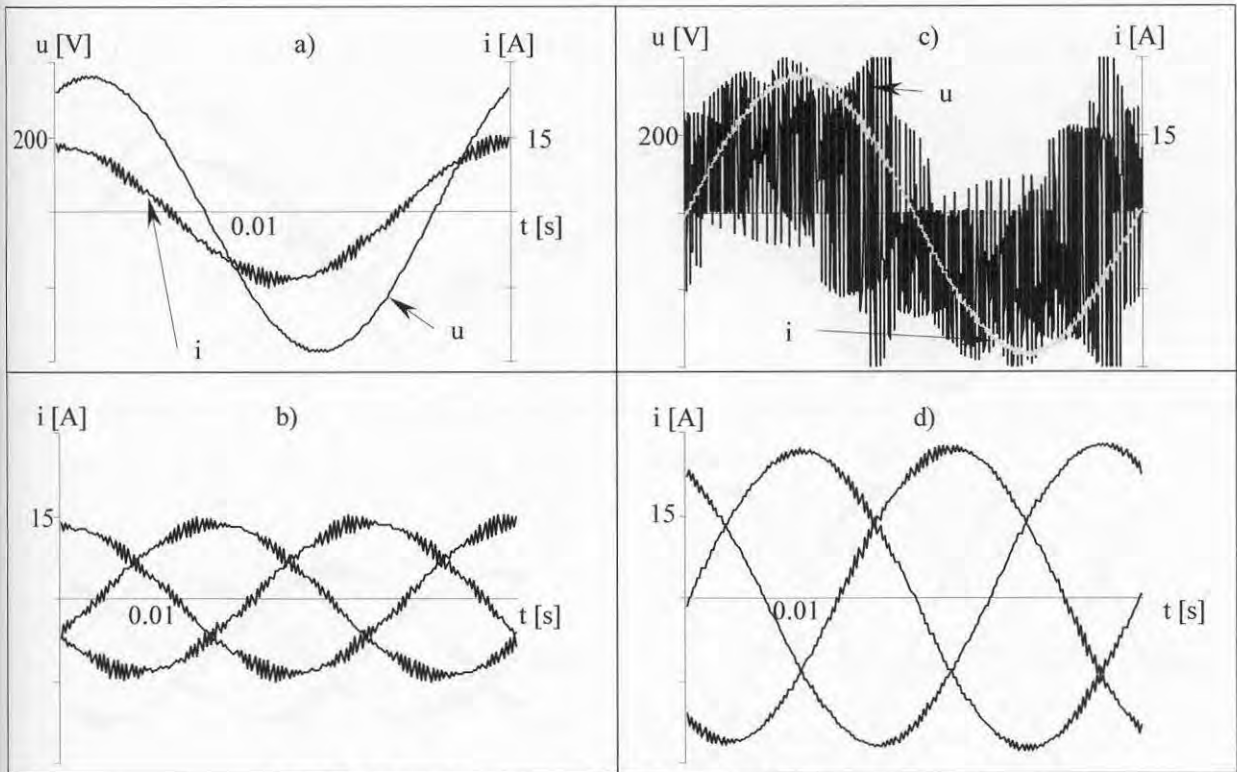
Rys.5.54. Napięcie wyjściowe generatora przy regulacji w układzie z Rys.5.53.



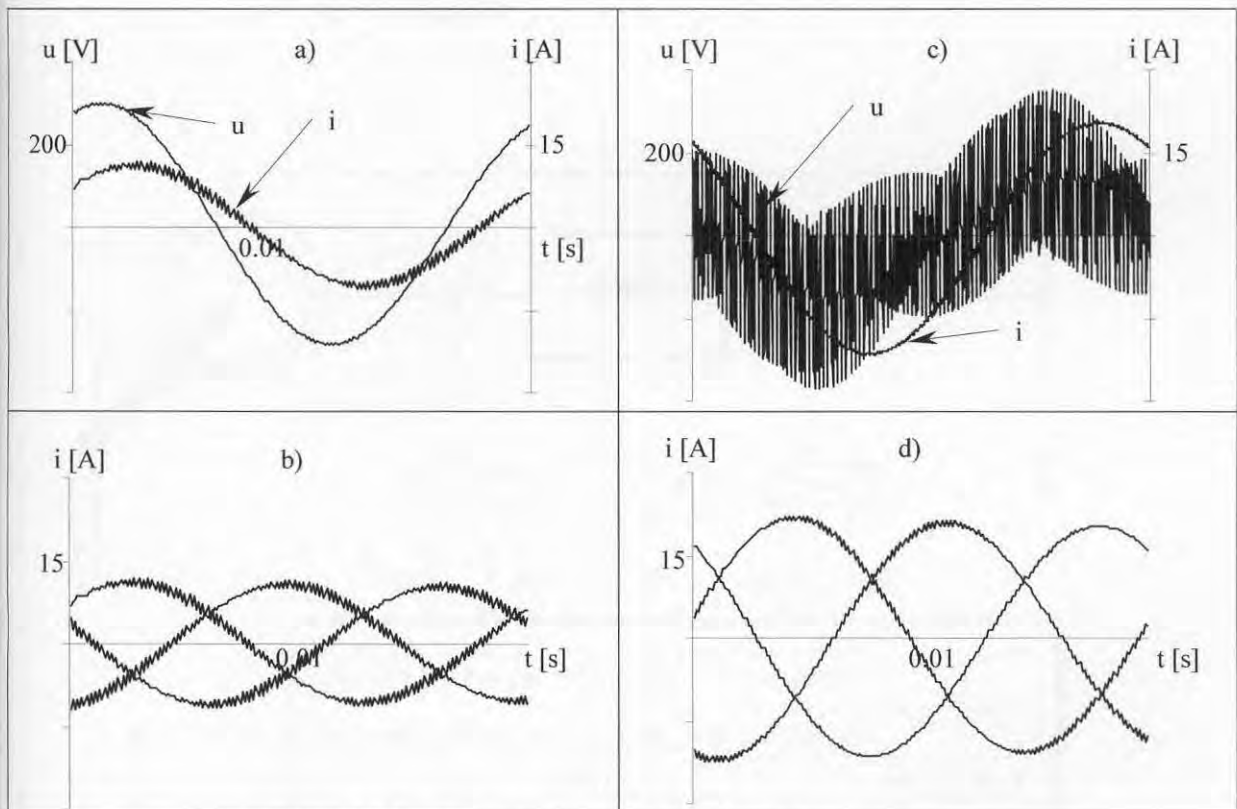
Rys.5.55. Praca generatora asynchronicznego z PM jako stabilizatorem amplitudy i częstotliwości napięcia.



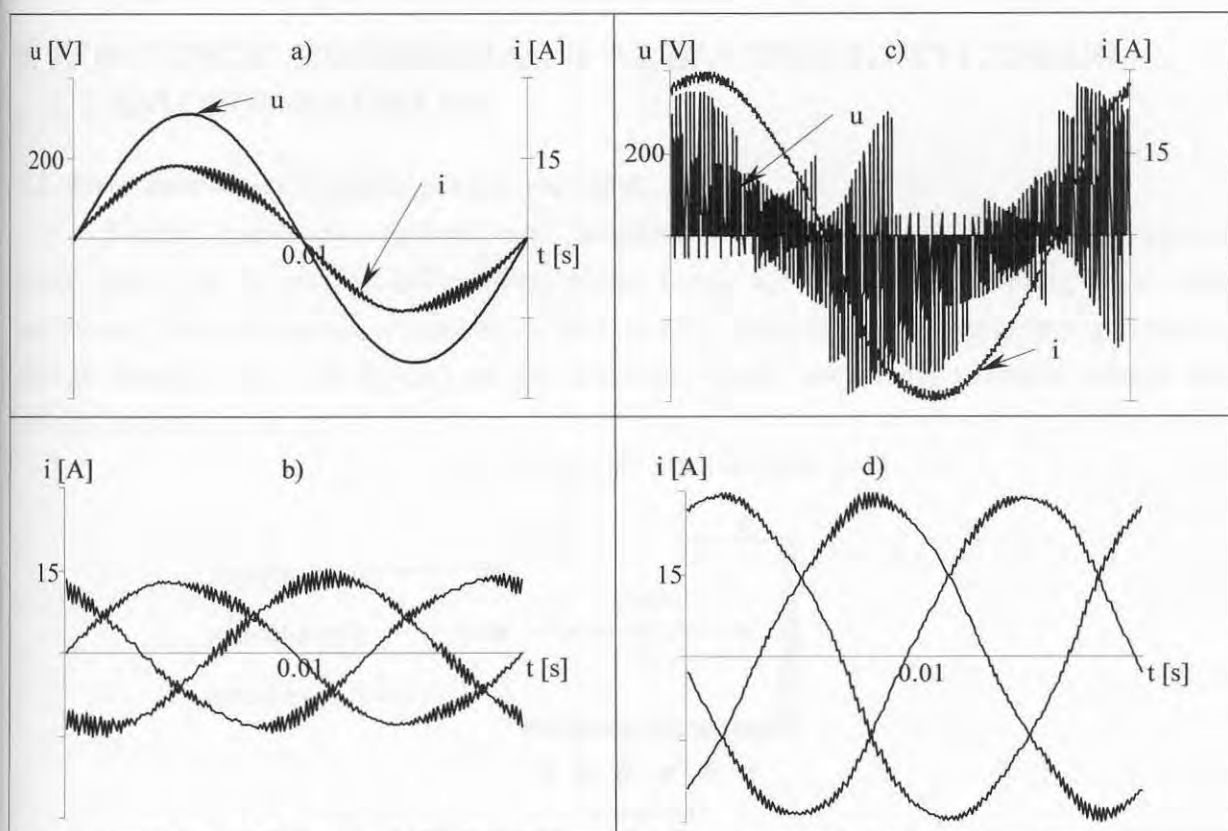
Rys.5.56. Charakterystyki statyczne $U=f(Z_{obc})$.



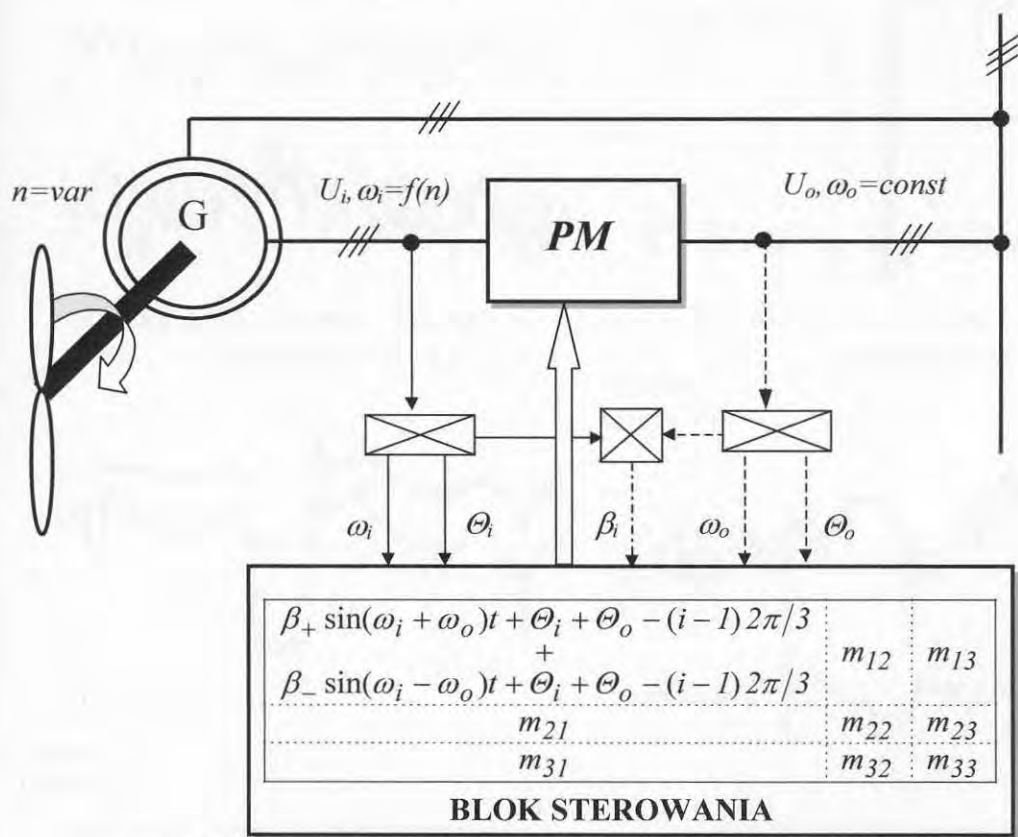
Rys.5.57.Przebiegi przy modulacji funkcją sumacyjną:
 a) u, i wejściowe PM; b) i wejściowe; c) u, i obciążenia
 d) i obciążenia.



Rys.5.58.Przebiegi przy modulacji funkcją różnicową:
 a) u, i wejściowe PM; b) i wejściowe; c) u, i obciążenia
 d) i obciążenia.



Rys.5.59.Przebiegi przy modulacji funkcją sumacyjna plus różnicowa:
 c) u, i wejściowe PM; b) i wejściowe; c) u, i obciążenia
 d) i obciążenia

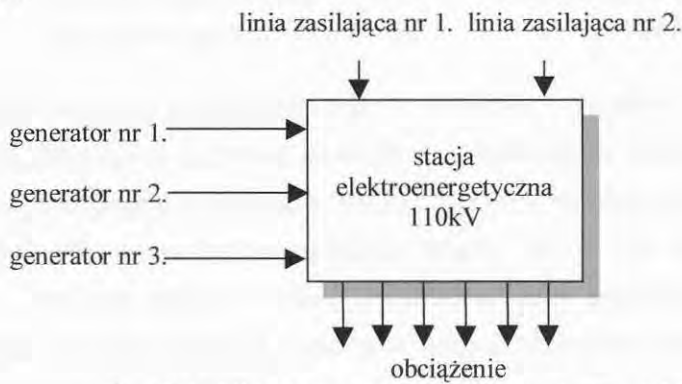


Rys.5.60.PM w układzie generatora asynchronicznego pierścieniowego.

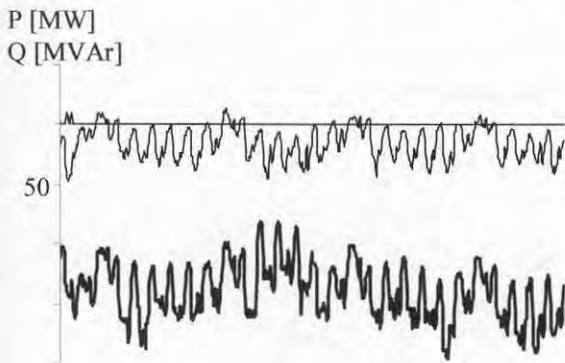
6. KONCEPCJE MODERNIZACJI WĘZŁA ENERGETYCZNEGO Z ZASTOSOWANIEM PM

6.1. Struktura węzła i analiza przepływu mocy.

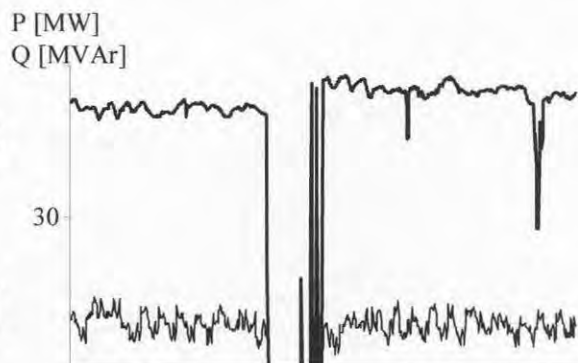
Poniżej rozważono zastosowanie urządzeń energoelektronicznych poprawiających pracę sieci. Na Rys.6.1. przedstawiono układ węzła 110 kV. Węzeł tworzą dwie linie zasilające (poprzez autotransformatory 220/110 kV), linia obciążenia oraz trzy generatory energii elektrycznej. Na Rys.6.2.a-f przedstawiono profil obciążenia za jeden miesiąc dla układu z Rys.6.1.



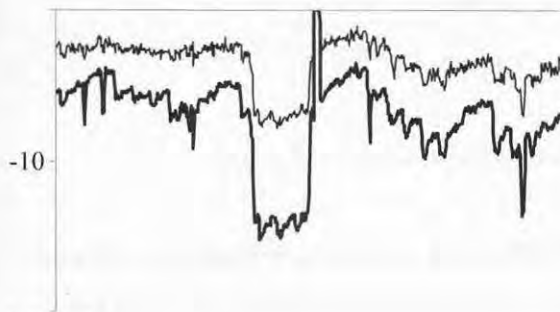
Rys.6.1. Układ stacji elektroenergetycznej 110kV



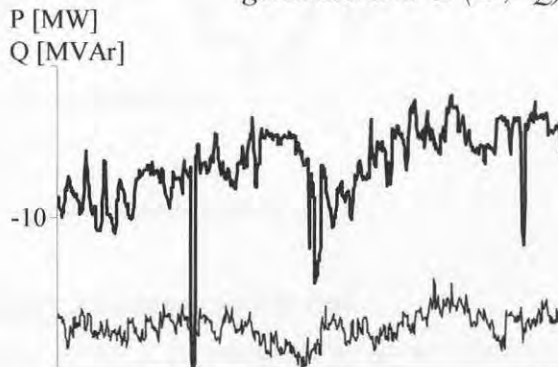
Rys.6.2.a) Moc czynna i bierna obciążenia (-P, -Q)



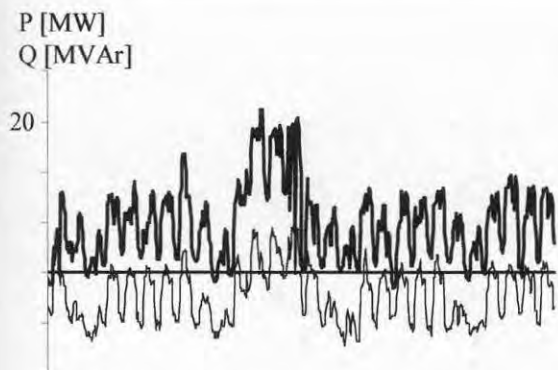
Rys. 6.2.b) Moc czynna i bierna generatora nr 3. (-P, -Q)



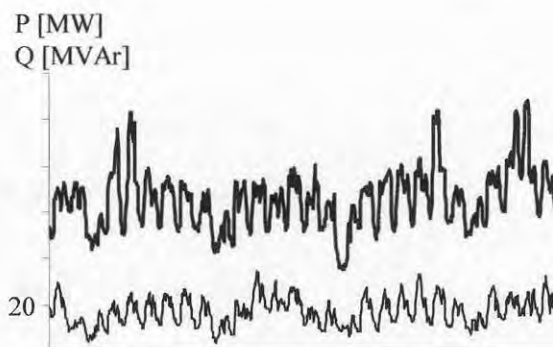
Rys. 6.2.c) Moc czynna i bierna generatora nr 2. (-P, -Q)



Rys. 6.2.d) Moc czynna i bierna generatora nr 1. (-P, -Q)

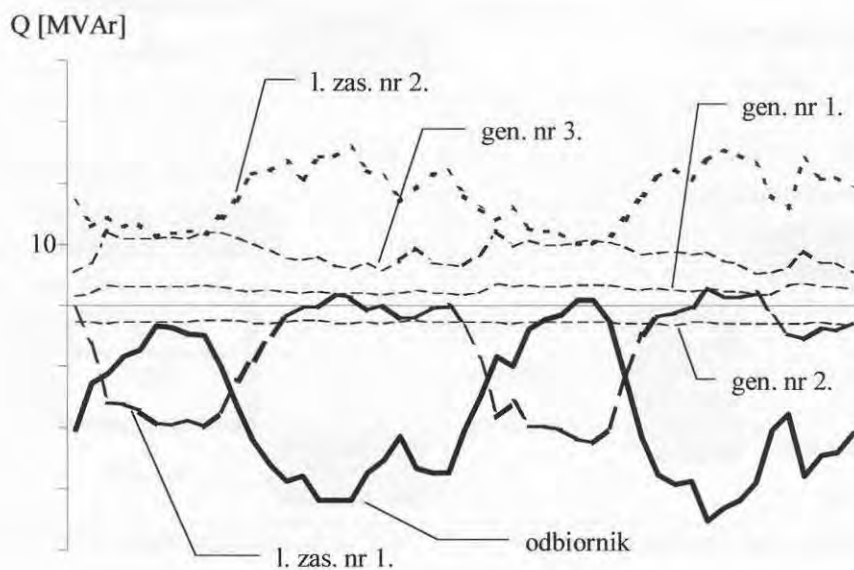


Rys. 6.2.e) Moc czynna i bierna linii zasilającej nr 1. (-P, -Q)



Rys. 6.2.f) Moc czynna i bierna linii zasilającej nr 2. (-P, -Q)

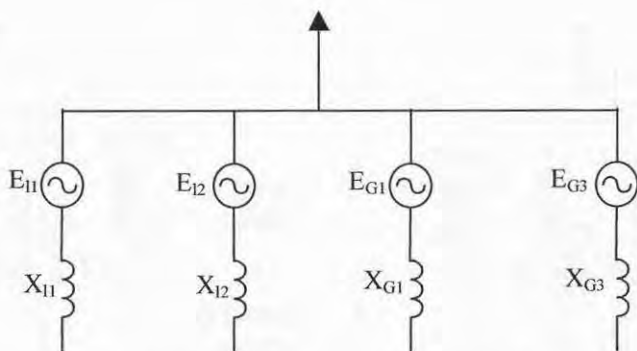
Analiza wykresów pozwala na stwierdzenie, że w węźle występuje cyrkulacja energii biernej między źródłami (Rys.6.3.). Jest ona powodem dodatkowych strat. Optymalizacja przesyłu możliwa jest jedynie poprzez regulację napięć źródłowych linii zasilających i generatorów (modułów i faz). W omawianym układzie wiąże się to ze znacznymi komplikacjami wynikającymi z istnienia pięciu źródeł. Dodatkowo przy regulacji należałoby uwzględnić wpływ jaki niesie ona dla rozplływów mocy w innych obszarach sieci połączonych z węzłem poprzez linie zasilające nr 1. i 2.



Ry.6.3. Wykres mocy biernej węzła za okres dwóch dni.

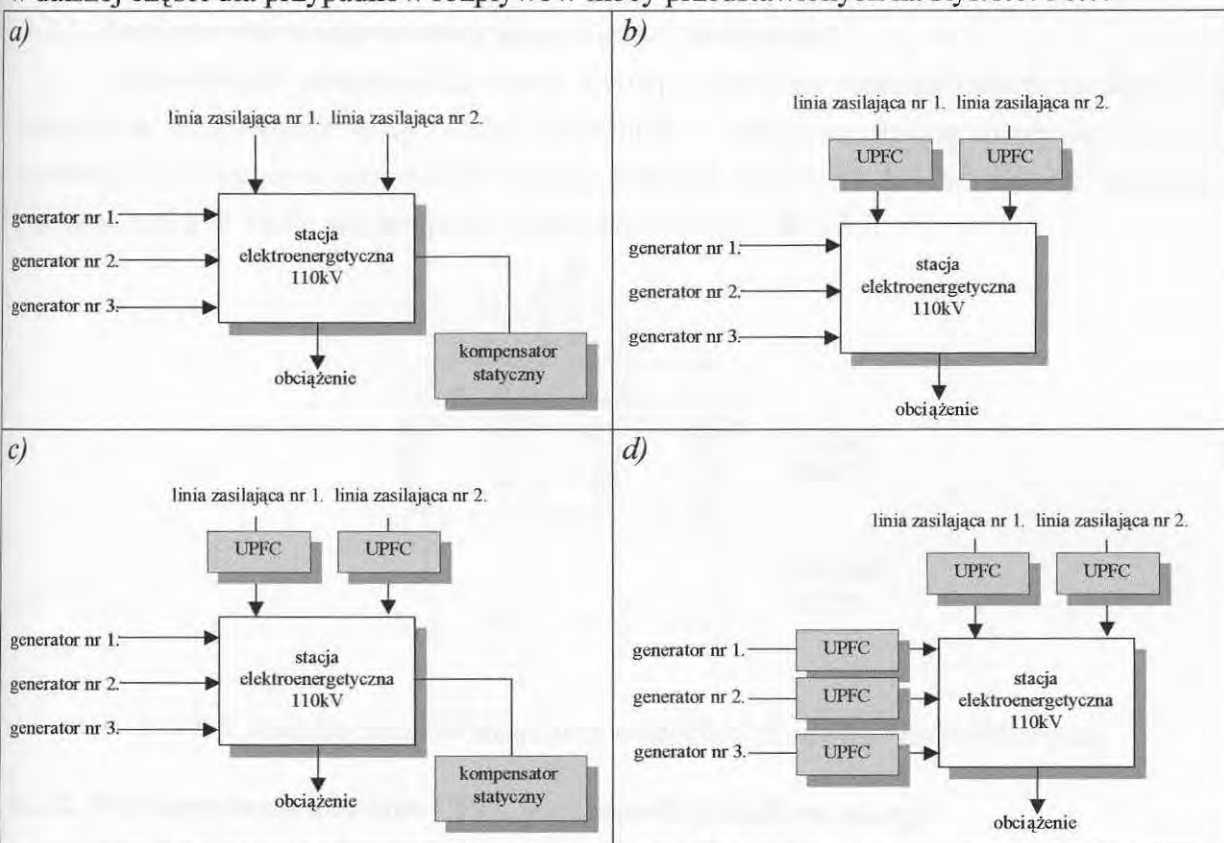
6.2. Analiza wariantów poprawy przepływu mocy z zastosowaniem PM.

Na Rys.6.4. przedstawiono schemat węzła z Rys.6.1. (z uwagi na to, że w omawianym okresie jeden z generatorów, nr 2., był wyłączony stąd pobór energii z jego pola dodano do obciążenia).



Rys. 6.4. Schemat węzła z Rys. 6.1.

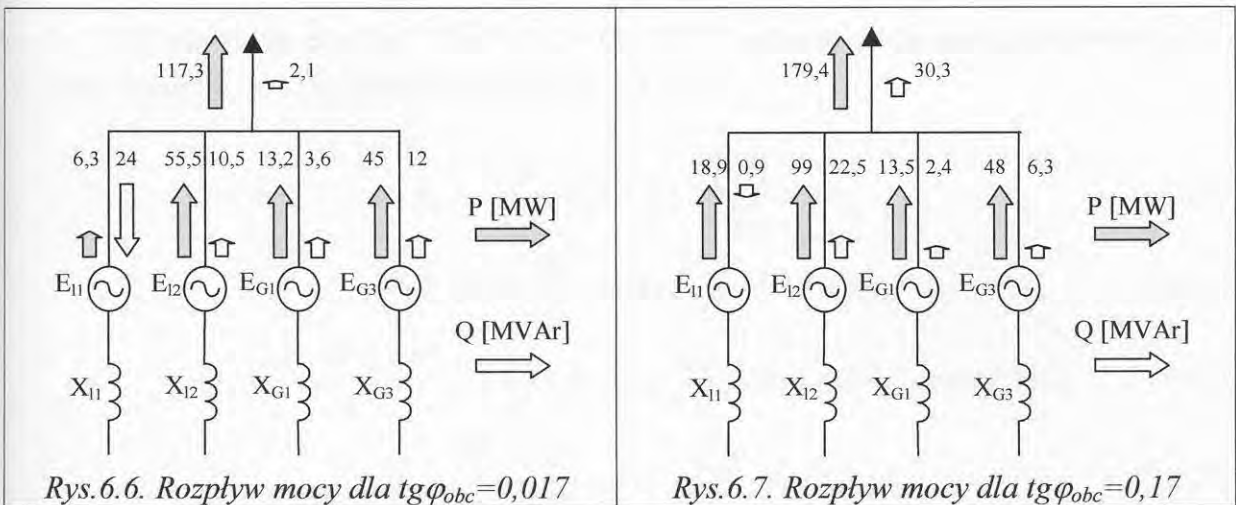
Na Rys. 6.5. przedstawiono wybrane układy FACTS, których efekty zastosowania omówiono w dalszej części dla przypadków rozplływów mocy przedstawionych na Rys. 6.6. i 6.7.



Ry. 6.5. Wykorzystanie układów FACTS w celu optymalizacji przesyłu mocy:

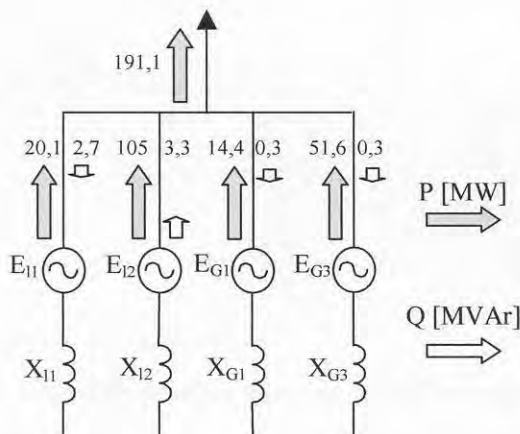
- a) zastosowanie kompensatora statycznego;
- b) zastosowanie UPFC w liniach zasilających węzeł nr 1. i 2.;
- c) zastosowanie UPFC w liniach zasilających węzeł nr 1. i 2. wraz z kompensatorem statycznym;
- d) zastosowanie UPFC w liniach zasilających węzeł oraz w polach generatorów.

6. Konceptcje modernizacji węzła energetycznego z zastosowaniem PM



6.2.1. Zastosowanie kompensatora mocy biernej obciążenia.

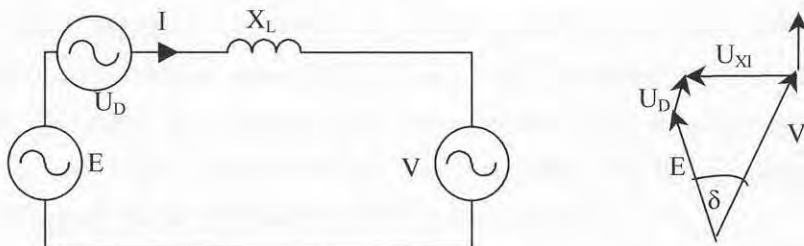
Zastosowanie kompensatora mocy biernej w układzie przedstawionym na Rys.6.3.a) umożliwi kompensację mocy biernej odbiornika. Z uwagi na zmianę rozptywu energii w systemie rozwiązanie to prowadzi do zmiany napięcia odbiornika. Na Rys.6.8. przedstawiono rozptyw mocy w węźle dla przypadku przedstawionego na Rys.6.7.



Rys. 6.8. Rozptyw mocy w węźle przy kompensacji mocy biernej odbiornika

6.2.2. Wykorzystanie układów UPFC do kontroli przepływu energii.

Na Rys.6.9. przedstawiono układ do analizy wpływu napięcia U_D (napięcia układu UPFC) na moc przesyłane między systemami.



Rys. 6.9. Układ do analizy wpływu UPFC (U_D) na moc wymiany.

Zakładając, że $\vec{E} = Ee^{j\delta}$, $\vec{V} = V$, $\vec{U}_D = U_D e^{j(\delta+\sigma)}$, gdzie σ - przesunięcie fazowe U_D i E , moce źródeł E , V i U_D określają zależności 6.1 ÷ 6.5.

$$P_D = \frac{U_D V}{X_L} \sin(\delta + \sigma) - \frac{E U_D}{X_L} \sin \sigma \quad (6.1)$$

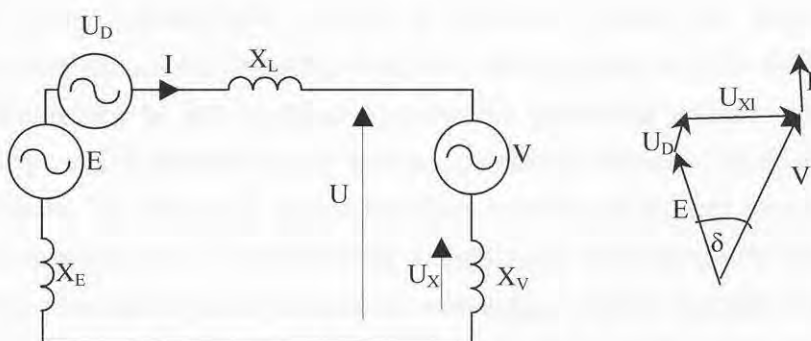
$$P_E = -P_V = \frac{E V}{X_L} \sin \delta + \frac{U_D V}{X_L} \sin(\delta + \sigma) \quad (6.2)$$

$$Q_E = \frac{E^2 + U_D^2 + V^2}{X_L} - 2 \frac{E V}{X_L} \cos \delta + 2 \frac{E U_D}{X_L} \cos \sigma - 2 \frac{U_D V}{X_L} \cos(\delta + \sigma) \quad (6.3)$$

$$Q_V = \frac{V^2}{X_L} - \frac{E V}{X_L} \cos \sigma - \frac{U_D V}{X_L} \cos(\delta + \sigma) \quad (6.4)$$

$$Q_D = \frac{U_D^2}{X_L} + \frac{E U_D}{X_L} \cos \sigma - \frac{U_D V}{X_L} \cos(\delta + \sigma) \quad (6.5)$$

Przedstawiony na Rys.6.9. schemat, powszechnie wykorzystywany w literaturze, nie pozwala na wyznaczenie zmian napięcia odbiornika w zależności od napięcia U_D . Na Rys.6.10. przedstawiono schemat układu na podstawie którego można określić powyższą zależność.

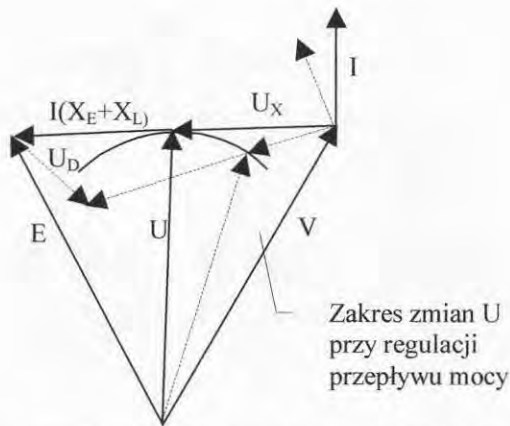


Rys.6.10. Układ do analizy wpływu UPFC na napięcie U .

Zmianę napięcia ΔU_X , wywołaną przez napięcie U_D , określa zależność (6.6)

$$\Delta U = \frac{U_D}{X_E + X_L + X_V} X_V \quad (6.6)$$

Z uwagi na to, że dla odbiornika istotne są symetria i moduły napięcia, można tak regulować amplitudą i fazą napięcia U_D , przy regulacji przepływu energii między systemami, by utrzymać niezmienny moduł napięcia U (Rys.6.11). Przy założeniu, że sterowanie UPFC ma spowodować, by system E wydawał tylko moc czynną przy niezmiennym module U można stwierdzić, że jest tylko jedna wartość mocy czynnej dla której powyższe założenia są prawdziwe. Wartość prądu czynnego określa zależność (6.7).



Rys. 6.11. Regulacja przepływu mocy przy zachowaniu stałej wartości modułu napięcia U .

$$I = \frac{-VX \cos \delta + \sqrt{V^2 X^2 \cos^2 \delta + 4X^2(2VXI_1 \cos \alpha + I_1^2 X^2)}}{2X^2} \quad (6.7)$$

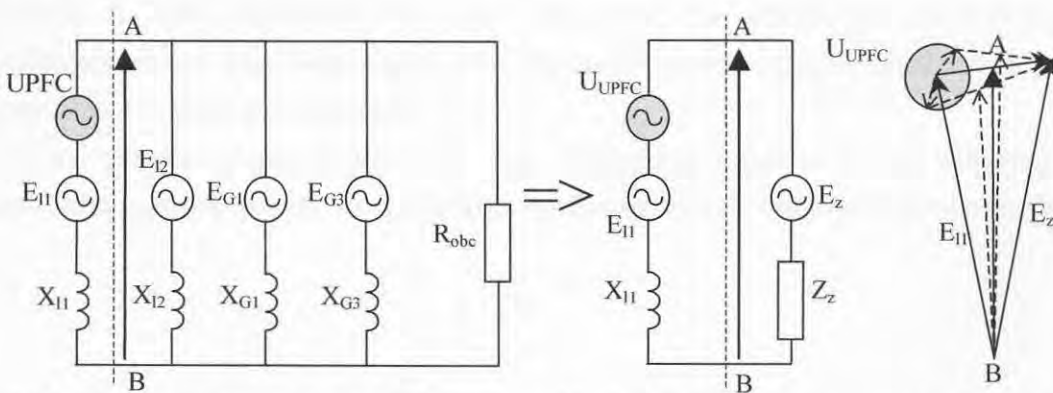
gdzie:

$$X = X_E + X_L + X_V$$

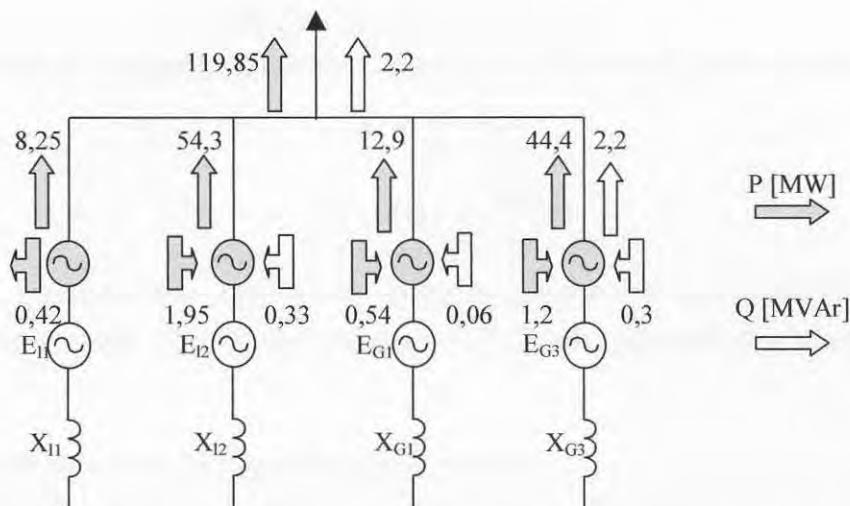
I_1, α - moduł i kąt prądu przy $U_D = 0$.

Jakkolwiek utrzymanie stałego modułu napięcia U jest wystarczające z punktu widzenia prawidłowej pracy odbiorników energii, to jednak, z uwagi na zmianę jego fazy przy sterowaniu przesyłem mocy, następuje zmiana rozprętu mocy w całej sieci.

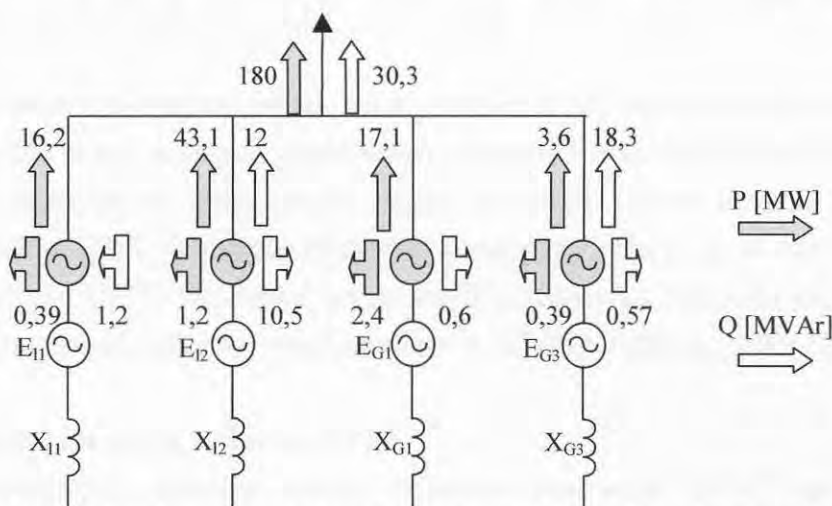
Przedstawione na Rys.6.4.b),c) rozwiązania powodują zmianę napięcia w węzle, co, podobnie jak przy kompensacji mocy biernej, powoduje zmianę energii dostarczanych przez wszystkie źródła. Na Rys.6.12. przedstawiono schemat zastępczy węzła, składający się z gałęzi „linia zasilająca nr 1.” oraz źródła zastępczego widzianego od strony zacisków AB, przedstawiono również wykres wektorowy obrazujący wpływ zmiany napięcia gałęzi „linia zasilająca nr 1.” na napięcie AB. Wad tych pozbawiony jest układ z Rys.6.4.d) umożliwiający kontrolę przepływu energii w każdej gałęzi przy utrzymaniu napięcia odbiornika na zadanym poziomie. Na Rys.6.13. i 6.14. przedstawiono możliwości sterowania przepływem mocy z wykorzystaniem UPFC.



Rys. 6.12. Wpływ zmian napięcia dodatkowego układu UPFC na zmianę napięcia odbiornika



Rys. 6.13. Rozpływ mocy przy wykorzystaniu UPFC dla układu z Rys. 6.6.

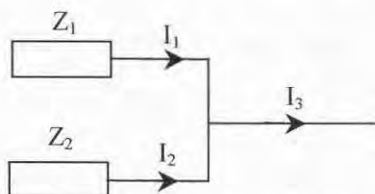


Rys. 6.14. Rozpływ mocy przy wykorzystaniu UPFC dla układu z Rys. 6.7.

6.2.3. Optymalizacja rozplywu energii w węźle.

Ocena rozplywu energii w węźle wymaga sformułowania kryterium optymalizacji. Poniżej przedstawiono rozważania na temat optymalizacji wykorzystania systemu (źródeł zasilających i linii przesyłowych) przy założeniu, że kryterium optymalizacji jest minimalizacja mocy na elementach wewnętrznych systemu przy zachowaniu napięcia odbiornika na wymaganym poziomie.

Dla sytuacji przedstawionej na Rys.6.15. przy założeniu, że odbiornik jest skompensowany optymalizacja przesyłu polega na znalezieniu minimum funkcji opisanej zależnością (6.8).



Rys. 6.15. Schemat do obliczeń optymalnego rozplywu energii.

$$\Delta S(I_1) = I_1^2 \cdot Z_1 + (I - I_1)^2 Z_2 \quad (6.8)$$

Minimum tej funkcji występuje dla prądu I_1 równego (6.9) wartość prądu I_2 opisuje (6.10)

$$I_1 = \frac{I \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (6.9)$$

$$I_2 = I \left(1 - \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}\right) \quad (6.10)$$

W Tabeli 6.1. przedstawiono zestawienie mocy na elementach wewnętrznych systemu dla rozplywu rzeczywistego (ΔS) i optymalnego (ΔS_{opt}) dla przypadku przedstawionego na Rys.6.6.

Tabela.6.1. Moce na elementach wewnętrznych systemu

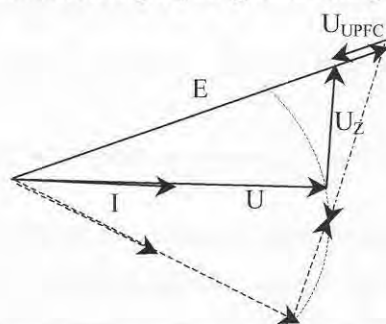
Element systemu	linia 1.	linia 2.	Generator 1.	generator 2.	Suma
ΔS [MVA]	1,35	10,80	2,13	7,20	21,48
ΔS_{opt} [MVA]	2,65	3,93	1,15	3,93	11,66
ΔS_{UPFC} [MVA]	2,88	2,17	0,64	2,17	7,86

Optymalizacja przesyłu wymaga jednak zmiany napięć źródłowych co z kolei pociąga za sobą zmiany rozplywu mocy w innych fragmentach systemu. Chcąc uniknąć powiązania wpływu optymalizacji przesyłu na opisywanym węźle na pracę całego systemu korzystne jest włączenie układów UPFC w gałęzie źródłowe węzła. Przy założeniu, że napięcie odbiornika przy wykorzystaniu UPFC jest równe co do modułu napięciu odbiornika przed włączeniem UPFC moce włączonych układów przedstawiono w Tabeli 6.1 (ΔS_{UPFC} [MVA]).

6.2.4. Optymalizacja pracy układów UPFC.

Najważniejszym, zdaniem autora, kryterium sterowania UPFC jest minimalizacja napięcia dodatkowego istotna z uwagi na dopuszczalne napięcia robocze elementów sieci i minimalizację mocy pozornej UPFC. Kryterium to musi być zrealizowane przy zachowaniu napięcia odbiornika na zadanym poziomie. Jediną możliwością regulacji, dla tak zdefiniowanej optymalizacji pracy UPFC, jest zmiana fazy napięcia odbiornika przy zachowaniu jego modułu.

Dla pojedynczej gałęzi napięcie dodatkowe będzie najmniejsze w przypadku gdy będzie w fazie lub przeciwfazie z napięciem źródłowym, co graficznie przedstawiono na Rys.6.16.



Rys.6.16. Wpływ zmiany fazy napięcia odbiornika na napięcie UPFC

Z uwagi na to, że wektory napięć źródłowych nie są równe spełnienie warunków optymalizacji mocy UPFC dla węzła wymaga znalezienia minimum funkcji opisanej (6.11)

$$\Delta S_{UPFC}(\alpha) = \underline{U}_{UPFC1} \cdot \underline{I}_1^* + \underline{U}_{UPFC2} \cdot \underline{I}_2^* + \underline{U}_{UPFC3} \cdot \underline{I}_3^* + \underline{U}_{UPFC4} \cdot \underline{I}_4^* = \Delta P + j\Delta Q \quad (6.11)$$

Zakładając:

$$\underline{E}_1 = E_1 e^{j\delta_{E_1}} \quad \underline{Z}_1 = Z_1 e^{j\beta_{Z_1}} \quad \underline{I}_1 = I_1 e^{j\alpha}$$

$$\underline{E}_2 = E_2 e^{j\delta_{E_2}} \quad \underline{Z}_2 = Z_2 e^{j\beta_{Z_2}} \quad \underline{I}_2 = I_2 e^{j\alpha}$$

$$\underline{E}_3 = E_3 e^{j\delta_{E_3}} \quad \underline{Z}_3 = Z_3 e^{j\beta_{Z_3}} \quad \underline{I}_3 = I_3 e^{j\alpha}$$

$$\underline{E}_4 = E_4 e^{j\delta_{E_4}} \quad \underline{Z}_4 = Z_4 e^{j\beta_{Z_4}} \quad \underline{I}_4 = I_4 e^{j\alpha}$$

$$\underline{U} = U e^{j\alpha} \quad \underline{I} = I e^{j\alpha} = \sum_{n=1}^{n=4} I_n$$

sumaryczną moc czynną i bierną układów UPFC określają zależności (6.12), (6.13)

$$\Delta P_{UPFC}(\alpha) = \sqrt{A^2 + B^2} \sin(\alpha - \arctg \frac{A}{B}) - C \quad (6.12)$$

$$\Delta Q_{UPFC}(\alpha) = \sqrt{D^2 + E^2} \sin(\alpha - \arctg \frac{D}{E}) - F \quad (6.13)$$

gdzie:

$$A = \sum_{n=1}^{n=4} I_n \cdot E_n \cdot \cos(\delta_{E_n}) \cos(\alpha)$$

$$B = \sum_{n=1}^{n=4} I_n \cdot E_n \cdot \sin(\delta_{E_n}) \sin(\alpha)$$

$$C = I \cdot U - \sum_{n=1}^{n=4} I_n^2 \cdot Z_n \cdot \cos(\beta_{Z_n})$$

$$D = \sum_{n=1}^{n=4} I_n \cdot E_n \cdot \sin(\delta_{E_n}) \cos(\alpha)$$

$$E = \sum_{n=1}^{n=4} I_n \cdot E_n \cdot \cos(\delta_{E_n}) \sin(\alpha)$$

$$F = \sum_{n=1}^{n=4} I_n^2 \cdot Z_n \cdot \sin(\beta_{Z_n})$$

Kąty napięcia wyjściowego dla których wypadkowe moce czynna i bierna układów UPFC są równe 0 określają zależności (6.14) i (6.15).

$$\alpha_p = \arcsin\left(\frac{C}{\sqrt{A^2 + B^2}}\right) + \arctg \frac{A}{B} \quad (6.14)$$

$$\alpha_Q = \arcsin\left(\frac{F}{\sqrt{D^2 + E^2}}\right) + \arctg \frac{D}{E} \quad (6.15)$$

Sterowanie przy założeniu zerowej mocy czynnej jest szczególnie korzystne dla układów UPFC o strukturze szeregowo – równoległej z uwagi na możliwość mniejszenia mocy przetwornika równoległego. Optymalizując pracę grupy układów UPFC wykorzystujących

przekształtnik matrycowy należy uwzględnić to, że przekształcają one energię niezależnie od siebie.

6.3. Podsumowanie.

Przedstawiony w niniejszym rozdziale przykład wskazuje na celowość aplikacji układów FACTS dużych i średnich mocy, których zastosowanie, oprócz poprawy jakości zasilania, wiąże się z wymiernymi korzyściami ekonomicznymi w zakresie oszczędności energii elektrycznej. Główne obszary zastosowań tych układów to:

- optymalizacja pracy sieci pod kątem minimalizacji strat przesyłowych;
- wyeliminowanie zbędnej cyrkulacji energii biernej;
- nadążna kompensację mocy biernej odbiornika;
- stabilizacja napięcia odbiornika;
- „odseparowanie” sterowania przepływem mocy w węźle oraz regulacji napięcia odbiornika od systemu.

We wszystkich wyżej wymienionych obszarach przekształtniki matrycowe, ze względu na swoją uniwersalność, posiadają przewagę nad typowymi rozwiązaniami układów FACTS. Ich zastosowanie w elektroenergetyce wymaga jednak dalszych badań eksperymentalnych, aplikacyjnych i eksploatacyjnych w obszarze dużych mocy, które z uwagi na koszty mogą być prowadzone tylko przez duże firmy i koncerny. Moc największego przekształtnika matrycowego dostępnego na dzień dzisiejszy w ofercie handlowej wynosi tylko 30 KW.

7. WNIOSKI.

O atrakcyjności przekształtnika matrycowego w zastosowaniach w systemach elektroenergetycznych decydują przede wszystkim:

- w zakresie parametrów wyjściowych: niezależna regulacja parametrów napięcia: fazy względem napięcia wejściowego i amplitudy,
- w zakresie parametrów wejściowych: przekształtnik przy regulacji parametrów wyjściowych zachowuje sinusoidalny kształt prądów wejściowych, regulowany współczynnik przesunięcia fazowego,
- dwukierunkowy przepływ energii.

Układ PM, w odróżnieniu od rozwiązań obecnie stosowanych w elektroenergetyce, nie wymaga śledzenia kierunku przepływu energii, nie wymaga dwóch algorytmów sterowania oddzielnie dla części prostownikowej i falownikowej (np. w układzie UPFC), nie wymaga sprzężenia algorytmów sterowania z napięciem obwodu pośredniczącego. Przedstawione własne badania symulacyjne potwierdzają uniwersalność topologii.

Najistotniejsza wada to maksymalny współczynnik modulacji amplitudy równy 0.5, pociągający za sobą konieczność stosowania transformatora.

Zaproponowane w punkcie 3. układ PM z transformatorem wysokiej częstotliwości pozwala zintegrować transformator ze strukturą PM. Wysoka częstotliwości, na której pracuje transformator, pozwala na zmniejszenie wymiarów rdzenia oraz obniżenie masy. Transformator zapewnia ponadto separację odbiornika co w istotny sposób podnosi bezpieczeństwo użytkownika. Przedstawiona topologia PM w układzie 6-pulsowym pozwala na uzyskanie napięcia wyjściowego równego napięciu wejściowemu. Odbywa się to jednak kosztem zwiększenia ilości łączników. Ponadto układ ten wymaga odbiornika o rozdzielonych fazach.

Wyniki badań wskazują, że w obszarze elektroenergetyki, do sterowania jakością i przepływem mocy, można stosować nowe uniwersalne rozwiązania, które z powodzeniem zastępują typowe układy energoelektroniczne, budowane na podstawie falowników napięcia bądź prądu.

Do najważniejszych osiągnięć autora należy:

- dokonanie systematyzacji i przeglądu algorytmów sterowania przekształtników matrycowych i wybór najwłaściwszego algorytmu w zastosowaniach elektroenergetycznych
- przeprowadzenie badań analitycznych i symulacyjnych przekształtnika matrycowego w warunkach:
 - symetrycznego obciążenia i niesymetrycznego zasilania;
 - niesymetrycznego obciążenia i symetrycznego zasilania;
 - zasilania PM napięciem odkształconym;

- dokonanie analizy właściwości przekształtników matrycowych w aplikacjach poprawiających pracę systemu elektroenergetycznego;
- dokonanie oceny możliwości poprawy pracy węzła sieci elektroenergetycznej w przypadku zastosowania układów z przekształtnikami matrycowymi na podstawie przeprowadzonych pomiarów na rzeczywistym obiekcie.

SPIS LITERATURY

1. Abido M.A., Weindl Ch., Herold G., „*STATCOM-Based Damping Stabilizers for Power System Stability Enhancement*”, EPE – PEMC’04, Ryga
2. Aredes M., Heumann K., „*A Unified Power Flow Controller With Active Tering Capabilities*”, PEMC’85.
3. Awad H., Svensson J., Bollen H.J., „*Static series compensator for Voltage dips mitigation*”, Power-Tech’04, Bologna.
4. Bajdecki T., K. Iwan, „*Wykorzystanie środowiska symulacyjnego TCAD na etapie uruchamiania przekształtnika matrycowego*”, PES-3, Kościelisko, 2001.
5. Bajdecki T., „*Metoda sterowania przekształtnikiem matrycowym z jednostkowym współczynnikiem mocy na wejściu*” SENE’99.
6. Bajdecki T., „*Model matematyczny przekształtnika matrycowego*”, MIS’02.
7. Bajdecki T., „*Zastosowanie modelu wektorowego do analizy przekształtnika matrycowego*” NIS’98
8. Barlik R., M. Nowak, „*Technika tyrystorowa*”, WNT Warszawa 1997r.
9. Bernet S., Matsuo T., Lipo T.A., „*A Matrix Converter Using Blocking NPT-IGBT’s and Optimized Pulse Patteerns*”, IEEE Transactions On Industrial Electronics’96.
10. Bernet S., Teichmann R., „*The Auxiliary Resonant Commuted Pole Matrix Converter for DC-Applications*”, IEEE Transactions On Power Electronics’97.
11. Bin Lu, Kazerani M., Boon-Teck Ooi, „*Automatic feedback strategy for regulation of real and reactive power in an asynchronous link based on a voltage-source matrix converter*”, IEEE Transactions On Power Electronics’97.
12. Blajszczak G., „*Applications of High Voltage Power Electronics Converters in Transmission Network*”, EPE –PEMC’04, Ryga
13. Bland M., P. Wheeler, J. Clare, L. Empringham, „*Comparision of Calculated and Measured Losses in Direct AC-AC Conveerters*”, PESC 2001.
14. Bland M., J. Clare, P. Wheeler, L. Empringham, „*Measurement and Simulation of Commutation Phenomena in Direct AC-AC Converters*”, EPE 2001.
15. Bruckmann M., O. Simon, W. Sprongman, M.Münzer, M. Loddenkötter, „*Application of a new IGBT Module for Matrix Converter*”, EPE 2001.
16. Boon-Teck Ooi, Kazerani M., „*Unified Power Flow Controller Based on Matrix Converter*”, IEEE Transactions On Industrial Electronics 1996.
17. Borowski R., Płachtyna O., „*Statyczne trójfazowe systemy UPS jako kompensatory mocy dystorsji i jednocześnie kompensatory składowej przeciwnej prądu*”, SENE’01.
18. Boulant H., Mazet L., Huselstein J.-J., Glaize C., „*Four quadrant switches direct matrix converter. Switching management by time gap regulation*”, PEMC’98.
19. Cardenas R., R. Peña, G.M. Asher, J.C. Clare, „*Experimental emulation of wind turbines and flywheels for wind energy applications*”, EPE 2001.

20. Casadei D., M. Matteini, G. Serra, A. Tani, F. Blaabjerg, „*Direct Torque Control using Matrix Converters: Improvement of the Input Line Current Quality*”, EPE 2001.
21. Casadei D., Serra G., Tani A., „*Reduction of the Input Current Harmonic Content in Matrix Converters Under Input/Output Unbalance*”, IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol.45., No. 3., 1998.
22. Casadei D., Serra G., Tani A., „*A General Approach for the Analysis of the Input Power Quality in Matrix Converters*”, IEEE Transactions On Industrial Electronics'96.
23. Chang J., „*High Frequency AC-AC Converter Using 3-1 IBPMs and Adaptive Commutation*”, Proc.PESC'99, Vol.1, Charleston, USA, June 1999.
24. Chen S., G. Joós, „*A transformless STATCOM Based on Cascaded Multilevel Inverters with Low Switching Frequency Space Vector PWM*”, EPE 2001.
25. Citko T., Tunia H., „*Przemienniki częstotliwości metody analizy*”, Rozprawy naukowe Nr.21., Politechnika Białostocka, 1993.
26. Conraths H.J., „*Rotor-Controlled Generator Systems For Wind Energy Applications*”, EPE 2001.
27. Christensson Å., „*Switch-Effective Modulation Strategy for Matrix Converter*”, ENE'97, Vol. 4.
28. Dębowski L., Hartman M, „*Wykorzystanie maszyny indukcyjnej pierścieniowej jako generatora napędzanego ze zmienną prędkością obrotową*”, SENE'97.
29. Dobrucki B., Havrilla R., Dubovsky J., „*A Single-Phase Supplied Matrix Converter with Unity Power Factor*”, PEMC'98.
30. Domino A., Winiarski B., „*Nowy algorytm sterowania bezpośrednich przemienników częstotliwości*”, Prace Instytutu Elektrotechniki, Zeszyt 174, 1993.
31. Dupuis S., M. Crappe, J. Trecat, „*UPFC Modelisation and Optimal Location in Applications in Weak or Disturbed Networks*”, EPE 2001.
32. Edris A., „*FACTS Technology Development: An Update*”, IEEE Power Engineering Review, Vol.20, No.3, 2000.
33. Empringham L., Wheeler P.W., Clare J.C. „*Bi-Directional Switch Current Commutation for Matrix Converter Applications*”, PEMC'98.
34. Ferreira Pinto S., Silva J.F., „*Modeling, simulation and sliding mode control of matrix converters with sinusoidal input/output waveforms and near unity input power factor*”, Elektrimacs'99.
35. Ferreira Pinto S., J. Fernando Silva, „*Sliding Mode Control of Matrix Converters with Lead-Lag Power Factor*”, EPE 2001.
36. Frąckowiak L., Plenzler G., Szubert K., „*Układy energoelektroniczne do sterowania sieci przemysłowo-rozdzielczych*”, EZP 2000.
37. Galkin I., L. Ribickis, „*Control of reactive power by means of matrix converters*”, EPE 2001.

38. Gientkowski Z. „*Autonomiczne prądnicie indukcyjne o wzbudzeniu kondensatorowym i przekształtnikowym*”, Wydawnictwo Uczelniane ATR w Bydgoszczy, Bydgoszcz 1997.
39. Grzesiak L.M., Koczara K., Pośpiech P, „*Autonomiczne źródło energii elektrycznej prądu przemiennego z regulowaną prędkością prądnicy*”, SENE'97.
40. Gyugyi L., „*Unified power-flow control concept for flexible AC transmission systems*”, IEE Proceedings-C, Vol.139., No.4., 1992.
41. Джюджи Л., Б. Пелли, „*Силовые полупроводниковые преобразователи частоты*”, Масква ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ, 1983.
42. Helle L., S. Munk-Nielsen, „*A Novel Loss Reduced Modulation Strategy for Matrix Converters*”. PESC 2001.
43. Hideaki Fujita, Yasuhiro Watanabe, Hirofumi Akagi, „*Transient Analysis of a Unified Power Flow Controller, and its Application to Design of the DC-Link Capacitor*”, PESC'99.
44. Hingorani N., Gyugi L., „*Understanding FACTS. Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems.*”, IEEE Press, New York 2000.
45. Holmes D.G., „*A Unified Modulation Algorithm for Voltage and Current Source Inverters Based on ac-ac Matrix Converter Theory*”, IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 28., No. 1., 1992.
46. Huber L., Bojorević D., „*Space Vector Modulated Three-Phase to Three-Phase Matrix Converter with Input Power Factor Correction*”, IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 31., No. 6., 1995.
47. Jiang Y., Ekström Å., „*Optimal Controller for the Combination System of a UPFC and Conventional Series Capacitors*”, ENE'97.
48. Jun-Koo Kang, Hidehori Hara, Eiji Yamamoto, Eiji Watanabe, Ahmet M. Hava, Tsuneo Joe Kume, „*The Matrix Converter Drive Performance Under Abnormal Input Voltage Conditions*”, PESC 2001.
49. Kazerani M., „*A Direct AC/AC Converter Based on Current-Source Converter Modules*”, PESC 2001.
50. Klumpner Ch., F. Blaabjerg, P. Nielsen, „*Speeding-up the Maturation Process of the Matrix Converter Technology*”, PESC 2001.
51. Kobayashi K., Goto M., Wu Kai, Yokomizu y., Matsumura T., „*Power system stability improvement by energy storage type STATCOM*”, Power-Tech'04, Bologna.
52. Kobyłecki G., **Noculak A.**, Baran W., „*Dwubiegunowy impulsowy sterownik mocy o uniwersalnej strukturze*”, SENE'97.
53. Koczara W., „*Active filter and power flow control*”, SENE'01.
54. Lorenc J., G. Plencler, „*Zastosowanie zunifikowanego sterownika mocy do kompensacji prądów ziemnozwarciowych*”, EPN'98.

55. Lu B., Kazerani M., Ooi B.T., „Automatic Feedback Strategy for Regulation of Real and Reactive Power in Asynchronous Link Based on a Voltage-Source Matrix Converter”, Proc. PESC'97, Vol.2, St.Louis, USA, June 1997.
56. Ma T.T., „Enhancement of power transmission systems by using multiple UPFCs on evolutionary programming”, Power-Tech'04, Bologna.
57. Mahlein J., J. Igney, M. Braun, O. Simon, „Robust Matrix Converter Commutation without explicit Sign Measurement”, EPE 2001.
58. Mazumder S., Nayfeh A.H., Bojorevic D., „New sensorless control of three-phase bi-directional converter using space-vector modulation”, IEEE Transactions On Power Electronics'99.
59. Mohammad T.B., Hamill D.C., „A Classification Scheme for FACTS Controllers”, EPE'99.
60. Neft L.C., Schauder C.D., „Theory and design of a 3-hp matrix converter.” IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.28, No.3, 1992.
61. **Noculak A.**, „Wykorzystanie zintegrowanych modułów mocy w strukturze przemiennika matrycowego”, MITEL'2000.
62. **Noculak A.**, „Przekształtniki matrycowe przegląd algorytmów sterowania” Int. Workshop PEDC'99, Vol.2, Zielona Góra, December 1999.
63. **Noculak A.**, „Wykorzystanie przekształtnika matrycowego w układach elektroenergetycznych”, SENE'01.
64. **Noculak A.**, Cudziło M. „Wpływ zmian napięcia znamionowego sieci z 220/380 V na 230/400V na dokładność pomiaru indukcyjnych liczników czynnej energii elektrycznej”, MITEL'04.
65. **Noculak A.**, Cudziło M., „Wpływ odkształceń napięcia i prądu na błędy liczników energii czynnej”, MITEL'04.
66. **Noculak A.**, Jankowski M., „The influence of the supply parameters on the work of a matrix converter”, CPE'03 ,
67. **Noculak A.**, Kobyłecki G., „ Bezpośredni przemiennik częstotliwości z transformatorem wysokiej częstotliwości”, SENE'97.
68. Oyama Jun, Xiarong Xia, Tsuyoshi Higuchi, Koji Kuroki, Eiji Yamada, Takashi Koga, „A New On-line Gate circuit for Matrix Converter”, IPEC'95.
69. Oyama Jun, Xiarong Xia, Tsuyoshi Higuchi, Eiji Yamada, Takashi Koga, „Effects of the Filter on Matrix Converter Characteristics under a New Control Method”, SPEEDAM'96.
70. Oyama Jun, Xiarong Xia, Tsuyoshi Higuchi, Eiji Yamada, „Displacement Angle Control of Matrix Converter”, IEEE Transactions On Power Electronics 1997.
71. Pastos D.A., G.B. Giannakopoulos, N.A. Vovos, „Control System Design of Unified Power Flow Controller”, EPE 2001.

72. Patterson W. „*Transforming Electricity. The Coming Generation of Change*”, Earthscan Publications Ltd, London 1999.
73. Pawełek R., Mieński R., Wasiak I., „*Jakość energii elektrycznej – badania i ocena*”, Jakość energii elektrycznej w sieciach elektroenergetycznych w Polsce, Poznań, 2000.
74. Piróg S., „*Przekształtniki matrycowe*”, JUEE'98, Zeszyt 1.
75. Piróg S., „*Dynamika kompensatora STATCOM*”, SENE'01.
76. Plenzler G., „*Energoelektroniczne sterowanie przepływem mocy w liniach prądu przemiennego*”, SENE'97.
77. Porada R., M. Gwóźdź, L. Frąckowiak, „*Application of Linear Voltage and Current Sources In UPFC System*”, EPE 2001.
78. Porada R., M. Gwóźdź, L. Frąckowiak, „*Sterowanie elementami składowymi układu UPFC*”, SENE'01.
79. Puttonen P., M. Salo, H. Tuusa, „*Wind Power Plant Harmonics Reduction Using a Current-Source Inverter with a Controlled PWM Rectifier*”, EPE 2001.
80. Renz B.A., Keri A., Mehraban A.S., Schauder C., Stacey E., Kovalsky L., Gyugyi L., „*AEP Unified Power Flow Controller Performance*”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 14. No.4., 1998.
81. Różga J., Olesz M., „*Problemy z parametrami jakościowymi energii elektrycznej w sieci Energii Gdańskiej Kompanii Energetycznej S.A.*”, Jakość energii elektrycznej w sieciach elektroenergetycznych w Polsce, Poznań, 2000.
82. Rusiński J., Sozański K., Strzelecki R., „*Kompensatory aktywne w sieciach prądu przemiennego*”, Jakość energii elektrycznej w sieciach elektroenergetycznych w Polsce, Poznań, 2000.
83. Rząsa J., H. Supronowicz, „*Przekształtnik matrycowy AC/AC*”, PES-3, Kościelisko.
84. Rząsa J., H. Supronowicz, „*Modelowanie i symulacja przekształtnika matrycowego sterowanego według metody Venturini*”, MiS-1, Kościelisko, 2000.
85. Rząsa J., „*Wybrane sposoby kształtowania przebiegów czasowych prądów wejściowych i napięć wyjściowych przekształtników matrycowych*”, rozprawa doktorska, Warszawa 2001.
86. Sang-Joon Lee, Seung-Ki Sul, „*A New Series Voltage Compensator Scheme for the Unbalanced Utility Conditions*”, EPE 2001.
87. Saadate S., K. Belacheheb, „*Comparision of three basic control methods of mains compensation by means Unified Power Flow Controller (UPFC)*”, EPE 2001.
88. Saenz J.R., A. Tapia, G. Tapia, X. Ostolaza, I. Albizu, F. Perez-Hidalgo, M. Irazar, „*Reactive Power Regulation in Wind Farms: Control Strategies*”, EPE 2001.
89. Schauder C.D., Gyugyi L., Lund M.R., Hamai D.M., Rietman T.R., Torgerson D.R., Edris A., „*Operation of the Unified Power Flow Controller (UPFC) Under Practical Constraints*”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 13. No.2., 1998.

90. Schwegmann M., P.G. Kamp, B. Weis, „*Voltage Sourced Converter for HVDC Application*”, EPE 2001.
91. Shwehdi M.H., Mantawi A., Selim S., Al-Shehri A., „*Capacitors placement in distribution systems, a new formulation*”, Power-Tech'04, Bologna.
92. Smajek L., „*Jakość energii elektrycznej w Polsce – stan aktualny (Wyniki pomiarów jakości energii elektrycznej w krajowych sieciach rozdzielczych)*”, Jakość energii elektrycznej w sieciach elektroenergetycznych w Polsce, Poznań, 2000.
93. Strzelecki R., H. Supronowicz, „*Współczynnik mocy w systemach zasilania prądu przemiennego i metody jego poprawy*”, Oficyna Wydawnicza PW, Warszawa 2000
94. Strzelecki R., H. Supronowicz, „*Filtracja harmonicznych w sieciach zasilających prądu przemiennego*”, Wydawnictwo Adam Marszałek, Toruń 1998
95. Strzelecka N., Strzelecki R., **Noculak A.**, „*УНИФИЦИРОВАННЫЙ КОНТРОЛЕР ПОТОКА МОЩНОСТИ НА ОСНОВЕ МАТРИЧНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ*”, Kijów 2003
96. Strzelecka N., Fedyczak Z., **Noculak A.**, Strzelecki R., „*Modelowanie układów UPFC z przekształtnikami matrycowymi*”, Kościelisko'2000.
97. Strzelecki R., **Noculak A.**, H. Tunia, K. Sozański, Z. Fedyczak, „*UPFC with Matrix Converter*”, EPE 2001.
98. Strzelecki R., Benysek G., Bojarski J., „*Międzysystemowy sterownik przepływu mocy*”, SENE'01.
99. Strzelecki R., Benysek G., **Noculak A.**, „*Wykorzystanie urządzeń energoelektronicznych w systemie elektroenergetycznym*”, Przegląd Elektrotechniczny 2'2003.
100. Strzelecki R., Smereczyński P., Benysek G., „*Interline Power Flow Controllers – Energetic Properties*”, EPE – PEMC'04, Ryga
101. Szubert K., „*Praca UPFC w sieci niskiego napięcia*”, EPN'98.
102. Targosz R., „*Jakość energii elektrycznej – koszt ekonomiczny energii elektrycznej o niskiej jakości (perspektywy międzynarodowe)*”, Jakość energii elektrycznej w sieciach elektroenergetycznych w Polsce, Poznań, 2000.
103. Tenti P., Malesani L., Rossetto L., „*Optimum control of n-input k-output matrix converters*” IEEE Transactions On Power Electronics Vol. 7. No.4,1992.
104. Tuttas C., „*Power Flow Control of Series Compensated Transmission Lines with an UPFC*”, EPE'99.
105. Venturini M., Alesina A., „*The Generalised Transformer: A New Bidirectional Sinusoidal Waveform Frequency Converter With Continuously Adjustable Input power Factor*”, PESC'80
106. Watthanasarn C, Zhang L., Liang D.T.W., „*Analysis and DSP-based Implementation of Modulation Algorithms for AC-AC Matrix Converters*”, IEEE Transactions On Industrial Electronics 1996.

107. Wheeler P.W., Clare J.C., Katsis D., Podlesek T., Bland M.J., Empringham L., „*A 150 kV Vector Controlled Matrix Converter Induction Motor Drive*”, EPE – PEMC'04, Ryga
108. Wheeler P.W., Grant D.A., „*A low loss matrix converter for AC variable-speed drivers*”, ENE'93.
109. Xu L., V.G. Agelidis, E. Acha, „*Steady-State Operation Of HVDC Power Transmission System With Voltage-Source Converters And Simultaneous VAR Compensation*”, EPE 2001.
110. Zhang L., C. Wathansarn, W. Shepherd, „*Control of AC-AC Matrix Converters For Unbalanced and/or Distorted Supply Voltage*”, PESC 2001.
111. Ziegler M., Hoffman W., „*Implementation of a two steps commutated matrix converter*” IEEE Transactions On Power Electronics'99.
112. Zuckerberger A., Weinstock D., Alexandrovitz A., „*Simulation of three-phase matrix converters*”, PEMC'94.
113. Żuraw T., Magdziarz A., Żagan Z., „*Harmoniczne w elektroenergetycznych sieciach niskiego napięcia*”, Jakość energii elektrycznej w sieciach elektroenergetycznych w Polsce, Poznań, 2000.