

Politechnika Gdańska
Wydział Elektrotechniki i Automatyki

mgr inż. Krzysztof Blecharz

**STEROWANIE MASZYNĄ DWUSTRONNIE ZASILANĄ
PRACUJĄCĄ JAKO GENERATOR W ELEKTROWNI WIATROWEJ
PRZY ZMIANACH NAPIĘCIA SIECI ZASILAJĄCEJ**

Rozprawa doktorska

Promotor: prof. dr hab. inż. Zbigniew Krzemiński

Gdańsk 2008

SPIS TREŚCI

1.	WSTĘP	5
2.	ZAPADY NAPIĘCIA SIECI ZASILAJĄCEJ	12
3.	MODEL MATEMATYCZNY UKŁADU ELEKTROWNI WIATROWEJ Z MDZ	15
3.1.	Schemat modelu elektrowni wiatrowej	15
3.2.	Wektorowy model matematyczny MDZ	16
3.3.	Multiskalarne modele matematyczne MDZ	20
3.3.1.	Model typu „z”	21
3.3.1.1	Linearyzacja równań modelu multiskalarnego MDZ typu „z”	22
3.3.2.	Model typu „x”	23
3.3.2.1	Linearyzacja równań modelu multiskalarnego MDZ typu „x”	24
3.4.	Matematyczny model dwukierunkowego przekształtnika zasilającego wirnik MDZ	26
3.5.	Matematyczny model filtra sieciowego oraz systemu elektroenergetycznego	27
4.	UKŁADY STEROWANIA MASZYNĄ DWUSTRONNIE ZASILANĄ Z REGULATORAMI PI	28
4.1.	Układ regulacji mocy oparty na modelu multiskalarnym MDZ typu „z”	28
4.2.	Układ regulacji mocy oparty na modelu multiskalarnym typu „x”	30
5.	STEROWANIE ŚLIZGOWE	34
5.1.	Podstawy teoretyczne sterowania ślizgowego	34
5.2.	Ślizgowy regulator mocy MDZ	40
5.3.	Układ sterowania maszyną dwustronnie zasilaną z regulatorem ślizgowym i obserwatorem zmiennych multiskalarnych	47
6.	ESTYMACJA NIEMIERZONYCH ZMIENNYCH STANU	50
6.1.	Odtwarzanie prędkości obrotowej wirnika MDZ	50
6.2.	Estymacja strumienia wirnika i strumienia stojana MDZ	53
7.	WŁAŚCIWOŚCI MASZYN DWUSTRONNIE ZASILANEJ	55
7.1.	Właściwości dynamiczne maszyny dwustronnie zasilanej	55
7.2.	Obszar dopuszczalnej pracy generatorowej MDZ	59
7.3.	Reakcja MDZ na zapad napięcia sieci	61
8.	STEROWANIE PRZEKSZTAŁTNIKIEM ZASILAJĄCYM OBWÓD WIRNIKA MDZ	66
8.1.	Sterowanie mocą czynną i bierną MDZ	66
8.2.	Sterowanie przekształtnikiem maszynowym w trakcie zapadu napięcia sieci zasilającej	71
8.3.	Algorytm regulacji mocy przekształtnika sieciowego	76

8.4. Reakcja przekształtnika sieciowego na zapad napięcia sieci	77
9. BADANIA DYNAMIKI DZIAŁANIA UKŁADÓW REGULACJI MOCY MDZ	81
9.1. Warunki badań symulacyjnych i laboratoryjnych układów sterowania MDZ w normalnych warunkach pracy	81
9.2. Wyniki badań symulacyjnych i laboratoryjnych w normalnych warunkach pracy ...	82
10. BADANIA UKŁADÓW STEROWANIA MDZ PRZY ZMIANACH NAPIĘCIA SIECI ZASILAJĄCEJ	91
10.1. Warunki badań symulacyjnych i laboratoryjnych układów sterowania MDZ przy zmianach napięcia sieci	91
10.2. Wyniki badań symulacyjnych i laboratoryjnych układów sterowania MDZ przy zmianach napięcia sieci	93
11. PODSUMOWANIE I WNIOSKI	113
12. ZAŁĄCZNIKI	115
13. BIBLIOGRAFIA.....	122

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ I SKRÓTÓW

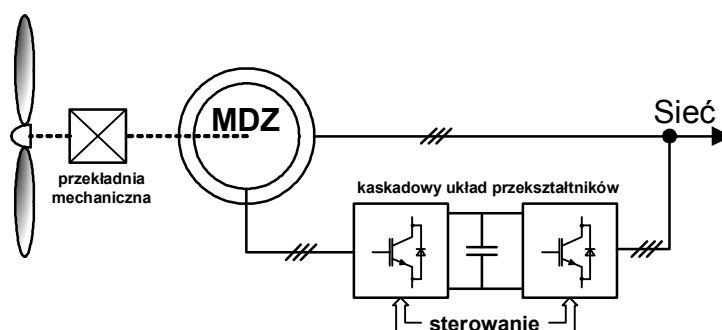
$\bar{i}_s, \bar{i}_s, \bar{i}_r, \bar{i}_r$	- wektor przestrzenny prądu stojana, wirnika
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	- wartości chwilowe prądów w poszczególnych fazach wirnika
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	- wartości chwilowe prądów w poszczególnych fazach stojana
$\bar{\Psi}_s, \bar{\Psi}_r$	- wektor przestrzenny strumienia stojana, wirnika
$\bar{u}_s, \bar{u}_r$	- wektor przestrzenny napięcia stojana, wirnika
σ	- całkowity współczynnik rozproszenia maszyny
t, τ	- czas, czas względny
ω_a	- prędkość wirowania układu współrzędnych
ω_m	- prędkość kątowna wirnika
σ_r, σ_s	- współczynnik rozproszenia uzwojeń wirnika, stojana maszyny
Ψ_{rx}, Ψ_{ry}	- składowe wektora strumienia skojarzonego wirnika w osi x, y
Ψ_{sx}, Ψ_{sy}	- składowe wektora strumienia skojarzonego stojana w osi x, y
f	- częstotliwość sieci
$ i_r , i_s $	- moduł wektora prądu wirnika, stojana
$ u_r , u_s $	- moduł wektora napięcia wirnika, stojana
i_{rx}, i_{ry}	- składowe wektora prądu wirnika w osi x, y
u_{rx}, u_{ry}	- składowe wektora napięcia wirnika w osi x, y
i_{sx}, i_{sy}	- składowe wektora prądu stojana w osi x, y
u_{sx}, u_{sy}	- składowe wektora napięcia stojana w osi x, y
i_{dr}, i_{dg}	- prądy w obwodzie pośredniczącym
J	- moment bezwładności
$L_{\sigma r}, L_{\sigma s}$	- indukcyjność rozproszenia uzwojenia wirnika, stojana
L_m	- indukcyjność wzajemna
L_R, L_S	- indukcyjność główna uzwojenia wirnika, stojana
m_1, m_2	- zmienne sterujące dla modelu multiskalarnego typu Z
m_{1x}, m_{2x}	- zmienne sterujące dla modelu multiskalarnego typu X
m_e	- moment elektromagnetyczny maszyny
m_o	- moment obciążenia, napędowy
p_s, q_s	- chwilowa moc czynna i bierna po stronie stojana
p_r, q_r	- chwilowa moc czynna i bierna po stronie wirnika
p_{gsc}	- chwilowa moc czynna na wyjściu przekształtnika sieciowego
R_R, R_S	- rezystancja uzwojenia wirnika, stojana
s	- poślizg
T_1, T_2, T_V	- stałe modelu maszyny zależne od parametrów
u_{1a}, u_{2a}	- nieliniowe sterowania dla modelu multiskalarnego typu X
u_{dc}	- napięcie w obwodzie pośredniczącym prądu stałego
$u_{f1}, u_{f2}, u_{i1}, u_{i2}$	- zmienne pomocnicze modelu multiskalarnego typu „z” MDZ
u_{r1}, u_{r2}	- nieliniowe sterowania dla modelu multiskalarnego typu Z
$u_{sf1}, u_{sf2}, u_{si1}, u_{si2}$	- zmienne pomocnicze modelu multiskalarnego typu „z” MDZ
w_σ	- współczynnik indukcyjności rozproszenia maszyny indukcyjnej
$x_{11}, x_{12}, x_{21}, x_{22}$	- zmienne multiskalarne modelu multiskalarnego typu „x” MDZ
$z_{11}, z_{12}, z_{21}, z_{22}$	- zmienne multiskalarne modelu multiskalarnego typu „z” MDZ
$\hat{z}_{12}, \hat{z}_{22}, \hat{z}_{21}$	- zmienne multiskalarne odtworzone w obserwatorze

SKRÓTY

FOC	ang. Field Oriented Control
DTC	ang. Direct Torque Control
DPC	ang. Direct Power Control
PCC	ang. Point of Common Coupling
SMC	ang. Sliding Mode Control
MDZ	Maszyna Dwustronnie Zasilana
FRT	ang. Fault Ride-Trougt

1. WSTĘP

Obecnie wykorzystywane rozwiązania techniczne dotyczące generatorów elektrycznych turbin wiatrowych umożliwiają pracę elektrowni wiatrowej zarówno przy stałej jak i przy zmiennej prędkości wału generatora. Jako generatory stosowane są różne typy maszyn elektrycznych. Do najbardziej popularnych rozwiązań należą układy z generatorami asynchronicznymi klatkowymi, generatorami synchronicznymi wielobiegunowymi oraz maszynami indukcyjnymi dwustronnie zasilanymi. Maszyna dwustronnie zasilana (MDZ) jest to maszyna indukcyjna pierścieniowa, której stojan podłączony jest bezpośrednio do sieci, natomiast wirnik zasilany jest poprzez przekształtnik energoelektroniczny umożliwiający dwukierunkowy przepływ energii (rys. 1.1).



Rys. 1.1. Maszyna dwustronnie zasilana pracująca jako generator w elektrowni wiatrowej

Wraz z tendencją do budowy generatorów charakteryzujących się dużymi mocami, powyżej 3MW, rozwiązania z zastosowaniem maszyn dwustronnie zasilanych zyskują na znaczeniu. Jest to spowodowane szeregiem zalet tego typu konstrukcji. Główną zaletą, która wyróżnia tego typu rozwiązania w stosunku do innych, jest moc przekształtnika zasilającego wirnik stanowiąca ok. 30% mocy znamionowej całej maszyny. Do innych zalet można zaliczyć możliwość pracy generatora w szerokim zakresie prędkości obrotowej wału maszyny. Praca generatora z poślizgiem w zakresie $s = \pm 0,3$, pozwala na ograniczenie naprężeń mechanicznych występujących na wale, przekładni mechanicznej oraz efektywne wykorzystanie turbiny wiatrowej [46].

Układ regulacji mocy generatora elektrowni wiatrowej powinien cechować się dobrymi właściwościami dynamicznymi oraz możliwością niezależnej regulacji mocy czynnej i biernej przy zachowanych parametrach jakości generowanej energii [59]. Prezentowane w literaturze struktury układów regulacji mocy można podzielić ze względu na rodzaj stosowanych metod sterowania. Do największej grupy struktur układów regulacji można zaliczyć rozwiązania

oparte na technice sterowania polowo zorientowanego (FOC) w różnych układach współrzędnych. W pracach [4, 5, 61, 62, 69, 91] niezależna regulacja mocy w obu torach zrealizowana została poprzez regulację składowych prądu wirnika w układzie zorientowanym względem strumienia skojarzonego stojana. Układy regulacji o innych właściwościach dynamicznych zaprezentowali autorzy publikacji [21, 33, 52, 53, 93] oraz [68, 77] wykorzystując możliwość regulacji składowych prądu wirnika w układach współrzędnych wirujących synchronicznie z wektorem napięcia sieci oraz wektorem strumienia wirnika.

Porównanie właściwości dynamicznych układów regulacji polowo zorientowanych w różnych układach współrzędnych zaprezentowano w [98].

W pracach [11, 12] autorka przedstawiła szereg struktur opartych na technice sterowania polowo zorientowanego. Do synchronizacji obwodu wirnika z układem odniesienia wirującym z wektorem napięcia stojana zastosowała regulator kąta pomiędzy wektorem sterującym a układem odniesienia. Innym zagadnieniem poruszonym w publikacjach [11, 12] jest wykorzystanie techniki zbiorów rozmytych do sterowania mocą MDZ.

Alternatywne podejście do sterowania mocą MDZ zaprezentowano w [2, 18, 82]. W pracach tych autorzy wykorzystując metodę bezpośredniego sterowania momentem (DTC) opracowali struktury układów regulacji bezpośredniej mocy czynnej i biernej MDZ (DPC).

Zastosowanie geometrii różniczkowej umożliwiło opracowanie nowych struktur układów regulacji opartych na metodzie sterowania nieliniowego.

W pracach [73, 74] autorzy zaproponowali strukturę regulacji mocy MDZ, gdzie za pomocą wewnętrznych sprzężeń od wektora stanu skompensowali nieliniowości równań opisujących sterowany obiekt, sprowadzając tym samym obiekt do postaci liniowej.

Odmienne podejście do zagadnienia sterowania nieliniowego zaprezentowano w pracy [42]. Autor przyjmując zmienne będące iloczynem skalarnym i wektorowym odpowiednich zmiennych stanu MDZ wyprowadził nowe równania dynamiki obiektu. Po zastosowaniu odsprężenia linearyzującego sprowadził obiekt do postaci liniowej. Cechą charakterystyczną tego typu sterowania jest niezależność zmiennych sterujących modelu multiskalarnego oraz zmiennych stanu od wyboru układu współrzędnych.

Wybierając inną postać zmiennych multiskalarnych autorzy pracy [30] opracowali nową strukturę układu regulacji mocy MDZ charakteryzującą się dobrymi właściwościami dynamicznymi.

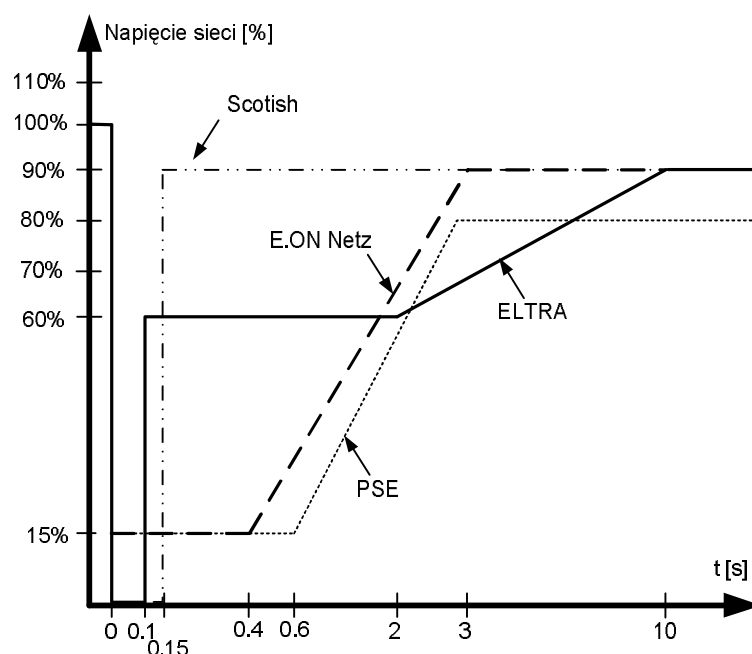
Pomimo licznych zalet, jakie mają układy generatorowe z maszyną dwustronnie zasilaną, rozwiązania te posiadają także wady. Zasadniczą wadą MDZ jest jej wrażliwość na zakłócenia napięcia zasilania stojana. Magnetyczne sprzężenie obwodów wirnika i stojana

maszyny powoduje przenoszenie zakłóceń napięcia sieci na stronę wirnika, a tym samym wpływa na działanie przekształtnika zasilającego wirnik generatora i może doprowadzić do jego uszkodzenia.

Najprostszą formą ochrony przekształtnika w chwili pojawienia się zakłócenia napięcia sieci jest automatyczne odłączenie generatora od sieci. Jednakże ten prosty sposób ochrony przekształtników w elektrowniach wiatrowych jest niekorzystny z punktu widzenia systemu elektroenergetycznego. Automatyczne odłączenie dużej liczby elektrowni wiatrowych na danym obszarze musi zostać skompensowane zwiększeniem mocy generowanej przez inne źródła. W przypadku braku możliwości zwiększenia mocy sytuacja ta może doprowadzić do zakłócenia rozptyłu mocy w systemie, pojawienia się kołysań mocy oraz zmian napięcia w różnych punktach sieci, a w skrajnych przypadkach do destabilizacji systemu [49].

Zwiększająca się stale liczba turbin wiatrowych instalowanych w systemach oraz wielkość mocy pozyskiwanej z wiatru wymusiła na operatorach sieci przesyłowych, zwłaszcza w krajach o dużej liczbie elektrowni wiatrowych, ustanowienie restrykcyjnych zasad przyłączania nowych jednostek turbin wiatrowych do systemu. Operatorzy sieci przesyłowych w trosce o niezawodność systemu i jakość przesyłanej energii elektrycznej opracowali przepisy [20, 26, 25, 71] zawierające warunki, które muszą zostać spełnione, aby elektrownia wiatrowa mogła być podłączona do systemu elektroenergetycznego w danym kraju.

Przepisy określają zakresy wahań napięcia i częstotliwości sieci, przy których elektrownia powinna być zdolna do pracy. Zawierają także wytyczne dotyczące kompensacji mocy biernej oraz regulacji mocy czynnej, jak również parametry jakości generowanej mocy. Wytyczne zawarte w przepisach dotyczą również sposobu reakcji układu sterowania generatora na wystąpienie zakłóceń napięcia sieci elektroenergetycznej. Z tego względu istotnym zagadnieniem jest opracowanie układu sterowania elektrownią wiatrową, który umożliwi krótkotrwałą ciągłą pracę generatora w chwilach wystąpienia zapadu napięcia sieci.



Rys. 1.2. Krzywe definiujące czas pozostania elektrowni wiatrowej w systemie w zależności od głębokości zapadu napięcia

Na rys. 1.2 zaprezentowano krzywe definiujące czas pozostania elektrowni wiatrowej w systemie, w zależności od głębokości zapadu napięcia oraz czasu jego trwania, na podstawie przepisów wybranych operatorów sieci przesyłowych. Operator niemieckich sieci przesyłowych [26] dysponujący największą łączną mocą zainstalowanych turbin wiatrowych w systemie wymaga, aby przy wystąpieniu zapadu napięcia do wartości 15% napięcia znamionowego elektrownia wiatrowa była zdolna do ciągłej pracy przez 400ms. Operator duński [25] wymaga natomiast ciągłej pracy generatora elektrowni przez okres 100ms nawet w przypadku całkowitego zaniku napięcia sieci. Najbardziej restrykcyjne wymagania zostały ustalone przez polskiego operatora sieci przesyłowych [71], który wymaga ciągłej pracy generatora przez 600ms.

Spełnienie warunków narzuconych przepisami poszczególnych operatorów umożliwia utrzymanie w systemie możliwie dużej liczby turbin wiatrowych. Zmniejsza to tym samym ryzyko wygenerowania dodatkowego zakłócenia lub destabilizacji systemu.

Przepisy określone przez poszczególnych operatorów sieciowych zostały zebrane i podane analizie w pracach [36, 50].

Duża czułość MDZ na zapady napięcia generowane w systemie elektroenergetycznym przyczyniła się do znacznego zainteresowania układami sterowania MDZ umożliwiającymi

ciągłą nieprzerwaną pracę generatora (FRT), czego dowodem są liczne publikacje na ten temat [22, 23, 51, 54, 57, 73, 84, 88, 102].

Głębokość zapadu napięcia w punkcie przyłączenia elektrowni wiatrowej do systemu ma duże znaczenie odnośnie przyjętego sposobu sterowania generatorem ze względu na maksymalną możliwą do wygenerowania przez przekształtnik wartość napięcia po stronie wirnika.

Prezentowane w literaturze analizy reakcji MDZ na zapady napięcia oraz rozwiązania układów sterowania MDZ można podzielić na dwie grupy w zależności od głębokości zapadów. Pierwsza grupa to rozwiązania bazujące na modyfikacjach struktur układów regulacji MDZ. Grupa ta dotyczy zapadów napięcia o małej głębokości. Druga grupa to układy oparte na rozwiązaniach sprzętowych z wykorzystaniem różnych typów łączników półprzewodnikowych. Rozwiązania te polegają na zwarcu wirnika MDZ poprzez dodatkową rezystancję w trakcie zapadu napięcia w celu ograniczenia dużych prądów wirnika.

Proponowane w literaturze rozwiązania sterowania dotyczą głównie drugiej grupy i są związane z różnymi wariantami konfiguracji układów sprzętowych, które umożliwiają ochronę nadnapięciową, nadprądową oraz podtrzymanie pracy generatora w przypadku głębokich zapadów.

Przegląd rozwiązań sprzętowych z charakterystyką poszczególnych układów został przedstawiony w pracy [54]. Przykładowe konfiguracje rozwiązań sprzętowych do ochrony przekształtnika maszynowego oraz wyniki badań symulacyjnych reakcji MDZ na zapad napięcia sieci prezentowane są w pracach [51, 56, 57]. Wartość dodatkowej rezystancji włączanej w obwód wirnika w czasie zapadu ma istotne znaczenie ze względu na maksymalne wartości prądów i napięć indukowanych na wirniku, jak również oscylacji momentu na wale generatora. Zagadnienie doboru dodatkowej rezystancji włączanej w trakcie zapadu w obwód wirnika zostało przedstawione w publikacjach [45, 66]. Algorytm sterowania łącznikami półprzewodnikowymi zabezpieczenia nadprądowego wirnika został przedstawiony w pracy [79].

Innym rozwiązaniem ochrony nadnapięciowej przekształtnika jest zastosowanie rezystora hamującego włączanego w obwód pośredniczący. Rozwiązanie to umożliwia rozproszenie nadmiaru energii w obwodzie pośredniczącym przekształtnika, której zmiana wywołana jest gwałtownym wzrostem prądu wirnika w czasie zapadu [28]. Jednakże ten sposób w przypadku dużych jednostek generatorowych jest trudny do realizacji ze względu na dużą wartość energii, która musi być rozproszona w krótkim przedziale czasowym.

Najlepszą ochronę przekształtnika w trakcie głębokich zapadów napięcia sieci zapewniają rozwiązania sprzętowe, których działanie opiera się na metodach ochrony przedstawionych powyżej oraz połączeniu działania dodatkowych układy tłumienia strumienia stojana generatora [23, 28].

Głównym celem sterowania MDZ w trakcie wystąpienia płytkiego zapadu napięcia na stojanie generatora jest ograniczenie prądów wirnika oraz tłumienie oscylacji strumienia magnesującego w maszynie. Umożliwia to ograniczenie oscylacji w przebiegach mocy wyjściowych generatora, a tym samym pozwala na aktywne oddziaływanie elektrowni wiatrowej w kierunku stabilizacji napięcia na przyłączy generatora poprzez dostarczanie mocy biernej.

W pracy [84] autorzy przedstawili wyniki badań symulacyjnych działania układu regulacji mocy MDZ bazującego na metodzie sterowania wektorowego w układzie współrzędnych zorientowanym względem strumienia stojana. W badanym układzie regulacji modyfikacji poddawali oni ograniczenia składowych prądu wirnika w chwili zapadu napięcia sieci.

W pracy [102] autorzy poddali analizie i porównali reakcję na płytki zapad napięcia dwa układy regulacji mocy MDZ oparte na metodzie sterowania wektorowego w układzie współrzędnych zorientowanym względem strumienia stojana i napięcia sieci. Zaproponowali oni modyfikację struktur układów regulacji polegające na zastosowaniu dodatkowych odsprężeń w torach regulacji mocy, uwzględniając dynamikę zmiany prądu magnesującego w czasie zapadu. Zastosowanie dodatkowych odsprężeń w układach poprawiło tłumienie oscylacji strumienia stojana oraz kontrolę prądów wirnika w stanie przejściowym.

Lepsze właściwości dynamiczne układu sterowania MDZ w czasie zapadu napięcia w stosunku do klasycznych rozwiązań układów polowo zorientowanych zaprezentowali autorzy pracy [73]. Zaproponowali oni algebraiczną transformację nieliniowego obiektu sterowania do równoważnego obiektu liniowego za pomocą sprzężeń zwrotnych od wektora stanu.

Zakres literatury dotyczący sposób sterowania MDZ w trakcie płytkich zapadów napięcia sieci nie jest obszerny. Autorowi niniejszego opracowania nie są znane publikacje zawierające wyniki badań reakcji MDZ z układem sterowania multiskalarnego na wystąpienie zapadu napięcia sieci zasilającej. Dotychczas nie została opracowana struktura sterowania MDZ wykorzystująca metodę sterowania multiskalarnego, która umożliwiłaby tłumienie oscylacji strumienia stojana oraz kontrolę prądów wirnika przy wystąpieniu płytkiego zapadu napięcia sieci a tym samym ciągłą nieprzerwaną pracę generatora.

Cel i zakres pracy

Celem rozprawy jest symulacyjne i eksperymentalne zbadanie reakcji maszyny dwustronnie zasilanej pracującej jako generator w elektrowni wiatrowej na wystąpienie zapadu napięcia po stronie sieci oraz opracowanie struktury bezczujnikowego układu regulacji mocy generatora. Przyjęto następujące założenia: układ sterowania powinien charakteryzować się dobrymi właściwościami dynamicznymi, możliwością niezależnej regulacji mocy czynnej i biernej oraz kontrolą prądów wirnika w stanach przejściowych wywołanych zapadem napięcia.

TEZA:

Zastosowanie sterowania nieliniowego oraz struktury układu regulacji opartej na zależnościach modelu multiskalarnego MDZ umożliwia ograniczenie oscylacji w przebiegach mocy wyjściowych generatora będących efektem zapadu napięcia, a tym samym pozwala na zwiększenie zakresu ciągłej pracy układu w czasie zakłócenia napięcia sieci.

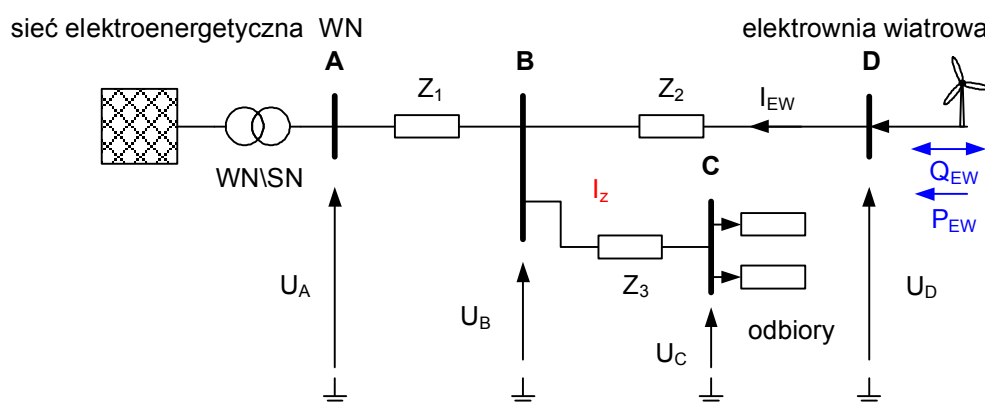
Zakres pracy obejmuje:

- opracowanie struktury układu regulacji mocy opartej na zależnościach modelu multiskalarnego maszyny dwustronnie zasilanej spełniającej przyjęte powyżej założenia,
- przeprowadzenie badań symulacyjnych dynamiki działania zaproponowanych układów regulacji,
- przeprowadzenie badań symulacyjnych dotyczących sposobu reakcji MDZ z opracowanymi układami regulacji na wystąpienie zapadu napięcia po stronie sieci,
- opracowanie sterownika tyrystorowego do wymuszania zapadów napięcia,
- weryfikację laboratoryjną opracowanych struktur układów regulacji oraz zaproponowanych rozwiązań układowych.
- badania laboratoryjne reakcji MDZ wraz z układem regulacji na występowanie zapadów napięcia na zaciskach generatora.

2. ZAPADY NAPIĘCIA SIECI ZASILAJĄCEJ

Elektrownie wiatrowe pracujące w systemie elektroenergetycznym jako pojedyncze jednostki generacyjne jak i zgrupowane w farmach wiatrowych narażone są na szereg zakłóceń występujących w systemie jak również mogą być ich przyczyną. Do najczęściej występujących zakłóceń w pracy systemu elektroenergetycznego należą zwarcia. Bezpośrednim efektem zwarć są spadki napięcia na elementach sieci przesyłowej i występowanie zapadów napięcia w węzłach systemu. Zapad napięcia zasilającego, zgodnie z definicją zawartą w polskiej normie [60], jest to gwałtowne obniżenie się napięcia zasilającego do wartości zawartej w przedziale od 90% do 1% napięcia deklarowanego, po którym, w krótkim czasie, następuje wzrost napięcia do poprzedniej wartości. Czas trwania zapadu definiowany jest umownie od pół okresu napięcia do 1 minuty.

Elektrownie wiatrowe lub farmy wiatrowe przyłączane są do systemu elektroenergetycznego poprzez linie średniego napięcia lub linie przesyłowe. Najczęściej stosowanym układem pracy linii rozdzielczych jest promieniowa konfiguracja układu połączeń [46]. Uproszczony schemat układu przedstawiono na rys. 2.1.



Rys. 2.1. Elektrownia wiatrowa pracująca w systemie elektroenergetycznym w promieniowej konfiguracji układu połączenia, normalne warunki pracy, schemat uproszczony

Lokalizacja miejsc, w których umieszczane są elektrownie wiatrowe, determinowana jest warunkami wietrznymi, jakie panują na danym obszarze. Najczęściej elektrownie wiatrowe sytuowane są na obszarach o dużej wietrzności. Z reguły są to tereny słabo zaludnione ze słabo rozwiniętą siecią rozdzielczą. Przyłączenie elektrowni, farmy wiatrowej do określonego węzła systemu sieci skutkuje zmianami rozptyłu mocy na danym obszarze systemu, a zatem zmianami poziomów napięć w sąsiednich węzłach. W celu ograniczenia zmian napięcia w węzłach systemu wywołanych zmianami mocy generowanej

przez elektrownię wiatrową każda nowo przyłączana elektrownia musi spełniać określone warunki [46].

W normalnych warunkach pracy układu (rys. 2.1) napięcie na szynie **D** można wyrazić za pomocą zależności:

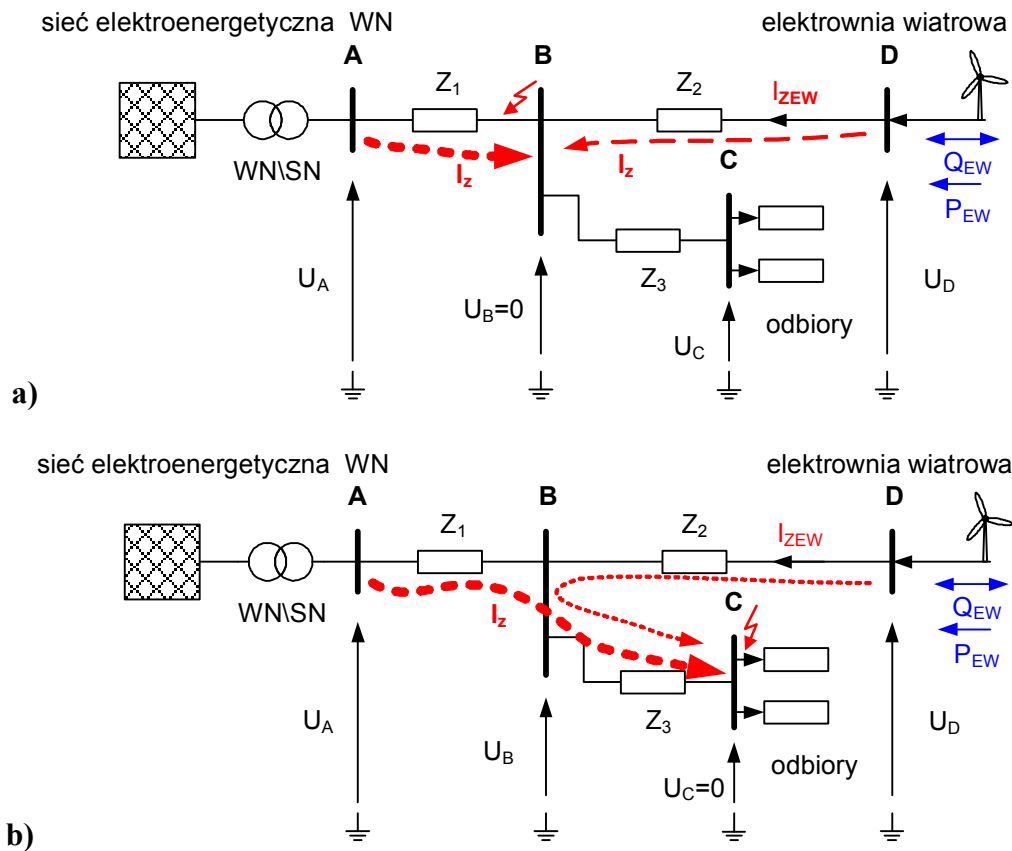
$$\bar{U}_D = \bar{U}_A - \bar{I}_{AB}Z_1 + \bar{I}_{EW}Z_2, \quad (2.1)$$

gdzie: $\mathbf{I}_{AB}$ – prąd płynący pomiędzy szynami **A** i **B**, $\mathbf{I}_{EW}$ - prąd elektrowni wiatrowej.

Wystąpienie zwarcia w systemie w sposób oczywisty zakłóca rozływ prądów w układzie jak również poziomy napięć na poszczególnych szynach systemowych. Przyjmując jako kryterium odległość pomiędzy miejscem zwarcia a punktem przyłączenia elektrowni wiatrowej do systemu zwarcia można podzielić na bliskie oraz dalekie.

Miejsce zwarcia ma istotne znaczenie z uwagi na głębokość oraz czas trwania zapadu napięcia na szynie zbiorczej **D**, do której podłączona jest elektrownia lub farma wiatrowa.

Na rys. 2.2 zaprezentowano dwa przypadki wystąpienia zwarć w różnych punktach systemu.



Rys. 2.2. Elektrownia wiatrowa pracująca w systemie elektroenergetycznym w promieniowej konfiguracji układu połączenia, stany awaryjne pracy, schemat uproszczony: zwarcie bliskie a), zwarcie odległe b)

Powstanie zwarcia w sieci „blisko” punktu przyłączenia elektrowni wiatrowej do systemu, z uwagi na wielkość prądów zwarciovych, jest najbardziej niekorzystne i wywołuje zapady napięcia o największej głębokości. Sytuacja ta została zilustrowana na rys. 2.2 a).

Trójfazowe zwarcie w pobliżu szyny zbiorczej B wywołuje przepływ dużych prądów zwarciovych, głębokość zapadu napięcia na szynie zbiorczej **D** może być duża i napięcie może obniżyć się do wartości bliskiej zeru.

$$\bar{U}_B = \bar{U}_D \approx 0. \quad (2.2)$$

Pośredni wpływ na poziom napięcia U_D ma impedancja linii przesyłowej pomiędzy szynami **B** i **D**, przy dużej wartości impedancji Z_2 napięcie w punkcie połączenia elektrowni wiatrowej do systemu można określić zależnością:

$$\bar{U}_D = \bar{I}_{ZEW} Z_2. \quad (2.3)$$

Wystąpienie zwarcia w sieci w dużej odległości od punktu przyłączenia elektrowni wiatrowej do systemu może wywołać zapady napięcia o mniejszej głębokości. Zdarzenie to zostało zaprezentowane na rys. 2.2 b). Zwarcie w pobliżu szyny zbiorczej C powoduje zmianę poziomu napięcia na szynie zbiorczej B. Zakładając, że w trakcie zwarcia prąd płynący od strony systemu (szyna A) jest znacznie większy niż prąd zwarciovym generowany przez elektrownię wiatrową (szyna D), $I_Z \gg I_{ZEW}$, to $U_B = U_D$ i napięcie na przyłączy elektrowni wyrażone jest następująco:

$$\bar{U}_B = \frac{\bar{U}_A Z_3}{Z_1 + Z_3}. \quad (2.4)$$

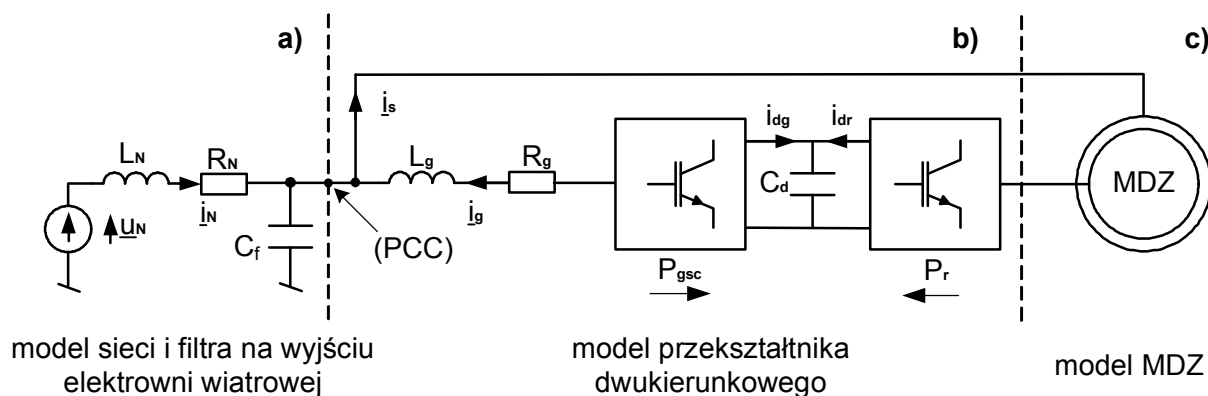
Poza odległością miejsca wystąpienia awarii w systemie istotne znaczenie na głębokość i kształt zapadu napięcia ma rodzaj zwarcia, jakie zaistniało w układzie. Klasyfikacja oraz geneza różnych typów zwarć została obszernie przedstawiona w [13].

3. MODEL MATEMATYCZNY UKŁADU ELEKTROWNI WIATROWEJ Z MDZ

3.1. Schemat modelu elektrowni wiatrowej

Model matematyczny układu elektrowni wiatrowej opracowano pod kątem badania dynamiki działania układów regulacji mocy MDZ oraz analizy reakcji generatora w przypadku wystąpienia zapadu napięcia w punkcie przyłączenia elektrowni do systemu (PCC).

Przyjęte w trakcie projektowania modelu założenia upraszczające są wynikiem kompromisu pomiędzy dokładnością otrzymywanych wyników, szybkością działania opracowanego algorytmu oraz celami badawczymi. Przyjęty schemat elektrowni wiatrowej przedstawiono na rys. 3.1 [7].



Rys. 3.1. Schemat modelu elektrowni wiatrowej: model sieci i filtra na wyjściu elektrowni a); model przekształtnika dwukierunkowego b); model MDZ c)

Poszczególne elementy składowe modelu elektrowni wiatrowej zostały wyodrębnione na rysunku linią przerywaną i oznaczone kolejnymi literami alfabetu.

Z uwagi na znaczne różnice w wielkości stałych czasowych poszczególnych podsystemów składowych układu elektrowni wiatrowej oraz w charakterze badanych zjawisk, w przyjętym modelu elektrowni wiatrowej nie uwzględniono modelu wiatru oraz części aerodynamicznej turbiny wiatrowej. Pominięto także nadrzędny układ regulacji mocy odpowiedzialny za maksymalizację energii pozyskiwanej z wiatru.

3.2. Wektorowy model matematyczny MDZ

Maszyna asynchroniczna składa się z nieruchomego stojana i ruchomego wirnika oraz uzwojeń. Symetrycznie rozmieszczone uzwojenia umieszczone na stojanie i wirniku tworzą sprzężony obwód magnetyczny. W wyniku przepływu prądów w stojanie i wirniku pomiędzy uzwojeniami zachodzi dynamiczna reakcja. Powoduje ona powstawanie sił wywołujących moment elektromagnetyczny pomiędzy wirnikiem a stojanem.

W zależności od przyjętego rozwiązania konstrukcyjnego maszyna asynchroniczna może być wykonana w dwóch odmianach: maszyna z wirnikiem zwartym (maszyna klatkowa) lub z wirnikiem, którego uzwojenia dołączone są do pierścieni ślizgowych (maszyna pierścieniowa).

W wyniku dużej złożoności zjawisk fizycznych, jakie zachodzą w czasie pracy trójfazowej maszyny asynchronicznej, opis matematyczny procesów przemiany energii w postaci równań różniczkowych wyrażonych we współrzędnych fazowych jest bardzo skomplikowany. Równań w tej postaci nie wykorzystuje się bezpośrednio do syntezy układów regulacji maszyny. W celu ułatwienia analizy elektromagnetycznych procesów przetwarzania energii w maszynie przyjmuje się szereg założeń upraszczających model matematyczny [42, 94]:

- uzwojenia fazowe są symetryczne,
- rozkład uzwojeń fazowych na obwodzie stojana i wirnika jest ciągły,
- obwody magnetyczne są symetryczne,
- szczelina powietrzna jest równomierna,
- rozkład pola w szczelinie jest sinusoidalny,
- pomija się wpływ anizotropii, nasycenia magnetycznego,
- pomija się zjawiska histerezy i prądów wirowych,
- pomija się zjawisko wypierania prądów,
- indukcyjności rozproszeń są stałe,
- reaktancje i rezystancje uzwojeń przyjmuje się jako stałe
- nie uwzględnia się pojemności pomiędzy zwojami i fazami,
- nie występuje deformacja pola magnetycznego na brzegach obwodu magnetycznego i w szczelinach wentylacyjnych pakietów blach.

Po przyjęciu powyżej przedstawionych założeń upraszczających oraz zastosowaniu definicji wektora przestrzennego zaproponowanej w pracy [41] równania różniczkowe modelu maszyny asynchronicznej w postaci wektorowej przyjmują następującą postać:

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\Psi}_s}{d\tau} + j\omega_a \bar{\Psi}_s, \quad (3.1)$$

$$\bar{u}_r = R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\Psi}_r}{d\tau} + j(\omega_a - \omega_m) \bar{\Psi}_r, \quad (3.2)$$

$$J \frac{d\omega_m}{d\tau} = \text{Im} \left[\bar{\Psi}_s^* \bar{i}_s \right] - m_0, \quad (3.3)$$

gdzie: $\bar{\Psi}_s, \bar{\Psi}_r$ – wektory przestrzenne strumieni stojana i wirnika, $\bar{i}_r, \bar{i}_s$ – wektory przestrzenne prądów stojana i wirnika, $\bar{u}_s, \bar{u}_r$ – wektory przestrzenne napięć stojana i wirnika, R_s, R_r – rezystancje uzwojeń stojana i wirnika, τ – czas względny, ω_m – prędkość kątowna wirnika, ω_a – prędkość kątowna wirowania układu odniesienia, J – moment bezwładności wirnika, m_0 – moment oporowy (lub napędowy) występujący na wale maszyny.

W prezentowanych powyżej równaniach wszystkie wielkości wyrażone są w jednostkach względnych (Załącznik A). Bezpośredni pomiar prądów i napięć maszyny odbywa się w układach współrzędnych związanych ze stojanem lub wirnikiem, a następnie wielkości te są transformowane do odpowiedniego układu odniesienia.

Równania opisujące zależność strumieni magnetycznych od prądów stojana i wirnika wyrażone są w postaci:

$$\bar{\Psi}_s = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r, \quad (3.4)$$

$$\bar{\Psi}_r = L_r \bar{i}_r + L_m \bar{i}_s, \quad (3.5)$$

gdzie: L_s, L_r, L_m indukcyjności stojana, wirnika oraz indukcyjność wzajemna.

Równania te pozwalają na wyeliminowanie dwóch zmiennych wektorowych z równań maszyny (3.1) - (3.3).

Na potrzeby analizy i syntezy układów regulacji maszyny dwustronnie zasilanej wyprowadzono dwa zestawy równań opisujących dynamikę maszyny posługując się dwoma parami wektorów.

Równania różniczkowe dla składowych wektorów prądu wirnika $\bar{i}_R$ oraz strumienia stojana $\bar{\Psi}_S$ przybierają następującą postać [42]:

$$\frac{d\Psi_{sx}}{d\tau} = -\frac{R_S}{L_S}\Psi_{sx} + R_S\frac{L_m}{L_S}i_{rx} + \omega_a\Psi_{sy} + u_{sx}, \quad (3.6)$$

$$\frac{d\Psi_{sy}}{d\tau} = -\frac{R_S}{L_S}\Psi_{sy} + R_S\frac{L_m}{L_S}i_{ry} - \omega_a\Psi_{sx} + u_{sy}, \quad (3.7)$$

$$\frac{di_{rx}}{d\tau} = -\frac{L_S^2R_r + L_m^2R_S}{L_S w_\sigma}i_{rx} + \frac{R_S L_m}{L_S w_\sigma}\Psi_{sx} + (\omega_a - \omega_m)i_{ry} + \frac{L_m}{w_\sigma}\omega_r\Psi_{sy} + \frac{L_s}{w_\sigma}u_{rx} - \frac{L_m}{w_\sigma}u_{sx}, \quad (3.8)$$

$$\frac{di_{ry}}{d\tau} = -\frac{L_S^2R_r + L_m^2R_S}{L_S w_\sigma}i_{ry} + \frac{R_S L_m}{L_S w_\sigma}\Psi_{sy} - (\omega_a - \omega_m)i_{rx} - \frac{L_m}{w_\sigma}\omega_r\Psi_{sx} + \frac{L_s}{w_\sigma}u_{ry} - \frac{L_m}{w_\sigma}u_{sy}, \quad (3.9)$$

$$\frac{d\omega_m}{d\tau} = \frac{L_m}{JL_S}(\Psi_{sx}i_{ry} - \Psi_{sy}i_{rx}) - \frac{1}{J}m_o, \quad (3.10)$$

Inną postać równania przyjmują dla składowych wektorów prądu stojana $\bar{i}_S$ oraz strumienia wirnika $\bar{\Psi}_R$ i są określone następująco:

$$\frac{d\Psi_{rx}}{d\tau} = (\omega_a - \omega_m)\Psi_{ry} - \Psi_{rx}\frac{R_R}{L_R} + \frac{R_R L_m}{L_R}i_{sx} + u_{rx}, \quad (3.11)$$

$$\frac{d\Psi_{ry}}{d\tau} = -(\omega_a - \omega_m)\Psi_{rx} - \frac{R_R}{L_R}\Psi_{ry} + \frac{R_R L_m}{L_R}i_{sy} + u_{ry}, \quad (3.12)$$

$$\frac{di_{sx}}{d\tau} = -\frac{R_S L_R^2 + R_R L_m^2}{w_\sigma L_R}i_{sx} + \frac{R_R L_m}{w_\sigma L_R}\Psi_{rx} + \omega_a i_{sy} + \frac{L_m}{w_\sigma}\omega_m\Psi_{ry} + \frac{L_R}{w_\sigma}u_{sx} - \frac{L_m}{w_\sigma}u_{rx}, \quad (3.13)$$

$$\frac{di_{sy}}{d\tau} = -\frac{R_S L_R^2 + R_R L_m^2}{w_\sigma L_R}i_{sy} + \frac{R_R L_m}{w_\sigma L_R}\Psi_{ry} - \omega_a i_{sx} - \frac{L_m}{w_\sigma}\omega_m\Psi_{rx} + \frac{L_R}{w_\sigma}u_{sy} - \frac{L_m}{w_\sigma}u_{ry}, \quad (3.14)$$

$$\frac{d\omega_m}{d\tau} = \frac{L_m}{JL_R}(\Psi_{rx}i_{sy} - \Psi_{ry}i_{sx}) - \frac{1}{J}m_o, \quad (3.15)$$

Równania (3.6) - (3.10) jak i (3.11) - (3.15) opisują dynamikę maszyny w prostokątnym układzie współrzędnych xy wirującym z dowolną prędkością kątową ω_a . Dla uproszczenia zapisu przyjęto następujące oznaczenia [42]:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_R L_S} = \frac{L_R L_S - L_m^2}{L_R L_S}, \quad (3.16)$$

$$w_\sigma = \sigma L_R L_S = L_R L_S - L_m^2, \quad (3.17)$$

gdzie σ oznacza całkowity współczynnik rozproszenia Blondell'a.

Powyższe układy równań różniczkowo-algebraicznych stanowią podstawę do wyznaczania zależności dla wybranych modeli multiskalarnych maszyny asynchronicznej.

3.3. Multiskalarne modele matematyczne MDZ

Sposób opisu dynamiki maszyn asynchronicznych z wykorzystaniem nieliniowych zależności będących iloczynem skalarnym i wektorowym zmiennych stanu wektorowego modelu matematycznego maszyny dwustronnie zasilanej zaproponowany został w [42]. Ten sposób opisu dynamiki maszyny dwustronnie zasilanej umożliwia uniezależnienie nowych zmiennych stanu od układu współrzędnych. Zmienne stanu oraz zmienne sterujące są zależne tylko od długości pary wektorów opisujących dynamikę maszyny oraz kąta zawartego pomiędzy nimi.

Do wyprowadzenia równań modelu multiskalarnego maszyny niezbędne są dwie dowolne wielkości ze zbioru dostępnych elektromagnetycznych zmiennych stanu maszyny dwustronnie zasilanej:

$$\bar{x}_E = \{\bar{\Psi}_R, \bar{\Psi}_S, \bar{\Psi}_M, \bar{i}_r, \bar{i}_s, \bar{i}_m\}$$

Uwzględniając fakt, że zbiór x_E liczy 6 elementów, to liczba kombinacji możliwych do uzyskania par wektorów utworzonych z elementów tego zbioru przy założeniu braku powtórzeń wynosi 15.

W trakcie poszukiwań struktur układów regulacji mocy MDZ opartych na zależnościach modeli multiskalnych autor rozprawy przeanalizował 6 z 15 możliwych do uzyskania modeli. Nie brano pod uwagę liniowych kombinacji par wektorów zbioru x_E z uwagi na nieskończoną liczbę dostępnych rozwiązań. Wyprowadzone w trakcie analizy zależności dla poszczególnych modeli multiskalnych MDZ zawarto w załączniku E. Podjęto także próby wyprowadzenia zależności na moc czynną i bierną MDZ wyrażone za pomocą określonych zmiennych multiskalnych.

Na podstawie przeprowadzonej analizy poszczególnych modeli jak również wyrażen na moce MDZ można stwierdzić, że tylko w dwóch przypadkach możliwa jest synteza układu regulacji mocy według rozwiązania zaproponowanego w [42].

W pozostałych przypadkach we wzorach opisujących moc czynną i bierną po stronie stojana przy pomocy zmiennych multiskalnych pojawiają się wyrażenia na moc czynną i bierną wirnika lub zmienne, których wartość bezpośrednio zależy od długości lub położenia wektora napięcia wirnika.

3.3.1. Model typu „z”

Model multiskalarny typu „z” maszyny dwustronnie zasilanej powstaje w wyniku przyjęcia zmiennych stanu zależnych od wartości wektorów strumienia stojana i prądu wirnika oraz kąta zawartego pomiędzy tymi wektorami. Zmienne przyjmują postać:

$$z_{11} = \omega_r, \quad (3.18)$$

$$z_{12} = \Psi_{sx} i_{ry} - \Psi_{sy} i_{rx}, \quad (3.19)$$

$$z_{21} = \Psi_s^2, \quad (3.20)$$

$$z_{22} = \Psi_{sx} i_{rx} + \Psi_{sy} i_{ry}. \quad (3.21)$$

Wyznaczając pochodne zmiennych multiskalnych z wykorzystaniem równań wektorowego modelu matematycznego maszyny (3.6) - (3.10) uzyskuje się układ nieliniowych równań różniczkowych modelu multiskalarnego [42]:

$$\frac{dz_{11}}{d\tau} = \frac{L_m}{JL_s} z_{12} - \frac{1}{J} m_0, \quad (3.22)$$

$$\frac{dz_{12}}{d\tau} = -\frac{1}{T_v} z_{12} + z_{11} z_{22} + \frac{L_m}{w_\sigma} z_{11} z_{21} + \frac{L_s}{w_\sigma} u_{r1} - \frac{L_m}{w_\sigma} u_{sf1} + u_{si1}, \quad (3.23)$$

$$\frac{dz_{21}}{d\tau} = -2 \frac{R_s}{L_s} z_{21} + 2 \frac{R_s L_m}{L_s} z_{22} + 2 u_{sf2}, \quad (3.24)$$

$$\frac{dz_{22}}{d\tau} = -\frac{1}{T_v} z_{22} + \frac{R_s L_m}{L_s w_\sigma} z_{21} + \frac{R_s L_m}{L_s} \frac{z_{12}^2 + z_{22}^2}{z_{21}} - z_{11} z_{12} + \frac{L_s}{w_\sigma} u_{r2} - \frac{L_m}{w_\sigma} u_{sf2} + u_{si2}, \quad (3.25)$$

gdzie:

$$u_{r1} = u_{ry} \Psi_{sx} - u_{rx} \Psi_{sy}, \quad (3.26)$$

$$u_{r2} = u_{rx} \Psi_{sx} + u_{ry} \Psi_{sy}, \quad (3.27)$$

$$u_{sf1} = u_{sy} \Psi_{sx} - u_{sx} \Psi_{sy}, \quad (3.28)$$

$$u_{sf2} = u_{sx} \Psi_{sx} + u_{sy} \Psi_{sy}, \quad (3.29)$$

$$u_{si1} = u_{sy} i_{rx} - u_{sx} i_{ry}, \quad (3.30)$$

$$u_{si2} = u_{sx} i_{rx} + u_{sy} i_{ry}. \quad (3.31)$$

$$T_v = \frac{L_s w_\sigma}{L_s^2 R_r + L_m^2 R_s + w_\sigma R_s} \quad (3.32)$$

3.3.1.1 Linearyzacja równań modelu multiskalarnego MDZ typu „z”

Układ równań różniczkowych w postaci (3.22) - (3.25) składa się z dwóch równań liniowych (3.22), (3.24) oraz dwóch równań nieliniowych (3.23), (3.25), w których występują iloczyny zmiennych multiskalarnych oraz zmienne sterujące. Ze względu na nieliniowy charakter równań opisujących dynamikę zmiennych stanu obiektu w układach regulacji, nie wykorzystuje się bezpośrednio klasycznych regulatorów PI. Niezbędne jest zastosowanie techniki umożliwiającej linearyzację równań obiektu sterowania.

W pracy [42] zaproponowano wykorzystanie sprzężeń linearyzujących w postaci:

$$u_{r1} = \frac{w_\sigma}{L_s} \left[-z_{11} \left(z_{22} + \frac{L_m}{w_\sigma} z_{21} \right) + \frac{L_m}{w_\sigma} u_{sf1} - u_{si1} + \frac{1}{T_v} m_1 \right], \quad (3.33)$$

$$u_{r2} = \frac{w_\sigma}{L_s} \left[-\frac{R_s L_m}{L_s w_\sigma} z_{21} - \frac{R_s L_m}{L_s} \frac{z_{12}^2 + z_{22}^2}{z_{21}} + z_{11} z_{12} + \frac{L_m}{w_\sigma} u_{sf2} - u_{si2} + \frac{1}{T_v} m_2 \right], \quad (3.34)$$

gdzie: m_1 i m_2 są nowymi zmiennymi sterującymi, natomiast u_{r1} , u_{r2} oznaczają nieliniowe sterowania.

Zastosowanie sprzężeń linearyzujących umożliwiło kompensację nieliniowych składników równań (3.23) i (3.25).

W wyniku przekształcenia zależności (3.26) i (3.27) otrzymuje się składowe napięcia wirnika z:

$$u_{rx} = \frac{u_{r1} \Psi_{sy} + u_{r2} \Psi_{sx}}{z_{21}}, \quad (3.35)$$

$$u_{ry} = \frac{u_{r2} \Psi_{sy} - u_{r1} \Psi_{sx}}{z_{21}}. \quad (3.36)$$

3.3.2. Model typu „x”

Przyjmując zmienne multiskalarne będące wynikiem iloczynu wektorowego i skalarne wektorów strumienia wirnika i prądu stojana otrzymuje się zmienne stanu modelu typu „x”, gdzie [42]:

$$x_{11} = \omega_r, \quad (3.37)$$

$$x_{12} = \Psi_{rx} i_{sy} - \Psi_{ry} i_{sx}, \quad (3.38)$$

$$x_{21} = \Psi_R^2, \quad (3.39)$$

$$x_{22} = \Psi_{rx} i_{sx} + \Psi_{ry} i_{sy}. \quad (3.40)$$

Podobnie jak w przypadku zmiennych modelu typu „z” obliczenie pochodnych zmiennych multiskalnych typu „x” z uwzględnieniem równań (3.11) - (3.15) prowadzi do wyznaczenia równań różniczkowych modelu multiskalarnego będących opisem dynamiki maszyny dwustronnie zasilanej [9]:

$$\frac{dx_{11}}{d\tau} = \frac{L_m}{JL_R} x_{12} - \frac{1}{J} m_0, \quad (3.41)$$

$$\frac{dx_{12}}{d\tau} = -\frac{1}{T_1} x_{12} - x_{11} x_{22} + u_{i1} + \frac{L_R}{w_\sigma} u_{f1} - \frac{L_m}{w_\sigma} x_{11} x_{21} - \frac{L_m}{w_\sigma} u_{1x}, \quad (3.42)$$

$$\frac{dx_{21}}{d\tau} = -2 \frac{R_R}{L_R} x_{21} + 2 \frac{R_R L_m}{L_R} x_{22} + 2 u_{2x}, \quad (3.43)$$

$$\frac{dx_{22}}{d\tau} = -\frac{1}{T_1} x_{22} + x_{11} x_{12} + \frac{R_R L_m}{L_R} \frac{x_{12}^2 + x_{22}^2}{x_{21}} + u_{i2} + T_2 x_{21} + \frac{L_R}{w_\sigma} u_{f2} + \frac{L_m}{w_\sigma} u_{2x}, \quad (3.44)$$

gdzie:

$$u_{f1} = \Psi_{rx} u_{sy} - \Psi_{ry} u_{sx}, \quad (3.45)$$

$$u_{f2} = \Psi_{rx} u_{sx} + \Psi_{ry} u_{sy}, \quad (3.46)$$

$$u_{i1} = u_{rx} i_{sy} - u_{ry} i_{sx}, \quad (3.47)$$

$$u_{i2} = u_{rx} i_{sx} + u_{ry} i_{sy}, \quad (3.48)$$

$$u_{1x} = \Psi_{rx} u_{ry} - \Psi_{ry} u_{rx}, \quad (3.49)$$

$$u_{2x} = \Psi_{rx} u_{rx} + \Psi_{ry} u_{ry}, \quad (3.50)$$

$$T_1 = \frac{w_\sigma L_R}{R_R w_\sigma + R_S L_R^2 + R_R L_m^2}, \quad (3.51)$$

$$T_2 = \frac{R_R L_m}{w_\sigma L_R}, \quad (3.52)$$

3.3.2.1 Linearyzacja równań modelu multiskalarnego MDZ typu „x”

Układ równań różniczkowych modelu multiskalarnego typu „x” (3.41) - (3.44) podobnie jak w przypadku modelu typu „z” zawiera dwa liniowe oraz dwa nieliniowe równania różniczkowe. Linearyzacja równań modelu ma na celu kompensację nieliniowych składników równań (3.42), (3.44).

Jako zmienne, na podstawie których wyznaczane są składowe wektora napięcia wirnika, do układu regulacji wybrano zmienne u_{1x} i u_{2x} określonych wzorami (3.49), (3.50).

Stosując metodę linearyzacji poprzez sprzężenia zwrotne [35, 42] wyprowadzono równania odprężające nieliniowe składniki równań modelu multiskalarnego. Postać tych równań jest następująca [9]:

$$u_{1x} = \frac{w_\sigma}{L_m} \left(-\frac{1}{T_1} m_{1x} - x_{11} x_{22} + u_{i1} + \frac{L_R}{w_\sigma} u_{f1} - \frac{L_m}{w_\sigma} x_{11} x_{21} \right), \quad (3.53)$$

$$u_{2x} = \frac{w_\sigma}{L_m} \left(\frac{1}{T_1} m_{2x} - x_{11} x_{12} - \frac{L_m R_R}{L_R} \frac{x_{12}^2 + x_{22}^2}{x_{21}} - u_{i2} - T_2 x_{21} - \frac{L_R}{w_\sigma} u_{f2} \right), \quad (3.54)$$

gdzie: m_{1x} i m_{2x} są nowymi zmiennymi sterującymi, natomiast u_{1x} , u_{2x} oznaczają nieliniowe sterowania.

Wykorzystanie równań odprężających w postaci (3.53) - (3.54) umożliwia kompensację nieliniowych składników równań modelu multiskalarnego MDZ (3.41) - (3.44) oraz odprężenie torów regulacji mocy czynnej i biernej. Zastosowanie wyrażeń (3.53) - (3.54) prowadzi do linearyzacji równań modelu multiskalarnego MDZ:

$$\frac{dx_{11}}{d\tau} = \frac{L_m}{J L_R} x_{12} - \frac{1}{J} m_o, \quad (3.55)$$

$$\frac{dx_{12}}{d\tau} = \frac{1}{T_1} (-x_{12} + m_{1x}), \quad (3.56)$$

$$\frac{dx_{21}}{d\tau} = -2 \frac{R_R}{L_R} x_{21} + 2 \frac{R_R L_m}{L_R} x_{22} + 2 u_{2x}, \quad (3.57)$$

$$\frac{dx_{22}}{d\tau} = \frac{1}{T_1}(-x_{22} + m_{2x}). \quad (3.58)$$

Z układu równań różniczkowych w postaci (3.55) - (3.58) można wyodrębnić dwa niezależne liniowe podsystemy, podsystem mechaniczny (3.55) - (3.56) oraz podsystem elektromagnetyczny (3.57) - (3.58).

Składowe napięcia wirnika wyznacza się przekształcając zależności (3.49) i (3.50) otrzymując wyrażenia w postaci:

$$u_{rx} = \frac{u_{1x} \Psi_{ry} + u_{2x} \Psi_{rx}}{X_{21}}, \quad (3.59)$$

$$u_{ry} = \frac{u_{2x} \Psi_{ry} - u_{1x} \Psi_{rx}}{X_{21}}. \quad (3.60)$$

3.4. Matematyczny model dwukierunkowego przekształtnika zasilającego wirnik MDZ

Przekształtnik energoelektroniczny zasilający wirnik MDZ składa się z dwóch falowników napięcia połączonych za pomocą wspólnego obwodu pośredniczącego prądu stałego zawierającego baterię kondensatorową. Obwód pośredniczący pełni rolę zasobnika energii, za pośrednictwem którego energia przesyłana jest pomiędzy wirnikiem generatora a siecią elektroenergetyczną. Ten układ połączeń umożliwia czterokwadrantowy zakres pracy napędu. W przyjętym modelu przekształtnika założono idealny charakter kluczy energoelektronicznych. Dla tak przyjętego założenia chwilowe wartości mocy czynnej wirnika p_r oraz mocy czynnej przekształtnika sieciowego p_{gsc} w stanie ustalonym są sobie równe. Obwód pośredniczący prądu stałego nie uczestniczy w przekazywaniu mocy biernej. Dlatego wartości chwilowe mocy biernej po stronie wirnika MDZ i mocy biernej po stronie przekształtnika sieciowego nie są równe. W modelu przekształtnika uwzględniono dynamikę zmian napięcia w obwodzie pośredniczącym u_{dc} [7] w postaci:

$$\frac{du_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_d} (-i_{dr} + i_{dg}), \quad (3.61)$$

gdzie:

$$i_{dr} = \frac{p_r}{u_{dc}}, \quad (3.62)$$

$$i_{df} = \frac{p_{gsc}}{u_{dc}}, \quad (3.63)$$

$$p_r = u_{rxR} i_{rxR} + u_{ryR} i_{ryR}, \quad (3.64)$$

$$p_{gsc} = u_{sxS} i_{gxS} + u_{syS} i_{gyS}. \quad (3.65)$$

Każdy z przekształtników sterowany jest za pomocą układu regulacji o odmiennej strukturze. Generowanie wektorów napięcia wejściowego i wyjściowego w przekształtniku dwukierunkowym zrealizowane zostało za pomocą techniki modulacji wektora przestrzennego z możliwością niezależnego impulsowania każdego z falowników.

W modelu uwzględniono dynamikę zmian prądu wyjściowego i_g przekształtnika sieciowego w postaci równania:

$$\frac{d\bar{i}_g}{dt} = \frac{R_g}{L_g} \bar{i}_g - \frac{1}{L_g} \bar{u}_s + \frac{1}{L_g} \bar{u}_g, \quad (3.66)$$

gdzie: i_{dr} , i_{dg} – prądy w obwodzie pośredniczącym, p_r – moc czynna wirnika MDZ, p_{gsc} – moc czynna na wyjściu przekształtnika sieciowego, u_{dc} – napięcie w obwodzie pośredniczącym, u_s – napięcie stojana MDZ.

Równania od (3.61) do (3.66) są opisem matematycznym modelu dwukierunkowego bezstratnego przekształtnika napięcia zasilającego wirnik MDZ.

3.5. Matematyczny model filtra sieciowego oraz systemu elektroenergetycznego

Model systemu elektroenergetycznego opracowano w postaci uproszczonej przy założeniu symetryczności napięć fazowych układu.

Model systemu elektroenergetycznego w punkcie przyłączenia elektrowni wiatrowej do sieci (PCC) został przedstawiony w postaci pojedynczego źródła Thevenin'a oraz gałęzi RL z parametrami w postaci stałych skupionych [47]. Z uwagi na wymagania odnośnie jakości energii elektrycznej generowanej przez elektrownię wiatrową w modelu układu uwzględniono filtr sieciowy w postaci baterii kondensatorowej w punkcie przyłączenia elektrowni do systemu.

Na rys. 3.1 część modelu układu oznaczona literą (a) została opisana następującymi równaniami w postaci wektorowej:

$$\frac{d\bar{i}_N}{dt} = \frac{R_N}{L_N} \bar{i}_N - \frac{1}{L_N} \bar{u}_s + \frac{1}{L_N} \bar{u}_N, \quad (3.67)$$

$$\frac{d\bar{u}_s}{dt} = \frac{1}{C_f} (\bar{i}_s + \bar{i}_g + \bar{i}_N), \quad (3.68)$$

gdzie: C_f – pojemność baterii kondensatorowej, u_N – napięcie sieci, i_N – prąd sieci, R_N – rezystancja zastępcza sieci, L_N – indukcyjność zastępcza sieci.

Wartości parametrów skupionych sieci R_N , L_N wyznacza się na podstawie analizy przyjętej mocy zwarciowej w węźle przyłączenia generatora elektrowni wiatrowej do systemu elektroenergetycznego.

4. UKŁADY STEROWANIA MASZYNĄ DWUSTRONNIE ZASILANĄ Z REGULATORAMI PI

4.1. Układ regulacji mocy oparty na modelu multiskalarnym MDZ typu „z”

Struktura układ regulacji mocy czynnej i biernej maszyny dwustronnie zasilanej oparta na zależności modelu multiskalarnego typu „z” zaprezentowana została w [42]. Równania umożliwiające syntezę układu regulacji mocy zostały wyprowadzone ze wzorów modelu matematycznego dla pary wektorów strumienia stojana i prądu wirnika (3.8) - (3.9) w stanie ustalonym. W wyniku przyjęcia synchronicznej prędkości wirowania układu współrzędnych oraz po pomnożeniu obustronnie przez u_{sx} i u_{sy} równań (3.6) i (3.7), a następnie wykonaniu obustronnego dodawania i odejmowania odpowiednich równań, otrzymuje się następujące równania [42]:

$$P_s = \frac{1}{L_s} u_{sf2} - \frac{L_m}{L_s} \frac{u_{sf1} z_{12} + u_{sf2} z_{22}}{z_{21}} \quad (4.1)$$

$$Q_s = \frac{1}{L_s} u_{sf1} - \frac{L_m}{L_s} \frac{u_{sf1} z_{22} - u_{sf2} z_{12}}{z_{21}} \quad (4.2)$$

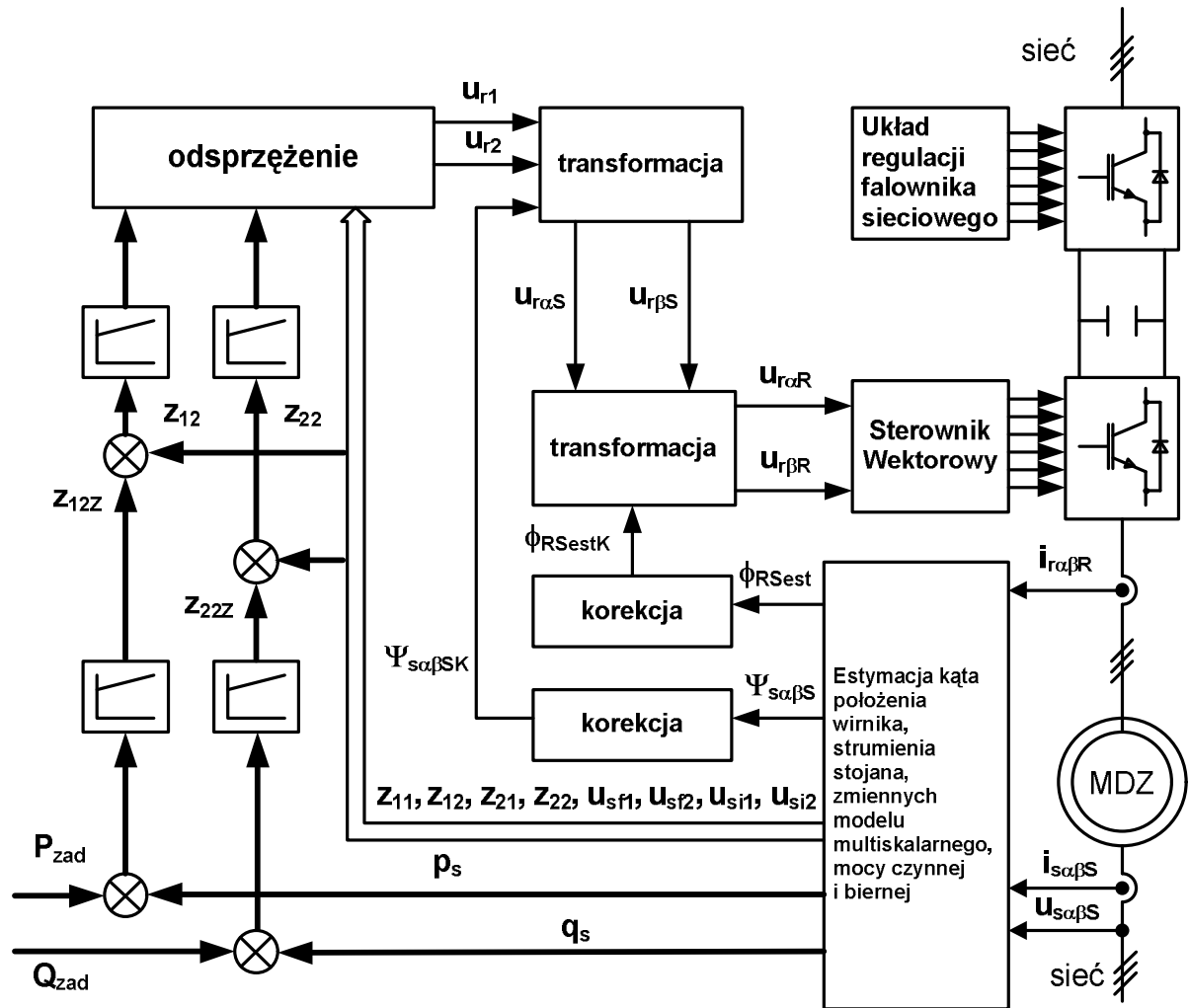
W stanie ustalonym zmienne u_{sf1} i u_{sf2} będące odpowiednio iloczynem skalarnym i wektorowym wektorów napięcia sieci $\bar{u}_s$ i strumienia stojana $\bar{\Psi}_s$ przyjmują wartości bliskie 1 i 0. Jest to wynikiem ortogonalności tej pary wektorów przy założeniu zerowej wartości rezystancji stojana. W stanie ustalonym kwadrat strumienia stojana oznaczony zmienną multiskalarną z_{21} wyrażony w jednostkach względnych w przybliżeniu równy jest jedności. Po uwzględnieniu powyższych wartości równania (4.1) i (4.2) przyjmują postać:

$$P_s = -\frac{L_m}{L_s} z_{12} \quad (4.3)$$

$$Q_s = \frac{1}{L_s} - \frac{L_m}{L_s} z_{22} \quad (4.4)$$

Struktura układu regulacji oparta na modelu multiskalarnym typu „z” oraz powyższych równaniach na moc czynną i bierną w stanie ustalonym została zaprezentowana na rys. 4.1. Wielkościami zadanymi dla układu regulacji są moce stojana, P_{zad} moc czynna i Q_{zad} moc bierna. Zakłóceniami mierzonymi są prądy i napięcia stojana oraz prędkość wału maszyny odtwarzana w układzie regulacji. Wielkościami sterującymi są składowe wektora

napięcia wirnika. Składowe te są wielkościami zadanymi dla sterownika wektorowego realizującego modulację szerokości impulsów PWM dla przekształtnika maszynowego.



Rys. 4.1. Schemat struktury układu regulacji mocy MDZ oparta na modelu typu „z”

W strukturze układu regulacji jak na rys. 4.1 wyodrębnić można szereg bloków funkcyjnych:

- algorytm estymacji kąta położenia wału maszyny, strumienia stojana, zmiennych multiskalarnych oraz mocy czynnej i biernej stojana maszyny,
- cztery regulatory typu PI z ograniczeniami na wyjściach sygnałów,
- blok odsprężenia zmiennych multiskalarnych,
- dwa bloki transformacji zmiennych do odpowiednich układów współrzędnych,
- dwa bloki korekcji, kąta położenia strumienia stojana oraz kąta położenia wału maszyny.

4.2. Układ regulacji mocy oparty na modelu multiskalarnym typu „x”

Inna struktura układu regulacji mocy została opracowana przez autora na podstawie zmiennych modelu multiskalarnego typu „x”. Do wyprowadzenia zależności na moc czynną i bierną po stronie stojana wykorzystano równania modelu matematycznego maszyny dwustronnie zasilanej (3.11) - (3.15).

Równania dla składowych prądu stojana (3.13) - (3.14) w stacjonarnym układzie współrzędnych związanym ze stojanem ($\omega_a=0$) w stanie ustalonym przyjmują postać:

$$0 = -\frac{R_S L_R^2 + R_R L_m^2}{w_\sigma L_R} i_{sx} + \frac{R_R L_m}{w_\sigma L_R} \Psi_{rx} + \frac{L_m}{w_\sigma} \omega_r \Psi_{ry} + \frac{L_R}{w_\sigma} u_{sx} - \frac{L_m}{w_\sigma} u_{rx}, \quad (4.5)$$

$$0 = -\frac{R_S L_R^2 + R_R L_m^2}{w_\sigma L_R} i_{sy} + \frac{R_R L_m}{w_\sigma L_R} \Psi_{ry} - \frac{L_m}{w_\sigma} \omega_r \Psi_{rx} + \frac{L_R}{w_\sigma} u_{sy} - \frac{L_m}{w_\sigma} u_{ry}. \quad (4.6)$$

Mnożąc obustronnie równania odpowiednio (4.5) przez i_{sx} oraz równanie (4.6) przez i_{sy} oraz dodając je stronami otrzymano wyrażenie:

$$0 = -\frac{R_S L_R^2 + R_R L_m^2}{w_\sigma L_R} (i_{sx}^2 + i_{sy}^2) + \frac{R_R L_m}{w_\sigma L_R} (\Psi_{rx} i_{sx} + \Psi_{ry} i_{sy}) + \omega_r \frac{L_m}{w_\sigma} (\Psi_{ry} i_{sx} - \Psi_{rx} i_{sy}) + \frac{L_R}{w_\sigma} (u_{sx} i_{sx} + u_{sy} i_{sy}) - \frac{L_m}{w_\sigma} (u_{rx} i_{sx} + u_{ry} i_{sy}), \quad (4.7)$$

które po uporządkowaniu i wprowadzeniu zmiennych multiskalarnych (3.37) - (3.40), (3.45) - (3.50) oraz wyrażenia na moc czynną:

$$P_S = u_{sx} i_{sx} + u_{sy} i_{sy}, \quad (4.8)$$

przyjmuje postać:

$$0 = -\frac{R_S L_R^2 + R_R L_m^2}{w_\sigma L_R} \frac{x_{12}^2 + x_{22}^2}{x_{21}} + \frac{R_R L_m}{w_\sigma L_R} x_{22} + x_{11} \frac{L_m}{w_\sigma} x_{12} + \frac{L_R}{w_\sigma} P_S - \frac{L_m}{w_\sigma} u_{i2}. \quad (4.9)$$

gdzie:

$$\frac{x_{12}^2 + x_{22}^2}{x_{21}} = i_s^2, \quad (4.10)$$

Równanie na moc czynną maszyny w stanie ustalonym wyrażone przy pomocy zmiennych multiskalnych jest wynikiem przekształcenia równania (4.9) i przyjmuje postać:

$$P_S = \frac{R_S L_R^2 + R_R L_m^2}{L_R^2} \frac{x_{12}^2 + x_{22}^2}{x_{21}} - \frac{R_R L_m}{L_R^2} x_{22} - x_{11} \frac{L_m}{L_R} x_{12} + \frac{L_m}{L_R} u_{i2}. \quad (4.11)$$

Sposób postępowania przy wyprowadzaniu równania opisującego moc bierną maszyny w stanie ustalonym jest następujący. Równania dla prądu stojana w postaci (3.13) - (3.14) pomnożone odpowiednio przez i_{sy} i i_{sx} oraz po wykonaniu odejmowania stronami przybierają postać:

$$0 = \frac{R_R L_m}{w_\sigma L_R} (\Psi_{rx} i_{sy} - \Psi_{ry} i_{sx}) + \frac{L_m}{w_\sigma} \omega_r (\Psi_{ry} i_{sy} + \Psi_{rx} i_{sx}) - \frac{L_R}{w_\sigma} (-u_{sx} i_{sy} + u_{sy} i_{sx}) - \frac{L_m}{w_\sigma} (u_{rx} i_{sy} - u_{ry} i_{sx}) \quad (4.12)$$

po uporządkowaniu i wprowadzeniu zmiennych multiskalnych oraz wyrażenia na moc bierną gdzie:

$$Q_S = -u_{sx} i_{sy} + u_{sy} i_{sx}, \quad (4.13)$$

równanie (4.12) można zapisać następująco:

$$0 = \frac{R_R L_m}{w_\sigma L_R} x_{12} + x_{11} \frac{L_m}{w_\sigma} x_{22} - \frac{L_R}{w_\sigma} Q_S - \frac{L_m}{w_\sigma} u_{i1}. \quad (4.14)$$

Przekształcając równanie (4.14) otrzymano wyrażenie na moc bierną w stanie ustalonym w postaci:

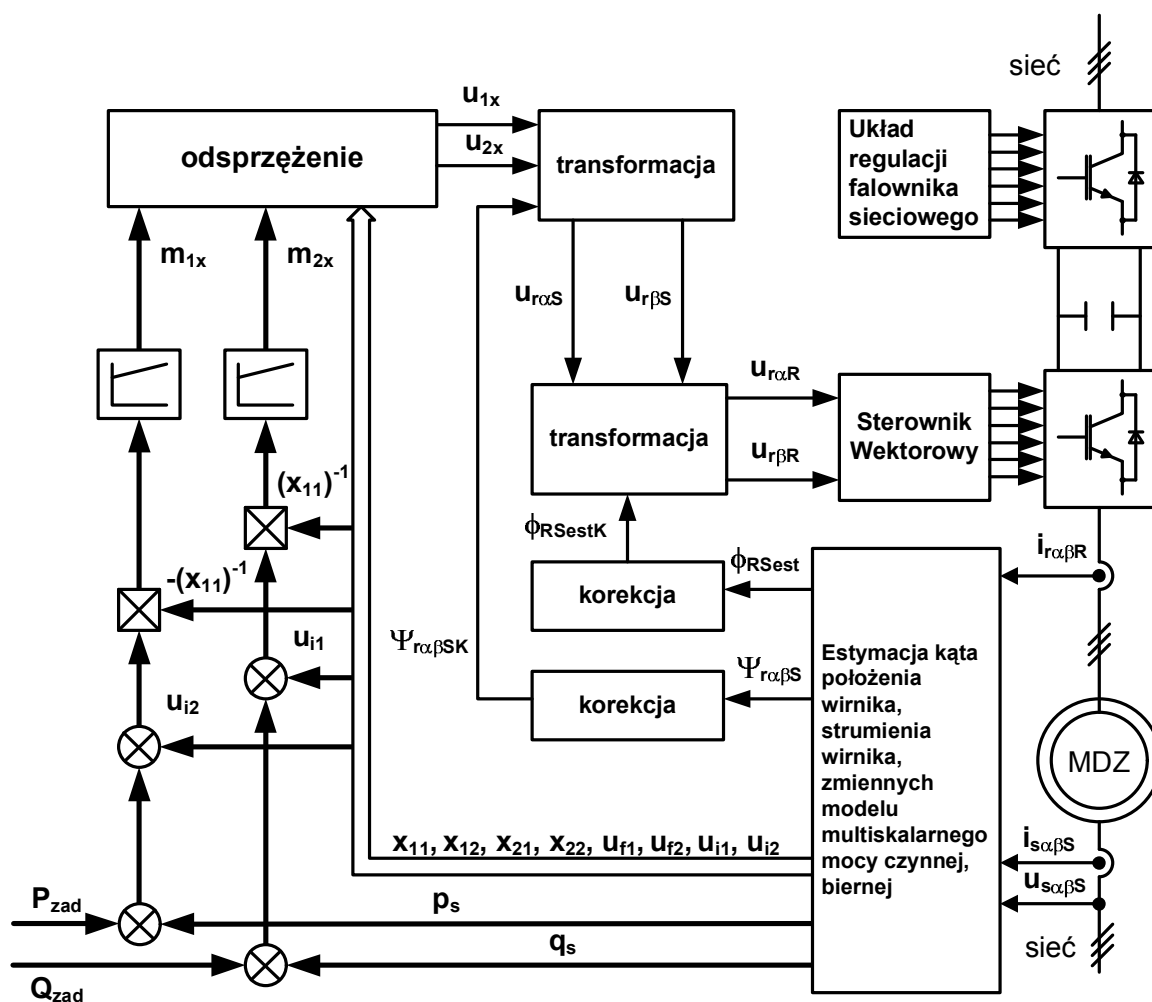
$$Q_S = -\frac{R_R L_m}{L_R^2} x_{12} - x_{11} \frac{L_m}{L_R} x_{22} - \frac{L_m}{L_R} u_{i1}, \quad (4.15)$$

Zakładając, że wartości rezystancji wirnika i stojana maszyny dużej mocy są bliskie zeru, równania (4.11) - (4.15) można zapisać w postaci [9]:

$$P_S = -x_{11} \frac{L_m}{L_R} x_{12} + \frac{L_m}{L_R} u_{i2}, \quad (4.16)$$

$$Q_S = -x_{11} \frac{L_m}{L_R} x_{22} - \frac{L_m}{L_R} u_{il}. \quad (4.17)$$

Synteza układu sterowania z wykorzystaniem model multiskalarny typu „x” oraz równania na moc czynną i bierną w stanie ustalonym (4.16) - (4.17) po przyjęciu zmiennych multiskalarnych w postaci (3.37) - (3.40) prowadzi do struktury układu regulacji przedstawionego na rys. 4.2.



Rys. 4.2. Schemat struktury układu regulacji mocy MDZ oparta na modelu typu „x”

Podobnie jak w strukturze prezentowanej na rys. 4.1 wielkościami zadanymi są moc czynna P_{zad} i bierna Q_{zad} stojana MDZ, natomiast wielkościami sterującymi są składowe wektora napięcia wirnika. W strukturze układu regulacji zaproponowanej przez autora można wyróżnić charakterystyczne bloki funkcyjne:

- główny blok zawierający - algorytmy estymacji strumienia wirnika, zmiennych modelu multiskalarnego, mocy czynnej i biernej oraz odtwarzania prędkości obrotowej wału (rozdział 6),
- dwa regulatory typu PI z ograniczonymi wyjściami,
- blok odsprężenia równań modelu multiskalarnego zgodnie z zależnościami (3.53) i (3.54)
- dwa bloki korekcji i dwa bloki transformacji zmiennych.

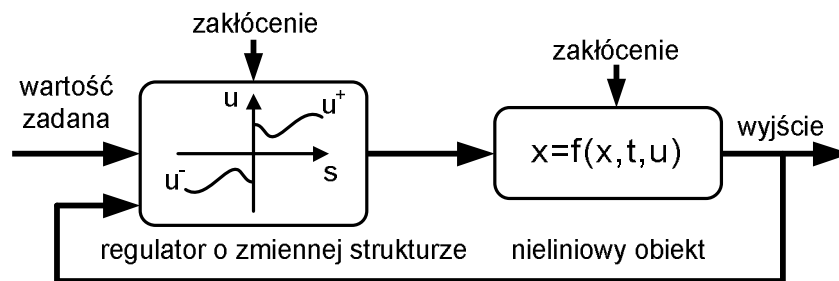
W strukturze zaprezentowanej na rys. 4.2 można wyeliminować jeden blok transformacji oraz korekcji składowych napięcia wirnika w układzie stojana w przypadku analizowania równań modelu w układzie współrzędnych wirnika. Niezbędna staje się w tym przypadku estymacja strumienia wirnika w układzie nieruchomym względem wału maszyny.

5. STEROWANIE ŚLIZGOWE

5.1. Podstawy teoretyczne sterowania ślizgowego

Sterowanie ślizgowe należy do krzepkich metod sterowania. Technika sterowania wykorzystująca reżim ślizgowy jest szeroko stosowana do sterowania obiektów i procesów silnie nieliniowych w obecności niepewności modelu matematycznego, fluktuacji parametrów oraz zewnętrznych zakłóceń.

Jednym z obszarów zastosowań sterowania ślizgowego jest sterowanie napędem elektrycznym [37, 78, 80, 96]. Podstawy teoretyczne metody sterowania ślizgowego, która pochodzi bezpośrednio z teorii stabilności Lapunowa, zostały opracowane w latach 60 [95]. Idea działania tego typu algorytmu sterowania opiera się na zmianie struktury wewnętrznej regulatora wraz ze zmianą wartości zmiennych stanu tak, aby uzyskać żadaną odpowiedź układu. Na rys. 5.1 zaprezentowano typową strukturę układu sterowania ślizgowego.



Rys. 5.1. Układ sterowania ślizgowego

Dla obiektu opisanego nieliniowymi równaniami różniczkowymi w n -wymiarowej przestrzeni stanu wektor wielkości sterujących u_i jest wybierany jako nieliniowa nieciągła funkcja zmiennych stanu:

$$u_i = \begin{cases} u_i^+(x, t) & \text{jeżeli } s_i(x) > 0 \\ u_i^-(x, t) & \text{jeżeli } s_i(x) < 0 \end{cases} \quad (i=1, \dots, m) \quad (5.1)$$

gdzie: $u_i^+(x, t)$ i $u_i^-(x, t)$ są ciągłymi funkcjami zmiennych stanu i spełniają warunek $u_i^+(x, t) \neq u_i^-(x, t)$, natomiast $s_i(x)$ jest ciągłym nieliniowym równaniem powierzchni przełączeń.

Dla układów sterowania, opisanych równaniami różniczkowymi w ciągłej dziedzinie, technika sterowania ślizgowego zakłada nieskończenie szybkie zmiany struktury regulatora.

Zmiany te mają na celu wymuszenie ruchu trajektorii zmiennych obiektu w taki sposób, by podążały one wzdłuż wybranej powierzchni przełączeń w przestrzeni fazowej.

Podstawy teoretyczne metody sterowania ślizgowego wraz z szeregiem odmian dostępnych algorytmów oraz przykładowych zastosowań zostały wyczerpująco opisane w [24, 64, 95].

Projektowanie układów sterowania z regulatorami ślizgowymi można podzielić ogólnie na dwa etapy. W pierwszym etapie postępowania określa się powierzchnię przełączeń opisującą dynamikę sterowanego procesu. Drugi etap polega na wyznaczeniu nieciągłego sterowania wymuszającego ruch ślizgowy zmiennej po określonej trajektorii w przestrzeni fazowej.

Kolejne etapy wyprowadzenia równań regulatora ślizgowego przedstawiono za pomocą zapisu matematycznego w postaci ogólnej na podstawie [86].

Dla obiektu regulacji opisanego nieliniowym równaniem ogólnym w postaci:

$$\mathbf{x}^{(n)} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{b}(\mathbf{x})u, \quad (5.2)$$

z jednym wejściem sterującym, gdzie: $\mathbf{x}$ jest wektorem stanu $[\mathbf{x}, \dot{\mathbf{x}}, \dots, \mathbf{x}^{(n-1)}]^T$, u jest zmienną sterującą, $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ oraz $\mathbf{b}(\mathbf{x})$ są nieliniowymi funkcjami zmiennej stanu oraz czasu, zawierającymi parametry obiektu.

Zadanie sterowania polega na uzyskaniu takich wartości wektora stanu układu $\mathbf{x} = [\mathbf{x}, \dot{\mathbf{x}}, \dots, \mathbf{x}^{(n-1)}]$, aby podążały one za zmiennymi w czasie wartościami wektorem zadanego stanu $\mathbf{x}_d = [\mathbf{x}_d, \dot{\mathbf{x}}_d, \dots, \mathbf{x}_d^{(n-1)}]$. Ruch ten odbywa się w obecności niepewności modelu matematycznego, fluktuacji parametrów oraz zewnętrznych zakłóceń.

Powierzchnia ślizgowa $s(\mathbf{x}, t)$, na której odbywa się ruch ślizgowy, jest określona w przestrzeni stanu o wymiarach $R^{(n)}$ i opisana jest równaniem [86]:

$$s(\mathbf{x}, t) = \left(\frac{d}{dt} + \delta \right)^{n-1} \tilde{\mathbf{x}}(t), \quad (5.3)$$

gdzie, δ jest parametrem dobieranym w trakcie projektowania sterowania z uwzględnieniem dokładności błędu śledzenia. Błąd śledzenia zdefiniowany jest jako różnica pomiędzy wartościami wektora stanu układu a wartościami wektora zadanego i wyrażony jest następująco:

$$\tilde{\mathbf{x}} = [\tilde{x}, \dot{\tilde{x}}, \dots, \tilde{x}^{(n-1)}] = (\mathbf{x} - \mathbf{x}_d). \quad (5.4)$$

Dla przykładu równanie powierzchni ślizgowej (5.3) dla układu n-tego rzędu zapisać można jako:

$$n=1 \quad s = \tilde{x} = x - x_d, \quad (5.5)$$

$$n=2 \quad s = \dot{\tilde{x}} + \delta \tilde{x} = (\dot{x} - \dot{x}_d) + \delta(x - x_d), \quad (5.6)$$

$$n=3 \quad s = \ddot{\tilde{x}} + 2\delta \dot{\tilde{x}} + \delta^2 \tilde{x}, \quad (5.7)$$

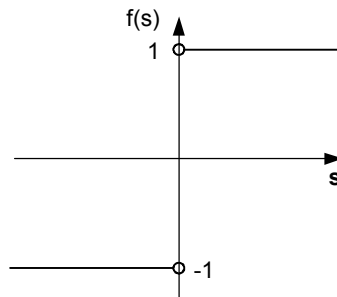
W przypadku układu drugiego rzędu $n=2$ zadanie sterowania sprowadza się do równania pierwszego rzędu będącego sumą ważoną błędu śledzenia oraz szybkości zmiany tego błędu. Rozwiązanie problemu polegającego na śledzeniu wartości wektora zadanego x_d wiąże się ze sprowadzeniem przebiegu trajektorii zmiennych stanu x na określoną powierzchnię ślizgową. Równanie regulatora ślizgowego wyprowadza się na podstawie prawa sterowania ślizgowego opisanego wzorem:

$$u = u_{eq} + k(x) \operatorname{sgn}(s). \quad (5.8)$$

W prawie sterowania ślizgowego (5.8) można wyodrębnić dwa składniki. Pierwszy, „sterowanie zastępcze” u_{eq} (ang. equivalent control) utrzymujące błąd na płaszczyźnie ślizgowej oraz drugi $k(x)\operatorname{sgn}(s)$ umożliwiający sprowadzenie błędu śledzenia do zera (ang. striking control). Funkcja $\operatorname{sgn}(s)$ zdefiniowana jest w następujący sposób:

$$\operatorname{sgn}(s) = \begin{cases} +1, & \text{jeżeli } s > 0 \\ -1, & \text{jeżeli } s < 0 \end{cases}, \quad (5.9)$$

Graficzną interpretację nieciągłej funkcji $\operatorname{sgn}(s)$ przedstawiono na rys. 5.2.



Rys. 5.2. Funkcja znaku $\operatorname{sgn}(s)$.

Funkcja $\text{sgn}(s)$ realizuje zmianę znaku wyrażenia $k(x)$. Funkcja $k(x)$ wybierana jest tak, aby spełniony został warunek w postaci:

$$\frac{dV}{dt} \leq -\eta|s|, \quad (5.10)$$

gdzie: $V=f(s)$ jest dowolną funkcją zmiennej „s” dodatnio określoną w sensie Lapunowa, natomiast η jest parametrem algorytmu sterowania.

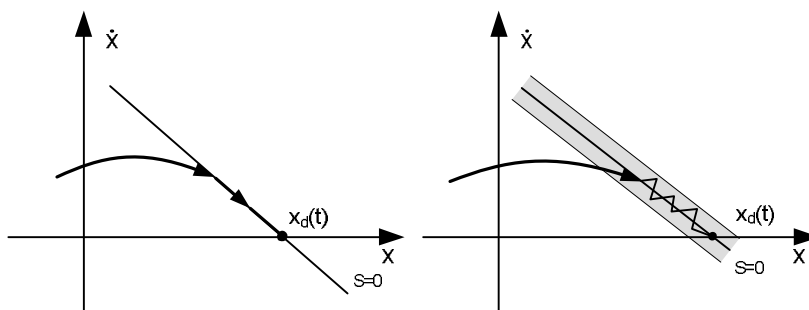
Duża wartość parametru η oznacza wzrost szybkości odpowiedzi regulatora przy zmianie wielkości zadanych. Trajektoria zmiennej śledzonej szybciej osiąga określoną powierzchnię ślizgową w przestrzeni fazowej.

Dynamikę ruchu trajektorii zmiennych obiektu na płaszczyźnie ślizgowej w przestrzeni fazowej można zinterpretować jako wartość „średnią” dynamiki systemu po obu stronach powierzchni ślizgowej [96]. W trybie ślizgowym dynamikę obiektu na powierzchni łączy opisuje równanie:

$$\dot{s} = 0. \quad (5.11)$$

Rozwiązanie równania (5.11) z uwzględnieniem (5.3) oraz równań dynamiki obiektu (5.2) prowadzi do wyrażenia określającego sterowanie zastępcze $\hat{u}_{eq}$. Sterowanie to może być interpretowane jako ciągłe prawo sterowania w przypadku, gdy dynamika obiektu sterowania jest dokładnie znana.

W praktycznych zastosowaniach układów regulacji opartych na technice sterowania ślizgowego nieskończenie szybkie zmiany struktury wewnętrznej regulatora nie są możliwe do realizacji układowej. Ma to istotny wpływ na uzyskiwane efekty regulacji oraz dokładność. Jest to szczególnie istotne w układach regulacji napędów elektrycznych, w których w naturalny sposób występują nieciągłe sterowania wynikające z zastosowania techniki mikroprocesorowej oraz techniki modulacji impulsów. Zastosowanie sterowania ślizgowego z wykorzystaniem techniki mikroprocesorowej ogranicza szybkość zmian nieciągłych sterowań do częstotliwości impulsowania układu sterowania. Wywołuje to występowanie charakterystycznych oscylacji o małej amplitudzie i dużej częstotliwości (ang. chattering) w przebiegach wielkości sterowanych. Zjawisko to można interpretować na płaszczyźnie fazowej jako oscylacje zmiennych stanu obiektu sterowania wokół żądanej powierzchni przełączeń (rys. 5.3).

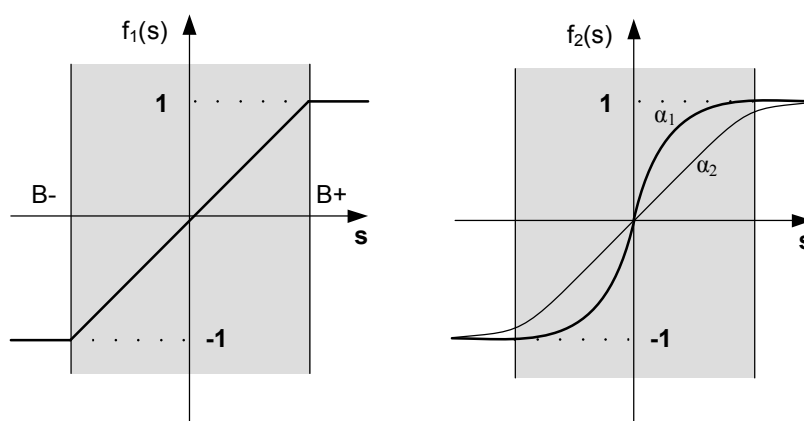


Rys. 5.3. Interpretacja ruchu ślizgowego na płaszczyźnie fazowej dla przypadku: idealnego a); rzeczywistego - zjawisko „chattering’u” b)

Do ograniczenia zjawiska chattering’u stosowane są różne sposoby modyfikacji algorytmu sterowania. Jedną z najbardziej popularnych modyfikacji polega na zamianie funkcji przełączającej $\text{sgn}(s)$ w prawie sterowania na inną, która umożliwia zmniejszenie wzmocnienia regulatora dla małych odchylenia trajektorii fazowych od powierzchni ślizgowej. Jako funkcje przełączające wykorzystywane są funkcje $\text{sat}(s)$, $\tanh(s)$ zdefiniowane w następujący sposób:

$$\text{sat}(s) = \begin{cases} \text{sgn}(s), & \text{jeżeli } |s| > B \\ \frac{s}{B}, & \text{jeżeli } |s| \leq B \end{cases}, \quad (5.12)$$

$$\tanh(s) = \frac{1 - e^{-\alpha s}}{1 + e^{-\alpha s}}. \quad (5.13)$$



Rys. 5.4. Graficzna interpretacja funkcji $f_1(s)=\text{sat}(s)$, $f_2(s)=\tanh(s)$

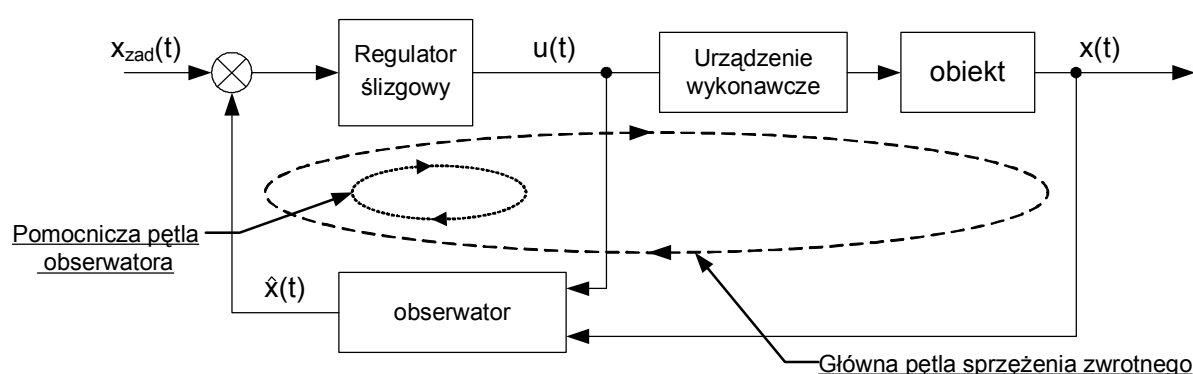
Graficzną interpretację funkcji $\text{sat}(s)$, $\tanh(s)$ pokazano na rys. 5.4. Wartość parametru B funkcji $\text{sat}(s)$ ma wpływ na szerokość pasma dopuszczalnego błędu odchylenia trajektorii zmiennej regulowanej od powierzchni przełączeń (rys. 5.3b), w którym wzmocnienie regulatora jest zmniejszane. Podobna interpretacja dotyczy parametru α w funkcji $\tanh(s)$.

Zastosowanie techniki zbiorów rozmytych do ograniczania zjawiska „chattering'u” również ma na celu zmniejszenie wartości wzmocnienia regulatora w zależności od wartości śledzonego błędu regulacji. Zagadnienie to zostało poruszone w [72].

Zamiana funkcji przełączającej w prawie sterowania poprawia działanie algorytmu sterowania poprzez ograniczenie zjawiska szybkich przełączeń, jednakże znacznie lepsze efekty uzyskuje się przy zastosowaniu obserwatora zmiennych sterowanych. Rozwiązanie to zostało zaproponowane w pracy [14] i pozwala na znaczne większe ograniczenie niepożądanego zjawiska szybkich oscylacji.

Głównym założeniem wykorzystania obserwatora w układzie sterowania ślizgowego jest wymuszenie ruchu ślizgowego zmiennej po określonej trajektorii w pomocniczej pętli sprzężenia zwrotnego. Ponieważ realizacja tego ruchu odbywa się całkowicie w algorytmie sterowania obliczanym przez mikroprocesor, szybkość przełączeń nieciągłych sterowań jest znacznie większa od częstotliwości impulsowania przekształtnika. Inną zaletą tego rozwiązania jest brak wpływu dynamiki obiektu, która nie została uwzględniona w trakcie projektowania układu regulacji ze względu na niepewność modelu matematycznego. W układzie z obserwatorem sygnały sterujące obliczane są w pętli pomocniczej, a następnie wysyłane do obiektu sterowanego z częstotliwością impulsowania układu regulacji. Sygnały w głównej pętli sprzężenia zwrotnego korygowane są zmianami sygnałów w pętli pomocniczej.

Ogólny schemat struktury układu regulacji z obserwatorem dynamiki zmiennych sterowanych przedstawiono na rys. 5.5.



Rys. 5.5. Struktura układu sterowania z regulatorem ślizgowym i obserwatorem zmiennych sterowanych

5.2. Ślizgowy regulator mocy MDZ

Do syntezy układu regulacji z zastosowaniem techniki sterowania ślizgowego wykorzystano zależności na moc czynną i bierną po stronie stojana wyprowadzone dla modelu multiskalarnego typu „z” MDZ (4.1), (4.2). Zależności te dla stanu ustalonego są określone równaniami:

$$P = -\frac{L_m}{L_s} z_{12}, \quad (5.14)$$

$$Q = \frac{1}{L_s} - \frac{L_m}{L_s} z_{22}. \quad (5.15)$$

Moc czynna P uzależniona jest bezpośrednio od zmiennej z_{12} , natomiast moc bierna Q od zmiennej z_{22} . Realizacja sterowania mocą czynną i bierną wymaga wymuszania pożądaných wartości zmiennych multiskalnych z_{12} , z_{22} , których dynamika opisana jest równaniami w postaci:

$$\frac{dz_{12}}{d\tau} = -\frac{1}{T_v} z_{12} + z_{11} z_{22} + \frac{L_m}{w_\sigma} z_{11} z_{21} + \frac{R_s L_m}{L_s w_\sigma} z_{21} + \frac{L_s}{w_\sigma} u_{r1} - \frac{L_m}{w_\sigma} u_{sf1} + u_{si1}, \quad (5.16)$$

$$\frac{dz_{22}}{d\tau} = -\frac{1}{T_v} z_{22} + \frac{R_s L_m}{L_s w_\sigma} z_{21} + \frac{R_s L_m}{L_s} \frac{z_{12}^2 + z_{22}^2}{z_{21}} - z_{11} z_{12} + \frac{L_s}{w_\sigma} u_{r2} - \frac{L_s}{w_\sigma} u_{sf2} + u_{si2}, \quad (5.17)$$

Wielkościami wejściowymi do układu regulacji są uchyby mocy czynnej i biernej. Jako wielkości sterujące wybrane zostały zmienne u_{r1} , u_{r2} .

Kolejne etapy wyznaczania równań nieliniowego regulatora ślizgowego przedstawiono zgodnie z podrozdziałem 5.1 dla toru regulacji mocy czynnej. W analogiczny sposób wyprowadzono zależności dla toru regulacji mocy biernej. Wyniki przedstawiono w formie skróconej w końcowej części rozdziału.

W celu wyprowadzenia równań regulatora ślizgowego w torze regulacji zmiennej z_{12} (zmienna bezpośrednio skorelowana z mocą czynną) jako wielkość sterującą wybrano zmienną u_{r1} , opisaną prawem sterowania ślizgowego (5.8) według zależności:

$$u_{r1} = u_{r1eq} + k_1(z) \operatorname{sgn}(s_1), \quad (5.18)$$

gdzie s_1 równaniem powierzchni, na której odbywa się ruch ślizgowy. W przypadku równań modelu multiskalarnego opisujących dynamikę MDZ dla zmiennej multiskalarnej z_{12}

matematyczny opis powierzchni przełączeń zgodnie ze wzorem (5.3) dla $n=1$ jest następujący:

$$s_1 = z_{12} - z_{12Z}. \quad (5.19)$$

Równanie powierzchni przełączeń s_1 sprowadza się w tym przypadku do różnicy pomiędzy wielkością zadaną zmiennej z_{12Z} a wielkością estymowaną w układzie regulacji z_{12} . Różniczkując wyrażenie (5.19):

$$\dot{s}_1 = \dot{z}_{12} - \dot{z}_{12Z}, \quad (5.20)$$

oraz podstawiając za $\dot{z}_{12}$ wyrażenie (5.16) otrzymano:

$$\dot{s}_1 = -\frac{1}{T_V} z_{12} + z_{11} z_{22} + \frac{L_m}{w_\sigma} z_{11} z_{21} + \frac{R_S L_m}{L_S w_\sigma} z_{21} + \frac{L_S}{w_\sigma} u_{r1} - \frac{L_m}{w_\sigma} u_{sf1} + u_{si1} - \dot{z}_{12Z}. \quad (5.21)$$

Wykorzystując warunek $\dot{s}_1 = 0$

$$-\frac{1}{T_V} z_{12} + z_{11} z_{22} + \frac{L_m}{w_\sigma} z_{11} z_{21} + \frac{R_S L_m}{L_S w_\sigma} z_{21} + \frac{L_S}{w_\sigma} \hat{u}_{r1eq} - \frac{L_m}{w_\sigma} u_{sf1} + u_{si1} - \dot{z}_{12Z} = 0, \quad (5.22)$$

wyznaczono równoważne sterowanie u_{eq} w postaci:

$$u_{r1eq} = \frac{w_\sigma}{L_S} \frac{1}{T_V} z_{12} - \frac{w_\sigma}{L_S} z_{11} z_{22} - \frac{L_m}{L_S} z_{11} z_{21} - \frac{R_S L_m}{L_S^2} z_{21} + \frac{L_m}{L_S} u_{sf1} - \frac{w_\sigma}{L_S} u_{si1} + \frac{w_\sigma}{L_S} \dot{z}_{12Z}, \quad (5.23)$$

gdzie:

$$\dot{z}_{12Z} \approx \Delta z_{12Z} = \frac{z_{12Z}(k) - z_{12Z}(k-1)}{T_{imp}}. \quad (5.24)$$

W równaniu (5.23) wartość zmiennej z_{12} wyznaczana jest na podstawie zależności (5.16) po podstawieniu za $\dot{z}_{12}$ ilorazu różnicowego w postaci:

$$\dot{z}_{12} \approx \Delta z_{12} = \frac{z_{12}(k) - z_{12}(k-1)}{T_{imp}}, \quad (5.25)$$

oraz wartości zmiennej u_{r1} w chwili $(k-1)$ i oznacza się zmienną $\hat{z}_{12}$. Symbol „k” oznacza kolejne chwile taktowania układu regulacji.

$$\hat{z}_{12} = -T_V \left(\dot{z}_{12} + z_{11}z_{22} + \frac{L_m}{w_\sigma} z_{11}z_{21} + \frac{R_S L_m}{L_S w_\sigma} z_{21} + \frac{L_S}{w_\sigma} u_{r1} - \frac{L_m}{w_\sigma} u_{sf1} + u_{sil} \right) \quad (5.26)$$

Zmienna $\hat{z}_{12}$ może być również wyznaczona w obserwatorze zmiennych sterowanych (podrozdział 5.3).

W celu wyznaczenia drugiego składnika w przyjętym prawie sterowania (5.18) zastosowano funkcję Lapunowa w postaci:

$$V = \frac{1}{2} s_1^2. \quad (5.27)$$

Warunek, z którego wyznacza się $k_1(z)$ określony jest w następujący sposób:

$$\frac{dV}{dt} \leq -\eta_{z12} |s_1|, \quad (5.28)$$

gdzie po podstawieniu wyrażenia (5.27) warunek (5.28) przybiera postać:

$$\dot{s}_1 s_1 \leq -\eta_{z12} |s_1|. \quad (5.29)$$

Podstawiając do (5.29) za $\dot{s}_1$ wyrażenie (5.21):

$$\left[-\frac{1}{T_V} z_{12} + z_{11}z_{22} + \frac{L_m}{w_\sigma} z_{11}z_{21} + \frac{R_S L_m}{L_S w_\sigma} z_{21} + \frac{L_S}{w_\sigma} u_{r1} - \frac{L_m}{w_\sigma} u_{sf1} + u_{sil} - \dot{z}_{12Z} \right] s_1 \leq -\eta_{z12} |s_1|, \quad (5.30)$$

oraz za u_{r1} prawo sterowania w postaci (5.18) otrzymano:

$$\left[-\frac{1}{T_V} z_{12} + z_{11}z_{22} + \frac{L_m}{w_\sigma} z_{11}z_{21} + \frac{R_S L_m}{L_S w_\sigma} z_{21} + \frac{L_S}{w_\sigma} (\hat{u}_{r1eq} + k_1(z) \operatorname{sgn}(s_1)) - \frac{L_m}{w_\sigma} u_{sf1} + u_{sil} - \dot{z}_{12Z} \right] s_1 \leq -\eta_{z12} |s_1|. \quad (5.31)$$

Podstawiając za $\hat{u}_{eq}$ wyrażenie (5.23) oraz porządkując równanie (5.31) otrzymano:

$$\left[-\frac{1}{T_V}(z_{12} - \hat{z}_{12}) + \frac{L_S}{w_\sigma} k_1(z) \operatorname{sgn}(s_1) \right] s_1 \leq -\eta_{z12} |s_1|, \quad (5.32)$$

lub

$$-s_1 \frac{1}{T_V}(z_{12} - \hat{z}_{12}) + \frac{L_S}{w_\sigma} k_1(z) |s_1| \leq -\eta_{z12} |s_1|. \quad (5.33)$$

W celu eliminacji wpływu współczynnika η_{z12} dla zapewnienia stabilności rozwiązania w sensie Lapunowa bez względu na wartość η_{z12} [86] współczynnik $k_1(z)$ dobrano w postaci:

$$k_1(z) = -\frac{w_\sigma}{L_S}(\lambda_{12} + \eta_{z12}), \quad (5.34)$$

gdzie: η_{z12} , λ_{12} są parametrami sterowania dobieranymi w trakcie strojenia algorytmu.

Podstawiając wyrażenie (5.34) do (5.33) otrzymano:

$$-s_1 \frac{1}{T_V}(z_{12} - \hat{z}_{12}) - (\lambda_{12} + \eta_{z12}) |s_1| \leq -\eta_{z12} |s_1|. \quad (5.35)$$

Dzieląc obustronnie przez s_1 ($s_1 \neq 0$) oraz korzystając z własności wartości bezwzględnej otrzymano nierówność, na podstawie której dobrano wartość parametru sterowania λ_{12} :

$$\frac{1}{T_V} |z_{12} - \hat{z}_{12}|_{\max} \leq \lambda_{12} \quad (5.36)$$

gdzie, $|\hat{z}_{12} - z_{12}|_{\max}$ jest maksymalnym błędem występującym pomiędzy wartościami wielkości sterowanej w dwóch kolejnych taktach impulsowania układu regulacji.

Reasumując, prawo sterowania dla toru regulacji mocy czynnej ma postać:

$$u_{r1} = u_{r1eq} + k_1(z) \operatorname{sgn}(s_1), \quad (5.37)$$

gdzie u_{r1eq} zdefiniowane jako (5.23), $k_1(z)$ jako (5.34) oraz funkcja znaku $\operatorname{sgn}(s_1)$ określona jest wzorem (5.9).

Wykorzystując sposób przedstawiony powyżej do wyprowadzenia prawa sterowania ślizgowego dla toru regulacji zmiennej z_{12} wyprowadzono prawo sterowania dla zmiennej z_{22} . Poniżej przedstawiono skrótowo kolejne kroki postępowania.

Przyjmując prawo sterowania w postaci:

$$u_{r2} = u_{r2eq} + k_2(z) \operatorname{sgn}(s_2). \quad (5.38)$$

Równanie powierzchni przełączeń:

$$s_2 = z_{22} - z_{22Z}. \quad (5.39)$$

Różniczkując wyrażenie (5.39) oraz podstawiając za $\dot{z}_{22}$ równanie

$$\dot{s}_2 = -\frac{1}{T_V} z_{22} + \frac{R_S L_m}{L_S w_\sigma} z_{21} + \frac{R_S L_m}{L_S} \frac{z_{12}^2 + z_{22}^2}{z_{21}} - z_{11} z_{12} + \frac{L_S}{w_\sigma} u_{r2} - \frac{L_m}{w_\sigma} u_{sf2} + u_{si2} - \dot{z}_{22Z}. \quad (5.40)$$

Przyrównując powyższe wyrażenie do zera

$$\dot{s}_2 = 0, \quad (5.41)$$

oraz przyjmując, że:

$$\hat{z}_{22} = -T_V \left(\dot{z}_{22} + \frac{R_S L_m}{L_S w_\sigma} z_{21} + \frac{R_S L_m}{L_S} \frac{z_{12}^2 + z_{22}^2}{z_{21}} - z_{11} z_{12} + \frac{L_S}{w_\sigma} u_{r2} - \frac{L_m}{w_\sigma} u_{sf2} + u_{si2} \right). \quad (5.42)$$

Otrzymano sterowanie:

$$u_{r2eq} = \frac{w_\sigma}{L_S} \frac{1}{T_V} \hat{z}_{22} - \frac{R_S L_m}{L_S^2} z_{21} - \frac{w_\sigma R_S L_m}{L_S^2} \frac{z_{12}^2 + z_{22}^2}{z_{21}} + \frac{w_\sigma}{L_S} z_{11} z_{12} + \frac{L_m}{L_S} u_{sf2} - \frac{w_\sigma}{L_S} u_{si2} + \frac{w_\sigma}{L_S} \dot{z}_{22Z}. \quad (5.43)$$

Korzystając z warunku:

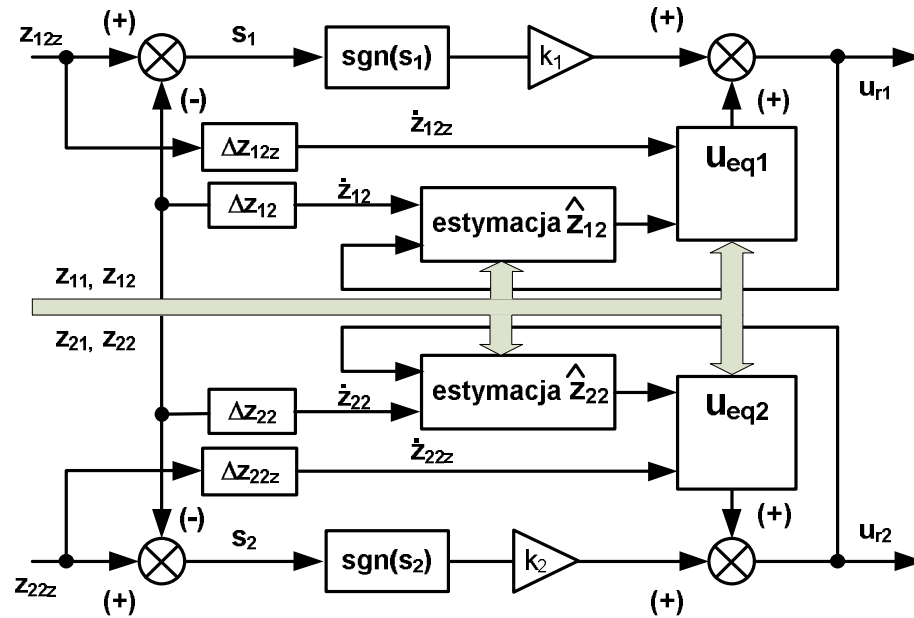
$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} s_2^2 \leq -\eta_{z22} |s_2|, \quad (5.44)$$

oraz podstawiając odpowiednie wyrażenia do (5.44) otrzymano:

$$\left[-\frac{1}{T_V} (z_{22} - \hat{z}_{22}) + \frac{L_S}{w_\sigma} k_2(z) \operatorname{sgn}(s_2) \right] s_2 \leq -\eta_{z22} |s_2|, \quad (5.45)$$

stąd

$$k_2(z) = -\frac{w_\sigma}{L_s}(\lambda_{22} + \eta_{z22}). \quad (5.46)$$



Rys. 5.6. Schemat struktury wewnętrznej regulatora ślizgowego

Proponowaną strukturę wewnętrzną regulatora ślizgowego opartego na prawie sterowania w postaci (5.8) pokazano na rys. 5.6 [10].

Wielkościami wejściowymi regulatora są zadane wartości zmiennych multiskalnych z_{12z} i z_{22z} dla poszczególnych torów regulacji mocy generatora. Wielkościami wyjściowymi regulatora są nieliniowe sterowania u_{r1} , u_{r2} . Estymacje zmiennych $\hat{z}_{12}$ i $\hat{z}_{22}$ realizowane są na podstawie zależności (5.26) i (5.42).

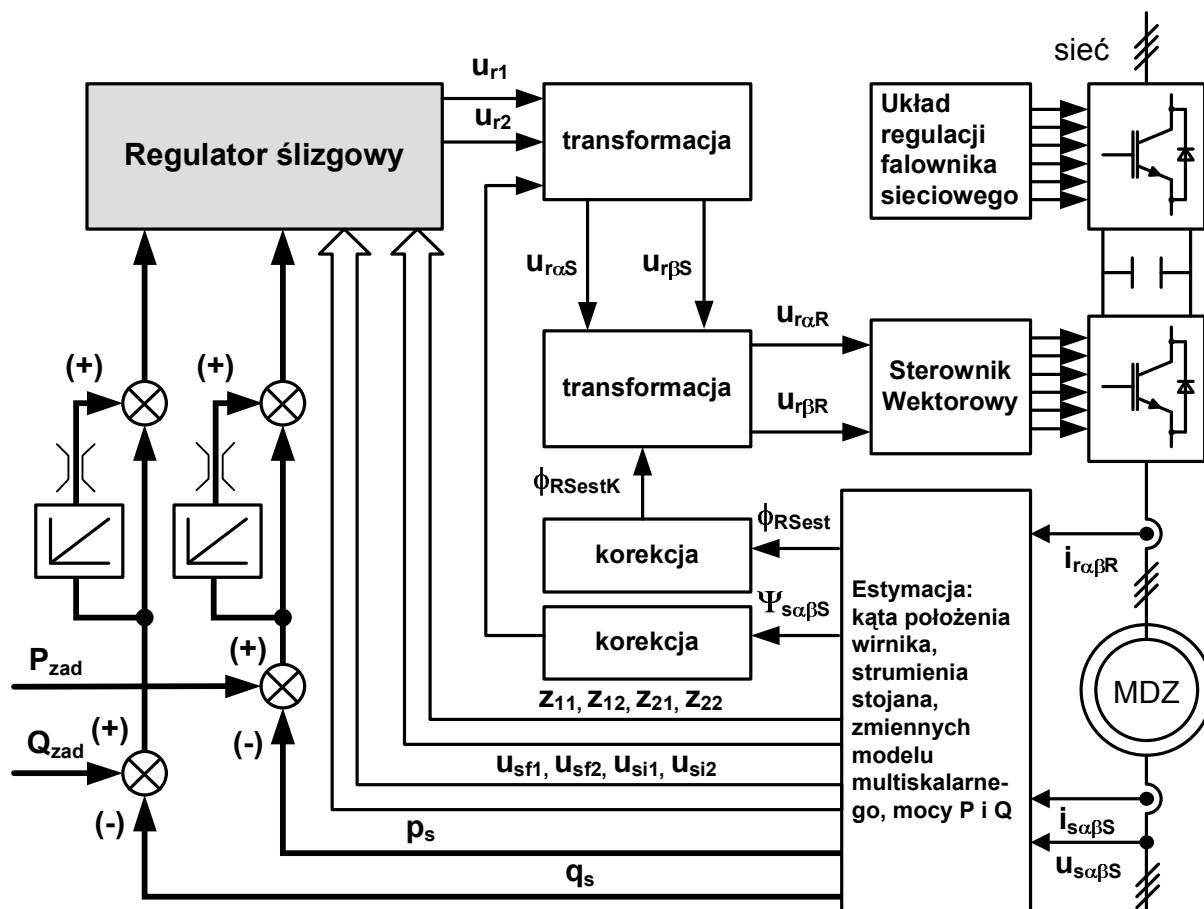
Schemat struktury układu regulacji mocy MDZ z zastosowaniem regulatora ślizgowego oraz zależności na moc czynną i bierną wyrażonych za pomocą zmiennych multiskalnych typu „z” został przedstawiony na rys. 5.7 [10].

W układzie sterowania przekształtnikiem maszynowym można wyodrębnić następujące bloki funkcjonalne:

- regulator ślizgowy,
- algorytm estymacji kąta położenia wirnika, strumienia stojana, zmiennych multiskalnych oraz mocy czynnej i biernej po stronie stojana (rozdział 6),
- dwa bloki transformacji zmiennych do odpowiednich układów współrzędnych,

- dwa bloki korekcji,
- sterownik wektorowy.

Na rys. 5.7 zaciemnionym polem zaznaczono algorytm regulatora ślizgowego opracowany przez autora.



Rys. 5.7. Schemat struktury wewnętrznej układu regulacji mocy MDZ opartej na modelu typu „z” z regulatorem ślizgowym

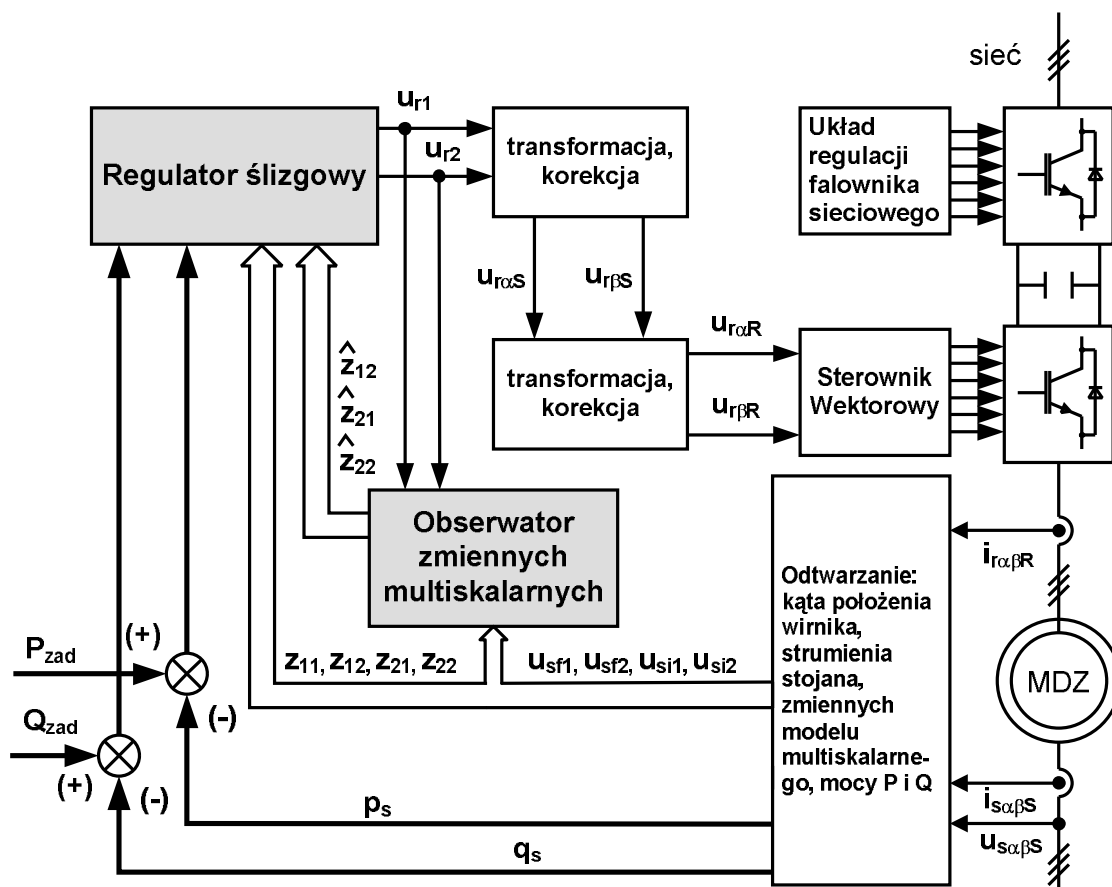
Ponieważ w stanie ustalonym układu w przebiegach mocy czynnej i biernej zaobserwowano błędy o stałej wartości, w torach regulacji mocy zastosowano regulatory typu I korygujące działanie układu regulacji. Wartość nastaw regulatorów korygujących dobierano w trakcie strojenia algorytmu regulacji na podstawie maksymalnej dopuszczalnej wartości uchybu pomiędzy wielkościami zadanymi układu regulacji a zmierzonymi w układzie.

5.3. Układ sterowania maszyną dwustronnie zasilaną z regulatorem ślizgowym i obserwatorem zmiennych multiskalarnych

Idea techniki sterowania ślizgowego opiera się na nieskończeniu szybkich zmianach struktury wewnętrznej regulatora. W układach regulacji realizowanych za pomocą techniki mikroprocesorowej zmiany struktury regulatora ograniczone są częstotliwością impulsowania układu regulacji. Sygnały sterowań podawane na obiekt regulacji również wystawiane są z tą samą częstotliwością. W wyniku niskiej częstotliwości impulsowania układu regulacji w przebiegach wielkości regulowanych mogą pojawić się oscylacje o dużej częstotliwości i małej amplitudzie. W przebiegach wartości regulowanych pojawia się również stała wartość średnia. Inną przyczyną tego typu zjawisk jest pominięcie w procesie projektowania regulatora ślizgowego dynamiki torów pomiarowych, urządzeń wykonawczych jak również niepewności przyjętego modelu matematycznego obiektu sterowania.

Najprostszym rozwiązaniem ograniczającym niekorzystne zjawisko jest zwiększenie częstotliwości impulsowania układu regulacji. Jednakże w niektórych przypadkach jest to niekorzystne lub niemożliwe.

Jednym z wielu opisywanych w literaturze rozwiązań umożliwiających ograniczenie tego zjawiska jest podejście zaproponowane w [95]. Rozwiązanie to polega na wymuszeniu ruchu ślizgowego w dodatkowej pomocniczej pętli sprzężenia zwrotnego obejmującego swoim działaniem obserwator zmiennych sterowanych. Struktura układu regulacji mocy MDZ oparta na tym podejściu algorytmicznym została przedstawiona na rys. 5.8, zaciemnionym polem zaznaczono fragmenty struktury układu regulacji opracowane przez autora.



Rys. 5.8. Schemat struktury układu regulacji mocy MDZ z regulatorem ślizgowym i obserwatorem zmiennych multiskalnych

Do syntezy układu regulacji mocy MDZ z regulatorem ślizgowym i obserwatorem dynamiki zmiennych sterowanych wykorzystano zależności na moc czynną i bierną maszyny wyrażone za pomocą zmiennych multiskalnych modelu typu „z” w stanie ustalonym (4.3), (4.4).

Na podstawie równań modelu multiskalarnego typu „z” opracowano obserwator pełnego rzędu zmiennych multiskalnych maszyny dwustronnie zasilanej. Dodanie do odpowiednich równań modelu multiskalarnego wzmocnionych błędów odtwarzanych zmiennych lub ich kombinacji przekształca równania modelu MDZ w obserwator zmiennych multiskalnych. Obserwator w prezentowanej wersji odtwarza zmienne multiskalne z_{12} , z_{21} , z_{22} . Struktura obserwatora została opracowana przy założeniu, że parametry MDZ są znane lub wyznaczone przy pomocy dodatkowych algorytmów. Założono również, że prędkość wału maszyny jest mierzona lub odtwarzana poza strukturą obserwatora (zmienna z_{11}). Przy powyższych założeniach równania dynamiki obserwatora zmiennych multiskalnych przyjmują postać:

$$\frac{d\hat{z}_{12}}{d\tau} = -\frac{1}{T_V}\hat{z}_{12} + z_{11}\hat{z}_{22} + \frac{L_m}{w_\sigma}z_{11}\hat{z}_{21} - \frac{L_m}{w_\sigma}u_{sf1} + \frac{L_s}{w_\sigma}u_{r1} + u_{si1} - K_1(\hat{z}_{12} - z_{12}), \quad (5.47)$$

$$\frac{d\hat{z}_{21}}{d\tau} = -2\frac{R_s}{L_s}\hat{z}_{21} + 2\frac{R_s L_m}{L_s}\hat{z}_{22} + 2u_{sf2} + K_2(\hat{z}_{21} - z_{21}), \quad (5.48)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{z}_{22}}{d\tau} = & -\frac{1}{T_V}\hat{z}_{22} + \frac{R_s L_m}{L_s w_\sigma}\hat{z}_{21} + \frac{R_s L_m}{L_s} \frac{\hat{z}_{12}^2 + \hat{z}_{22}^2}{\hat{z}_{21}} - z_{11}\hat{z}_{12} \\ & - \frac{L_m}{w_\sigma}u_{sf2} + u_{si2} + \frac{L_s}{w_\sigma}u_{r2} - K_3(\hat{z}_{22} - z_{22}) \end{aligned} \quad (5.49)$$

Wzmocnień błędów obserwatora K_1, K_2, K_3 dobierano na drodze symulacji komputerowej. Uzyskane w ten sposób wartości są kompromisem pomiędzy stabilnością działania obserwatora a szybkością odtwarzania zmiennych.

Struktura wewnętrzna regulatora ślizgowego (rys. 5.6) w przypadku zastosowania obserwatora ulega niewielkiej modyfikacji, która polega na zastąpieniu wartości zmiennych $\hat{z}_{12}$, $\hat{z}_{22}$ obliczanych przy pomocy równań (5.26), (5.42) wartościami zmiennych wyznaczonych w obserwatorze.

6. ESTYMACJA NIEMIERZONYCH ZMIENNYCH STANU

6.1. Odtwarzanie prędkości obrotowej wirnika MDZ

W ostatnich latach w układach napędowych z maszynami elektrycznymi zaobserwować można tendencje do eliminacji czujnika położenia wału maszyny. Podyktowane jest to poprawą niezawodności układów napędowych oraz redukcją kosztów wynikających ze stosowania czujników położenia. Maszyna dwustronnie zasilania ze względu na swoją konstrukcję pozwala na bezpośredni pomiar prądów i napięć zarówno po stronie stojana jak i wirnika. Niestety wielkości te są mierzone w różnych układach współrzędnych. Nie jest więc możliwa bezpośrednia synteza układu regulacji dla wielkości wyrażonych w różnych układach współrzędnych. Istnieje zatem konieczność estymacji kąta położenia wirnika względem stojana i przeliczenie zmierzonych wielkości prądu i napięcia do wybranego układu współrzędnych. W literaturze znaleźć można różne algorytmy estymacji tego kąta [12, 16, 81].

W układach sterowania zaproponowanych i przedstawionych w niniejszej rozprawie do estymacji kąta położenia wirnika zastosowano algorytm zaproponowany w [3]. Zgodnie z tym algorytmem sposób odtwarzania kąta pomiędzy wirnikiem i stojanem polega na pomiarze prądu wirnika w układzie współrzędnych wirnika, a następnie obliczeniu tego samego prądu w układzie współrzędnych stojana (rys. 6.1). Wybrany wektor prądu ma taką samą długość w obu układach i różne kąty położenia związane zależnością:

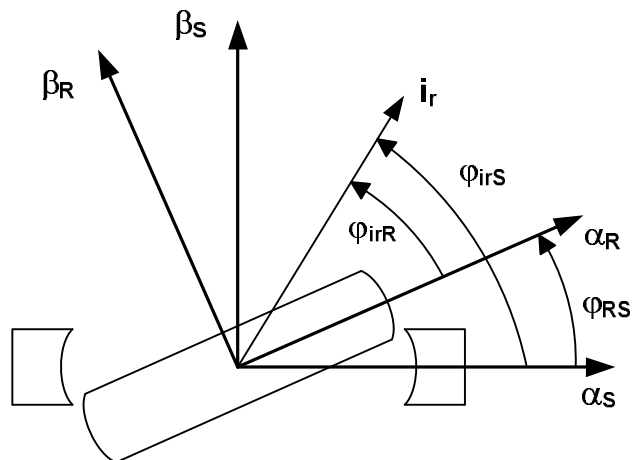
$$\varphi_{irS} = \varphi_{irR} + \varphi_{RS} \quad (6.1)$$

gdzie:

φ_{irS} – jest kątem położenia wektora prądu wirnika w układzie współrzędnych stojana,

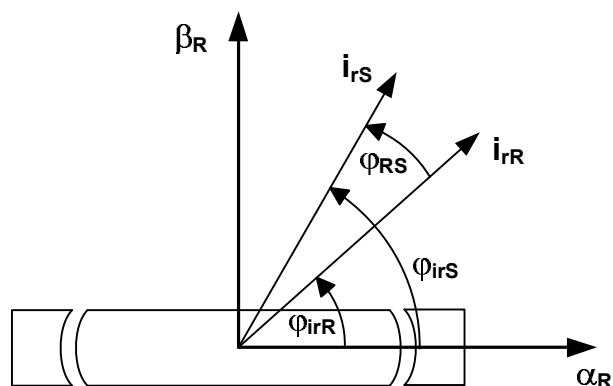
φ_{irR} – jest kątem położenia wektora prądu wirnika w naturalnym układzie współrzędnych wirnika,

φ_{RS} – jest kątem położenia wirnika względem stojana.



Rys. 6.1. Wektor prądu wirnika w układach współrzędnych stojana i wirnika rysunek jak dla maszyny jednobiegunowej

Obracając układ współrzędnych stojana o kąt φ_{RS} otrzymuje się dwa wektory wyrażone we wspólnym układzie współrzędnych, gdzie i_{rS} oznacza prąd wirnika w układzie stojana oraz i_{rR} w układzie wirnika (rys. 6.2)



Rys. 6.2. Wektory prądu wirnika sprowadzone do układu współrzędnych wirnika

Wykorzystując zależności na iloczyn skalarny i wektorowy dwóch wektorów (i_{rS} , i_{rR}) można wyznaczyć funkcje trygonometryczne kąta zawartego między nimi. Funkcje te wyrażone są następującymi zależnościami:

$$\cos(\varphi_{RS}) = \frac{i_{rXR}i_{rXS} + i_{rYR}i_{rYS}}{i_r^2}, \quad (6.2)$$

$$\sin(\varphi_{RS}) = \frac{i_{rXR}i_{rYS} - i_{rYR}i_{rXS}}{i_r^2}, \quad (6.3)$$

gdzie: i_{rXR} , i_{rYR} składowe wektora prądu wirnika określone w układzie wirnika, i_{rXS} , i_{rYS} składowe wektora prądu wirnika określone w układzie stojana.

Do wyznaczenia wartości wyrażeń (6.2) i (6.3) niezbędne składowe prądu wirnika w układzie stojana obliczane są za pomocą zależności w postaci [42]:

$$i_{rxS} = -\frac{1}{\omega_0 L_m} (u_{syS} - R_S i_{syS}) - \frac{L_s}{L_m} i_{sxS}, \quad (6.4)$$

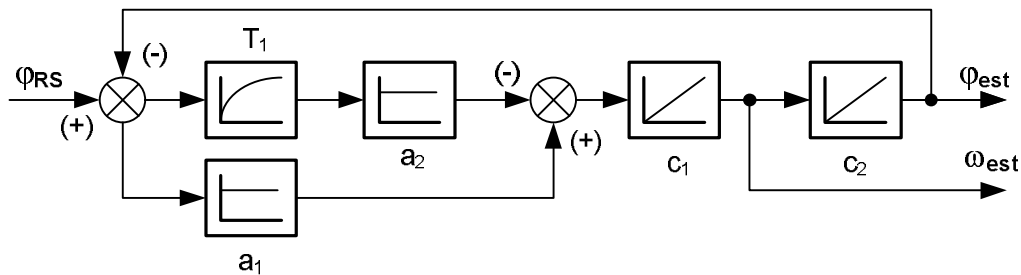
$$i_{ryS} = \frac{1}{\omega_0 L_m} (u_{sxS} - R_S i_{sxS}) - \frac{L_s}{L_m} i_{syS}, \quad (6.5)$$

gdzie: ω_0 - pulsacja synchroniczna.

Dysponując wyznaczonymi w kolejnych taktach impulsowania wartościami kąta położenia wirnika można na podstawie jego przyrostu w trakcie trwania okresu impulsowania odtworzyć prędkość obrotową wału maszyny.

Wyznaczony w ten sposób kąt oraz prędkość obrotowa wału nie nadaje się do bezpośredniego wykorzystania w algorytmie regulacji, ponieważ pomiary wielkości elektrycznych uzyskane z przetworników zarówno prądów jak i napięcia stojana zawierają szereg wyższych harmonicznnych. Jest to powodem nieprawidłowego odtwarzania kąta φ_{RS} .

Z tego względu estymacja kąta położenia wirnika oraz wartość prędkości obrotowej wału maszyny realizowana jest za pomocą pętli synchronizacji fazowej (PLL) [55]. Struktura wewnętrzna układu odtwarzania prędkości z pętlą synchronizacji fazowej została pokazana na rys. 6.3 [42].



Rys. 6.3. Pętla synchronizacji fazowej

Prezentowana struktura pętli synchronizacji fazowej zawiera szeregowo-równoległe połączone bloki proporcjonalne z elementem inercyjnym oraz dwa człony całkujące, na wyjściu których otrzymywana jest odfiltrowana wartość prędkości obrotowej wału generatora oraz kąta położenia wirnika φ_{est} . Odpowiedni dobór współczynników a_1 , a_2 członów proporcjonalnych pozwala na sprowadzenie uchybu błędu odtwarzania kąta w stanie ustalonym do wartości bliskiej zero.

6.2. Estymacja strumienia wirnika i strumienia stojana MDZ

Do syntezy układów regulacji mocy MDZ na podstawie równań poszczególnych modeli multiskalarnych niezbędna jest znajomość wartości strumienia wirnika lub stojana.

W układzie regulacji mocy opartym na zależnościach modelu multiskalarnego MDZ typu „x” do wyznaczenia wartości zmiennych multiskalarnych konieczna jest informacja o wartości strumienia skojarzonego wirnika Ψ_r .

Wartość strumienia wirnika może być estymowana w dwóch układach współrzędnych: układzie nieruchomym względem wirnika (Ψ_{rxR} , Ψ_{ryR}) lub w układzie współrzędnych stojana (Ψ_{rxS} , Ψ_{ryS}). Wybór sposobu estymacji strumienia wirnika jest istotny z punktu dokładności odtwarzanej wielkości strumienia oraz syntezy układu regulacji.

$$\frac{d\bar{\Psi}_{rR}}{dt} = -\bar{i}_{rR} R_R + \bar{u}_{rR} \quad (6.6)$$

Odtwarzanie strumienia wirnika Ψ_{rR} w stacjonarnym układzie współrzędnych wirnika poprzez całkowanie zależności (6.6) charakteryzuje się małą dokładnością otrzymanych wyników. Jest to spowodowane małą pulsacją strumienia wirnika, jaka występuje przy pracy maszyny w zakresie poślizgu $\pm 0,3$ będącego typowym dla generatorów pracujących w elektrowniach wiatrowych [19, 29, 58].

Odminnym podejściem do zagadnienia estymacji strumienia wirnika w układzie wirnika jest metoda uproszczona oparta na zależnościach stanu ustalonego, dla którego równanie (6.6) ma postać:

$$\Psi_{rxR} = -\frac{u_{ryR} - R_R i_{ryR}}{\omega_0 - \omega_m}, \quad (6.7)$$

$$\Psi_{ryR} = \frac{u_{rxR} - R_R i_{rxR}}{\omega_0 - \omega_m}. \quad (6.8)$$

Ponieważ wyrażenie $(\omega_0 - \omega_m)$ będące w mianowniku obu równań przyjmuje małe wartości lub zero, ogranicza to stosowanie tej metody odtwarzania strumienia wirnika do prędkości wirowania wału maszyny różnej od prędkości synchronicznej.

Wartość strumienia wirnika (Ψ_{rxS} , Ψ_{ryS}) w układzie współrzędnych związanym ze stojanem można odtworzyć za pomocą zależności:

$$\bar{\Psi}_R = L_R \bar{i}_R + L_m \bar{i}_S. \quad (6.9)$$

Podstawiając do wzoru (6.9) za i_R wyrażenia określające składowe prądu wirnika w układzie współrzędnych stojana (6.4), otrzymuje się równania w postaci:

$$\Psi_{rxS} = -\frac{L_R}{\omega_0 L_m} (u_{syS} - R_S i_{syS}) - \frac{W_\sigma}{L_m} i_{sxS}, \quad (6.10)$$

$$\Psi_{ryS} = \frac{L_R}{\omega_0 L_m} (u_{sxS} - R_S i_{sxS}) - \frac{W_\sigma}{L_m} i_{syS}, \quad (6.11)$$

gdzie ω_0 jest pulsacją synchroniczną, indeks „S” oznacza nieruchomy układ współrzędnych związanych ze stojanem. Otrzymane w ten sposób wyrażenia umożliwiają odtwarzanie strumienia wirnika w całym zakresie prędkości obrotowej wału MDZ.

W proponowanych przez autora strukturach układów regulacji mocy MDZ zastosowano odtwarzanie strumienia wirnika w nieruchomym układzie współrzędnych związanych ze stojanem.

Składowe strumienia skojarzonego stojana (Ψ_{sxS} , Ψ_{syS}) niezbędne do obliczenia wartości zmiennych multiskalnych w układzie regulacji opartym na zależnościach modelu multiskalarnego typu „Z” wyznaczane są na podstawie zależności (3.4):

$$\Psi_{sxS} = L_S i_{sxS} + L_m i_{rxS} \quad (6.12)$$

$$\Psi_{syS} = L_S i_{syS} + L_m i_{ryS} \quad (6.13)$$

Do wyznaczenia składowych strumienia stojana na podstawie powyższych zależności niezbędna jest informacja o wartościach składowych prądu wirnika w układzie stojana (i_{rxS} , i_{ryS}). Wartości te mogą być wyznaczone za pomocą wzorów (6.4) i (6.5). Innym sposobem na wyznaczenie składowych strumienia stojana jest transformowanie zmierzonych w układzie wirnika wartości prądu wirnika (i_{rxR} , i_{ryR}) do układu stojana za pomocą kąta położenia wału maszyny uzyskanego na wyjściu pętli synchronizacji fazowej.

7. WŁAŚCIWOŚCI MASZYN DWUSTRONNIE ZASILANEJ

7.1. Właściwości dynamiczne maszyny dwustronnie zasilanej

Dynamikę działania maszyny dwustronnie zasilanej będącej obiektem regulacji można opisać za pomocą układu czterech równań różniczkowych multiskalnych w postaci (3.22) - (3.25). W układzie tym jako zmienne stanu przyjmuje się zmienne multiskalne (3.18) - (3.21). Zmienne u_{sf1} , u_{sf2} będące iloczynem wektorowym i skalarnym wektorów napięcia stojana oraz strumienia stojana można interpretować jako zakłócenia. Wartość tych zmiennych uzależniona jest od długości wektorów, strumienia stojana, napięcia sieci oraz kąta zawartego pomiędzy nimi.

Z uwagi na to, że strumień skojarzony stojana nie może ulec szybkiej skokowej zmianie, bezpośredni wpływ na wartość zakłócenia mają długość wektora napięcia stojana $|u_s|$ oraz kąt ρ zawarty pomiędzy wektorem napięcia stojana a strumieniem skojarzonym stojana.

Dynamikę zmiany kąta ρ można opisać równaniem w postaci:

$$\frac{d\rho}{dt} = \omega_0 - \omega_{\Psi_s}, \quad (7.1)$$

gdzie: ω_0 wyraża prędkość kątową wektora napięcia sieci zasilającej, natomiast zmienna ω_{Ψ_s} jest równa pulsacji wektora strumienia skojarzonego stojana.

Analizując układ równań wektorowych (3.6) - (3.9) w układzie współrzędnych wirującym współbieżnie z wektorem strumienia skojarzonego stojana, gdzie składowa Ψ_{sy} jest równa zero, natomiast Ψ_{sx} jest równa $|\Psi_s|$, po przekształceniu równania (3.6) można uzyskać zależność na pulsację strumienia stojana ω_{Ψ_s} :

$$\omega_{\Psi_s} = \frac{R_s L_m}{L_s} \frac{z_{12}}{z_{22}} + \frac{u_s}{\sqrt{z_{21}}} \sin \rho. \quad (7.2)$$

Podstawiając we wzorze (7.1) za ω_{Ψ_s} wyrażenie w postaci (7.2) otrzymuje się równanie różniczkowe dynamiki zmiany kąta wyrażone za pomocą zmiennych multiskalnych [42]:

$$\frac{d\rho}{dt} = \omega_0 - \frac{R_s L_m}{L_s} \frac{z_{12}}{z_{21}} - \frac{u_s}{\sqrt{z_{21}}} \sin \rho, \quad (7.3)$$

$$\frac{dz_{21}}{d\tau} = -2\frac{R_s}{L_s}z_{21} + 2\frac{R_s L_m}{L_s}z_{22} + 2u_s\sqrt{z_{21}}\cos\rho. \quad (7.4)$$

W układach regulacji mocy z tradycyjnymi regulatorami typu PI jak i z regulatorami nieliniowymi ślizgowymi stabilizacji podlegają tylko zmienne multiskalarne z_{12} , z_{22} .

W takim przypadku można przyjąć, że równania (7.3) oraz (7.4) są opisem dynamiki niesterowanej części obiektu.

W celu zbadania charakteru zmian strumienia stojana (zmienna z_{21}), w przypadku wystąpienia skokowej zmiany wartości jednej ze zmiennych interpretowanych jako zakłócenie, przeprowadzona została uproszczona analiza stabilności działania systemu opisanego równaniami (7.3) - (7.4). Z uwagi na nieliniową postać równań (7.3) - (7.4) zastosowano linearyzację wyrażeń za pomocą szeregu Taylora w otoczeniu punktu równowagi do postaci:

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu, \quad (7.5)$$

gdzie: x - wektor zmiennych stanu $x = [\Delta\rho \quad \Delta z_{21}]^T$,

u - wektor zmiennych sterujących $u = [\Delta z_{12} \quad \Delta z_{22}]^T$,

A - macierz stanu

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-u_s \cos\rho}{\sqrt{z_{210}}} & \frac{1}{2} \frac{u_s \sin\rho}{\sqrt{z_{210}^3}} + \frac{R_s L_m}{L_s} \frac{z_{120}}{z_{210}^2} \\ -2u_s \sqrt{z_{210}} \sin\rho & -\frac{2R_s}{L_s} + \frac{u_s \cos\rho}{\sqrt{z_{210}}} \end{bmatrix}, \quad (7.6)$$

B - macierz wejściowa

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 2\frac{R_s L_m}{L_s} \\ -\frac{R_s L_m}{L_s} \frac{1}{z_{210}} & 0 \end{bmatrix}. \quad (7.7)$$

Korzystając z zależności stanu ustalonego, gdzie:

$$\sin \rho = \frac{\omega_0 \sqrt{z_{210}^3} - \frac{R_s L_m}{L_s} z_{120} \sqrt{z_{210}}}{u_s z_{210}}, \quad (7.8)$$

$$\cos \rho = \frac{\frac{R_s}{L_s} z_{210} - \frac{R_s L_m}{L_s} z_{220}}{u_s \sqrt{z_{210}}}, \quad (7.9)$$

macierz stanu A przyjmuje postać:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} + \frac{R_s L_m}{L_s} \frac{z_{220}}{z_{210}} & \frac{R_s L_m}{2L_s} \frac{z_{120}}{z_{210}^2} + \frac{\omega_0}{2z_{210}} \\ -2\omega_0 z_{210} + 2 \frac{R_s L_m}{L_s} z_{120} & -\frac{R_s}{L_s} - \frac{R_s L_m}{L_s} \frac{z_{220}}{z_{210}} \end{bmatrix}. \quad (7.10)$$

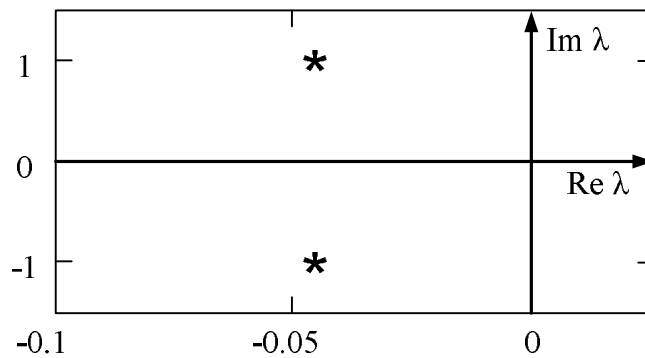
Indeks „O” przy zmiennych multiskalarnych oznacza wartości zmiennych w stanie ustalonym.

Wielomian charakterystyczny dla tak zapisanej macierzy stanu ma postać:

$$\lambda^2 + 2 \frac{R_s}{L_s} \lambda + \frac{R_s^2}{L_s^2} - \frac{R_s^2 L_m^2}{L_s^2} \left(\frac{z_{120}^2 + z_{220}^2}{z_{210}^2} \right) + \omega_0^2 = 0. \quad (7.11)$$

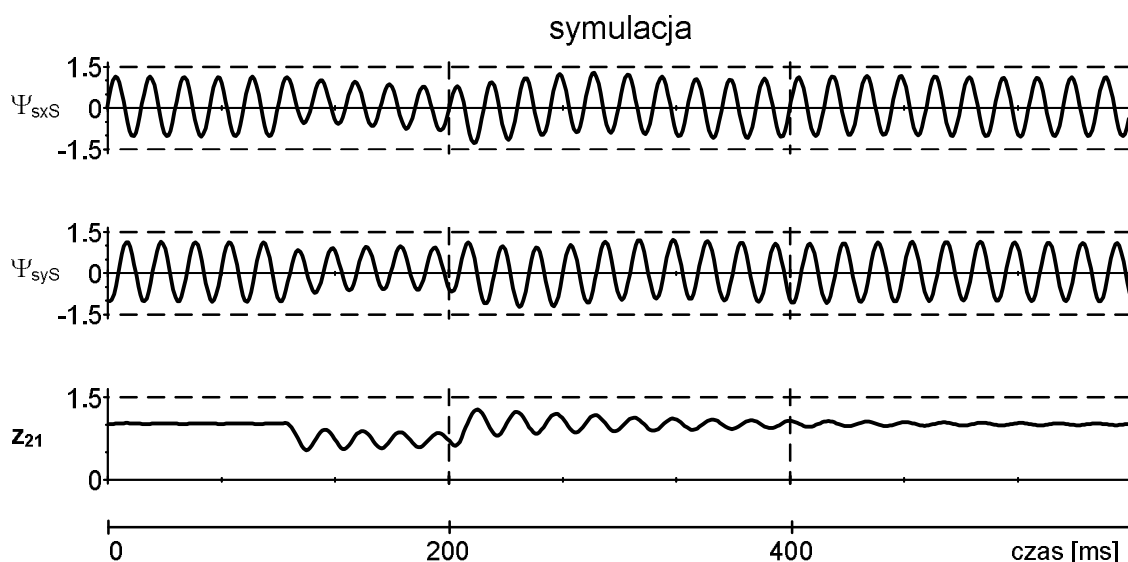
Wielomian charakterystyczny w postaci (7.11) ma dwa rozwiązania niezerowe w dziedzinie liczb zespolonych. Część rzeczywista pierwiastków równania charakterystycznego jest ujemna i wynosi:

$$\operatorname{Re} \lambda_{1,2} = -\frac{R_s}{L_s}. \quad (7.12)$$



Rys. 7.1. Położenie biegunów równania charakterystycznego (7.11) na płaszczyźnie zmiennej zespolonej

Na rys. 7.1 przedstawiono położenie biegunów równania charakterystycznego (7.11). Umieszczenie pierwiastków w lewej półpłaszczyźnie zmiennej zespolonej gwarantuje stabilność rozważanego układu (7.3) - (7.4). Jednakże takie rozmieszczenie biegunów transmitancji świadczy o oscylacyjnym charakterze odpowiedzi obiektu regulacji na odchylenie układu od punktu równowagi.



Rys. 7.2. Przebieg składowych wektora strumienia stojana oraz zmiennej multiskalarnej z_{21} dla zapadu napięcia sieci o czasie trwania 100ms i głębokości do 70% U_N , układ regulacji oparty na zależnościach modelu multiskalarnego typu „z” z regulatorami PI

Wystąpienie zakłócenia w postaci zapadu napięcia sieci zasilającej prowadzi do gwałtownego wytrącenia maszyny dwustronnie zasilanej, będącej obiektem regulacji, z położenia równowagi w określonym punkcie pracy. Prowadzi to do powstania oscylacji strumienia skojarzonego stojana o małym współczynniku tłumienia i częstotliwości bliskiej pulsacji sieci zasilającej.

Na rys. 7.2 przedstawiono zarejestrowaną w trakcie badań symulacyjnych reakcję MDZ na wystąpienie zapadu napięcia sieci zasilającej. Czas trwania zapadu wynosił 100ms, natomiast głębokości do 70% U_N .

Dokładna analiza stabilności uwzględniająca pozostałe sprzężone pary biegunów MDZ pochodzące od obwodu wirnika i momentu elektromagnetycznego maszyny została przedstawiona w pracach [6, 32, 34].

7.2. Obszar dopuszczalnej pracy generatorowej MDZ

Regulacja mocy czynnej i biernej po stronie stojana MDZ może odbywać się niezależnie w obu torach regulacji. W celu wyznaczenia maksymalnej dopuszczalnej granicy nastaw mocy dla generatora posłużono się zależnościami na moc czynną i bierną stojana MDZ wyrażonymi za pomocą zmiennych multiskalarnych jak dla modelu typu „z” w postaci (4.1) - (4.2). Biorąc pod uwagę, że zmienne multiskalarne oraz zmienne pomocnicze modelu multiskalarnego są iloczynami wektorowymi lub skalarnymi odpowiednich wektorów modelu, wyrażenia na moc czynną i bierną MDZ można zapisać następująco:

$$P_s = \frac{1}{L_s} |\bar{u}_s| |\bar{\Psi}_s| \cos \rho - \frac{L_m}{L_s} \frac{|\bar{u}_s| |\bar{\Psi}_s| \sin \rho |\bar{\Psi}_s| |\bar{i}_r| \sin \delta + |\bar{u}_s| |\bar{\Psi}_s| \cos \rho |\bar{\Psi}_s| |\bar{i}_r| \cos \delta}{|\bar{\Psi}_s|^2}, \quad (7.13)$$

$$Q_s = \frac{1}{L_s} |\bar{u}_s| |\bar{\Psi}_s| \sin \rho - \frac{L_m}{L_s} \frac{|\bar{u}_s| |\bar{\Psi}_s| \sin \rho |\bar{\Psi}_s| |\bar{i}_r| \cos \delta - |\bar{u}_s| |\bar{\Psi}_s| \cos \rho |\bar{\Psi}_s| |\bar{i}_r| \sin \delta}{|\bar{\Psi}_s|^2}, \quad (7.14)$$

gdzie:

ρ - jest kątem zawartym pomiędzy wektorami napięcia stojana oraz strumienia stojana,

δ - jest kątem zawartym pomiędzy wektorami strumienia stojana oraz prądu wirnika.

Uwzględniając zależności trygonometryczne kątów ρ , δ oraz podnosząc do kwadratu obydwie strony równań, wyrażenia (7.13) - (7.14) przyjmują postać:

$$\left(P_s - \frac{1}{L_s} |\bar{u}_s| |\bar{\Psi}_s| \cos \rho \right)^2 = \frac{L_m^2}{L_s^2} |\bar{u}_s|^2 |\bar{i}_r|^2 \cos^2 (\rho - \delta), \quad (7.15)$$

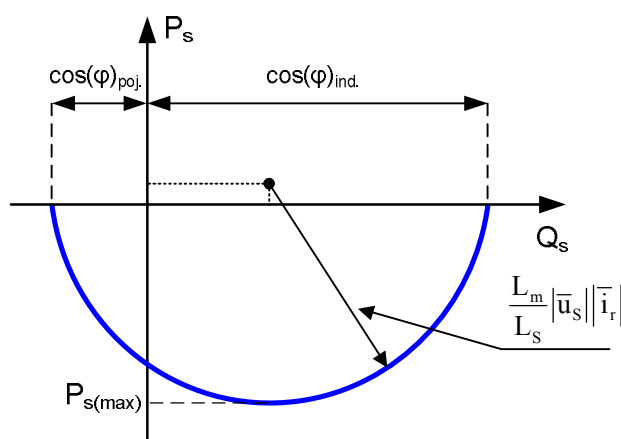
$$\left(Q_s - \frac{1}{L_s} |\bar{u}_s| |\bar{\Psi}_s| \sin \rho \right)^2 = \frac{L_m^2}{L_s^2} |\bar{u}_s|^2 |\bar{i}_r|^2 \sin^2 (\rho - \delta), \quad (7.16)$$

a po dodaniu stronami równań (7.15) - (7.16) otrzymuje się wyrażenie:

$$\left(P_s - \frac{1}{L_s} |\bar{u}_s| |\bar{\Psi}_s| \cos \rho \right)^2 + \left(Q_s - \frac{1}{L_s} |\bar{u}_s| |\bar{\Psi}_s| \sin \rho \right)^2 = \frac{L_m^2}{L_s^2} |\bar{u}_s|^2 |\bar{i}_r|^2. \quad (7.17)$$

Dopuszczalny obszar nastaw mocy czynnej i biernej po stronie stojana przy pracy generatorowej MDZ znajduje się wewnątrz fragmentu koła opisanego równaniem (7.17).

Środek tego okręgu wyznacza punkt, którego współrzędne określone są poprzez wartości mocy czynnej i biernej indukcyjnej pobierane przez MDZ w stanie jałowym. Wielkości te zależą od parametrów uzwojenia stojana maszyny. Promień koła jest funkcją parametrów maszyny, napięcia zasilania stojana oraz maksymalnej dopuszczalnej wartości prądu wirnika i wynika z ograniczeń cieplnych. Uwzględniając przyjętą konwencję zapisu znaków mocy, gdzie moc czynna pobierana przez stojan maszyny jest mocą dodatnią, natomiast moc oddawana do sieci przez MDZ jest mocą ujemną, dopuszczalny obszar pracy generatorowej MDZ został przedstawiony na rys. 7.3.



Rys. 7.3. Obszar dopuszczalnej pracy generatorowej MDZ

W tablicy 7.A przedstawiono zależności dla maksymalnych wartości mocy czynnej i biernej stojana MDZ możliwych do uzyskania bez przekraczania wartości dopuszczalnych prądów.

Tablica 7.A Graniczne wartości mocy dla pracy generatorowej MDZ

Moc czynna P_s pobierana przez stojan w stanie jałowym pracy	$P_{S0} = \frac{1}{L_s} u_{sf2}^2$
Moc bierna Q_s pobierana przez stojan w stanie jałowym pracy	$Q_{S0} = \frac{1}{L_s} u_{sf1}^2$
Maksymalna moc czynna $P_{s(max)}$ przy zerowej mocy biernej Q_s	$P_{S(Q_s=0)} = \frac{1}{L_s} u_{sf2}^2 - \sqrt{\frac{L_m^2}{L_s^2} \bar{u}_s ^2 \bar{i}_r ^2 - \frac{1}{L_s^2} (u_{sf1}^2 - u_{sf2}^2)}$
Maksymalna moc bierna $Q_{s(max)C}$ pojemnościowa przy zerowej mocy czynnej P_s	$Q_{S(P_s=0)} = \frac{1}{L_s} u_{sf1}^2 - \sqrt{\frac{L_m^2}{L_s^2} \bar{u}_s ^2 \bar{i}_r ^2 - \frac{1}{L_s^2} u_{sf2}^2}$
Maksymalna moc bierna $Q_{s(max)L}$ indukcyjna przy zerowej mocy czynnej P_s	$Q_{S(P_s=0)} = \frac{1}{L_s} u_{sf1}^2 + \sqrt{\frac{L_m^2}{L_s^2} \bar{u}_s ^2 \bar{i}_r ^2 - \frac{1}{L_s^2} u_{sf2}^2}$

7.3. Reakcja MDZ na zapad napięcia sieci

W standardowych [19, 29, 58] rozwiązaniach generatorów elektrowni wiatrowych z MDZ przekładnia napięciowa pomiędzy uzwojeniem stojana i wirnika przy nieruchomym wale maszyny wynosi $\vartheta_u=0,3$, natomiast typowy zakres pracy generatorowej występuje przy poślizgu w zakresie $s \approx \pm 0,3$. Wartość napięcia po stronie wirnika przy pominięciu rezystancji oraz indukcyjność rozproszenia wirnika zmienia się zgodnie z zależnością [77]:

$$\bar{u}_R \approx \frac{\bar{u}_S}{\vartheta_u} s, \quad (7.18)$$

gdzie: s – poślizg, ϑ_u – przekładnia napięciowa.

Napięcie wyjściowe przekształtnika maszynowego zasilające wirnik generatora realizowane jest za pomocą modulacji szerokości impulsów z wykorzystaniem wektora przestrzennego napięcia $\mathbf{U}_r$. Napięcie zasilania wirnika generowane przez przekształtnik maszynowy jest efektem kombinacji stanów łączników przekształtnika oraz dostępnego napięcia w obwodzie pośredniczącym u_{dc} .

$$|\bar{u}_{rmax}| = \frac{\sqrt{3}}{2} u_{dc} |\bar{d}|, \quad (7.19)$$

gdzie: $\mathbf{d}$ jest wektorem stanów kluczy energoelektronicznych przekształtnika.

Maksymalna możliwa do wygenerowania przez przekształtnik maszynowy amplituda napięcia zasilania wirnika dobierana jest na etapie konstrukcji układu zasilania generatora i wynika z przyjętego dopuszczalnego zakresu poślizgu wału MDZ (7.18) w znamionowych warunkach pracy stąd:

$$|\bar{u}_R| \approx |\bar{u}_{rmax}|. \quad (7.20)$$

Zakres generowanego przez przekształtnik maszynowy napięcia zasilania wirnika ma wpływ na dynamikę i sposób sterowania MDZ.

Zapad napięcia w punkcie przyłączenia generatora do systemu elektroenergetycznego wywołuje nagłą zmianę napięcia zasilania stojana MDZ. Czas trwania oraz głębokość zapadu jest wielkością stochastyczną. Zakłócenie napięcia sieci w postaci zapadu można podzielić na trzy charakterystyczne etapy: obniżenie napięcia sieci, „stan ustalony” przy nowej wartości

napięcia i powrót napięcia sieci do warunków znamionowych. Każdy z kolejnych etapów zapadu wywołuje odmienną reakcję układu generatora.

W przypadku trójfazowego zwarcia w pobliżu punktu przyłączenia generatora do systemu napięcie na zaciskach stojana maszyny w skrajnym przypadku może osiągnąć wartość równą zero ($u_s = 0$). Wektor strumienia skojarzonego stojana przestaje wirować względem uzwojeń stojana ($\omega_0 = 0$). W efekcie zatrzymania ruchu wektora strumienia stojana względem uzwojeń stojana przy wirowaniu wału maszyny jego prędkość względem uzwojenia wirnika rośnie. Jest to jednoznaczne z gwałtownym zwiększeniem się wartości SEM indukowanej przez strumień stojana po stronie uzwojeń wirnika. Jednocześnie w przebiegach prądów wirnika pojawiają się składowe, których częstotliwość jest bliska częstotliwości wału generatora.

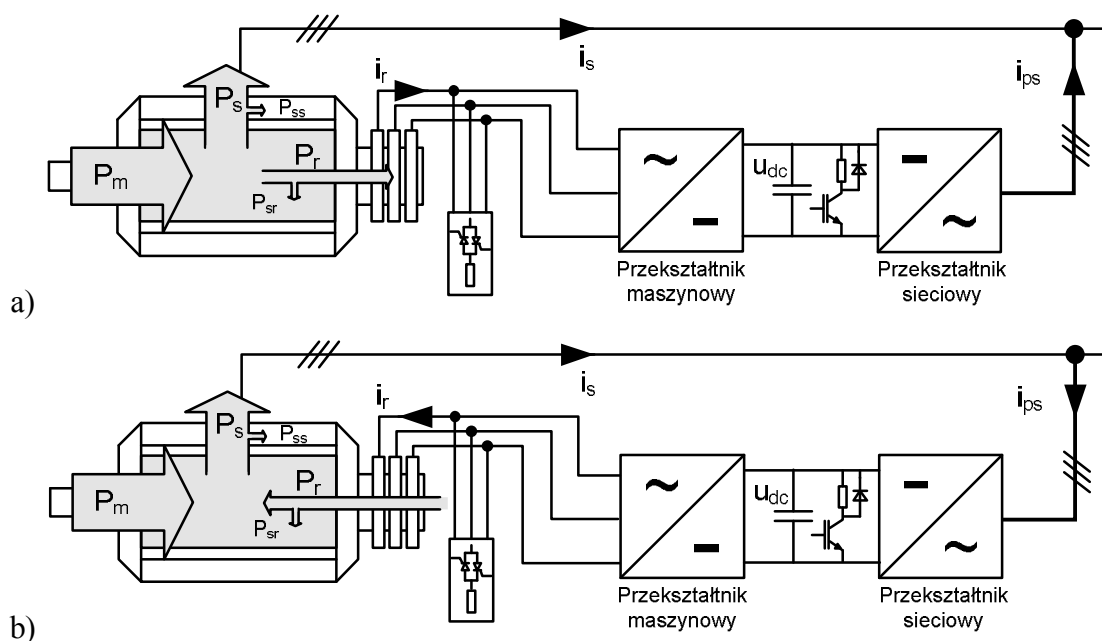
Zgodnie z analizą przedstawioną w podrozdziale 7.1 gwałtowne obniżenie napięcia sieci wywołuje również słabo tłumione oscylacje strumienia skojarzonego stojana. Amplituda oscylacji strumienia zależy od głębokości zapadu, parametrów uzwojeń generatora oraz impedancji linii zasilającej pomiędzy generatorem a miejscem wystąpienia awarii w systemie elektroenergetycznym.

Strumień magnetyczny w stojanie nie może zmienić się skokowo, dlatego nagła zmiana napięcia na zaciskach stojana wywołuje krótkotrwały gwałtowny wzrost prądu stojana. Ponieważ obwód stojana sprzężony jest magnetycznie z obwodem wirnika również zwiększa się wartość prądu wirnika.

Zadaniem układu regulacji mocy MDZ jest utrzymanie zadanych wartości wielkości regulowanych. W tym celu w chwili pojawienia się zapadu napięcia sieci w algorytmie regulacji przekształtnika maszynowego wyznaczane są składowe napięcia zasilania wirnika umożliwiające ograniczenie prądu wirnika i stabilizację wartości mocy zadanych w układzie regulacji.

Maszyna dwustronnie zasilana może pracować w dwóch zakresach prędkości obrotowej wału, w zakresie prędkości podsynchronicznej, przy częściowym obciążeniu generatora, oraz w zakresie prędkości nadsynchronicznej, przy pełnym obciążeniu generatora. Reakcja układu generatora na zapad napięcia silnie zależy od zakresu prędkości wału generatora oraz punktu pracy maszyny wynikającego z zadanych wartości mocy czynnej i biernej. Jest to związane z kierunkiem przepływu energii w układzie generatora i przekształtnika oraz możliwym do wygenerowania napięciem wirnika. Nominalnym stanem jest praca generatora przy pełnym obciążeniu, gdzie energia kinetyczna wiatru przekazywana jest do sieci poprzez stojan i wirnik maszyny.

Na rys. 7.4 zaprezentowano rozpływ mocy w układzie generatora w zależności od zakresu pracy [52, 53].



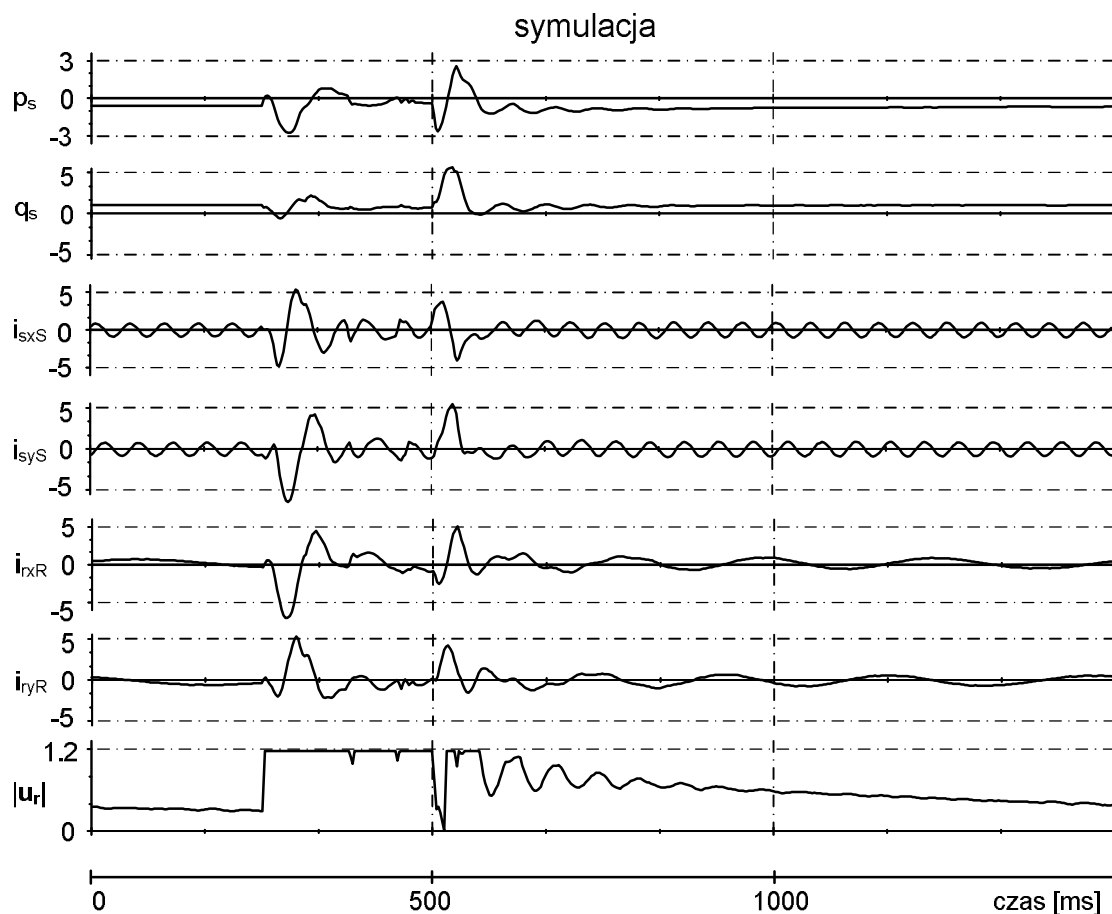
Rys. 7.4. Rozpływ mocy w MDZ w zakresie pracy: nadsynchronicznej (a), podsynchronicznej (b), gdzie: P_m – moc mechaniczna na wale generatora, P_s – moc elektryczna przekazywana do sieci przez stojan, P_r – moc elektryczna przekazywana/pobierana przez wirnika, P_{ss} – straty stojana, P_{sr} – straty wirnika.

Wystąpienie zapadu napięcia w zakresie pracy podsynchronicznej z uwagi na krótkotrwały wzrost prądów wirnika prowadzi do dużego wzrostu energii pobieranej z obwodu pośredniczącego przekształtnika. W skrajnym przypadku przy głębokim zapadzie oraz związanym z nim zakłóceniu pracy przekształtnika sieciowego pobór znacznego prądu z obwodu pośredniczącego może doprowadzić do obniżenia napięcia w obwodzie pośredniczącym i zablokowania całego przekształtnika.

Odminną reakcję układu zaobserwować można w przypadku wystąpienia zapadu napięcia po stronie stojana w zakresie pracy nadsynchronicznej MDZ. W tym zakresie pracy energia poślizgu generatora przekazywana jest do obwodu pośredniczącego przekształtnika.

Reakcja przekształtnika na zapad napięcia ograniczona jest maksymalną możliwą do wygenerowania wartością napięcia zasilającego wirnik U_r , wartością dopuszczalnych prądów oraz energią zgromadzoną w obwodzie pośredniczącym. Jeżeli wartości składowych napięcia wirnika wyznaczone w układzie regulacji niezbędne do utrzymania kontroli nad generatorem w momencie obniżenia napięcia sieci są większe niż wartości dopuszczalne, to przekształtnik generuje maksymalną wartość napięcia wirnika. Jest to jednoznaczne z utratą kontroli nad

generatorem i niekontrolowanym przepływem znacznych prądów w uzwojeniach stojana i wirnika. Prądy te ograniczone są tylko małymi wartościami rezystancji i reaktancji rozprożeń poszczególnych uzwojeń. Zdarzenie to zostało przedstawione na rys. 7.5.



Rys. 7.5. Odpowiedź układu generatora na zapad napięcia o czasie trwania 100ms i głębokości do 30% U_n , dla układu regulacji opartego na zależnościach modelu multiskalarnego typu „z” z regulatorami PI

Przekroczenie określonych wartości prądów wirnika prowadzi do uszkodzenia łączników półprzewodnikowych przekształtnika maszynowego, dlatego w celu ochrony jest on blokowany. Zablokowanie przekształtnika nie jest jednoznaczne z przerywaniem prądów wirnika, które płyną poprzez diody zwrotne tranzystorów falownika maszynowego do obwodu pośredniczącego przekształtnika. W krótkim czasie do obwodu pośredniczącego przekształtnika przekazywana jest duża wartość energii, która wywołuje szybki wzrost napięcia w obwodzie pośredniczącym przekształtnika. Może to doprowadzić do uszkodzenia przekształtnika. W takiej sytuacji niezbędne jest zastosowanie dodatkowych układów sprzętowych (ang. crowbar) umożliwiających ochronę nadprądową i nadnapięciową przekształtnika [22, 54, 56, 57].

Ochrona ta polega na rozpraszaniu nadmiaru energii przekazywanej do obwodu pośredniczącego na dodatkowym rezystorze lub w przypadku dużych jednostek generatorów na zablokowaniu przekształtnika i włączeniu w obwód wirnika dodatkowej rezystancji (rys. 7.4).

Innym aspektem utraty kontroli nad momentem elektromagnetycznym MDZ jest wzrost prędkości obrotowej wału generatora, który może doprowadzić w przypadku zapadów o znacznym czasie trwania do przekroczenia dopuszczalnego zakresu prędkości obrotowej wału i wyindukowania się dużego napięcia po stronie wirnika.

Napięcie w obwodzie pośredniczącym regulowane jest przez przekształtnik sieciowy. Dlatego duży wpływ na wartość i dynamikę zmiany napięcia u_{dc} i związanego z nim napięcia zasilania wirnika ma przyjęty sposób regulacji przekształtnika sieciowego realizowany poprzez oddzielny algorytm sterowania (podrozdział 8.3).

Jeżeli w wyniku zapadu napięcia sieci przekształtnik nie został zablokowany i nie zostały przekroczone dopuszczalne progi zadziałania zabezpieczeń nadprądowych i nadnapięciowych praca generatora przy obniżonym napięciu w nowym „stanie ustalonym” zasilania jest możliwa i może być kontynuowana. Obniżenie napięcia zasilania równoznaczne jest z ograniczeniem maksymalnego obszaru pracy MDZ, a w efekcie generowanej mocy.

Ustąpienie zapadu i powrót napięcia zasilania do warunków znamionowych równoznaczne jest z pobudzeniem dodatkowych oscylacji strumienia oraz przepływem dużego prądu w uzwojeniach stojana wynikającego z odbudowy strumienia magnesującego. Wartość oscylacji strumienia stojana zależy od głębokości i czasu trwania zapadu i w skrajnym przypadku może osiągnąć dwukrotną wartość amplitudy oscylacji w odniesieniu do normalnego zakresu pracy [66]. Oznacza to, że w momencie powrotu napięcia może wystąpić nasycenie obwodu magnetycznego maszyny, przy którym prądy stojana osiągają wartości znacznie przekraczające prądy znamionowe. Wywołane w trakcie zapadu oscylacje strumienia przekładają się bezpośrednio na oscylacje prądu stojana oraz mocy czynnej i biernej rejestrowanych na zaciskach generatora.

8. STEROWANIE PRZEKSZTAŁTNIKIEM ZASILAJĄCYM OBWÓD WIRNIKA MDZ

8.1. Sterowanie mocą czynną i bierną MDZ

W normalnym stanie pracy sieci elektroenergetycznej, w którym wartości wszystkich jej parametrów są zachowane w dopuszczalnych przedziałach [71], wartość mocy czynnej w elektrowni wiatrowej, która jest przekazywana do systemu, ustalana jest na wyjściu nadrzędnego układu regulacji mocy.

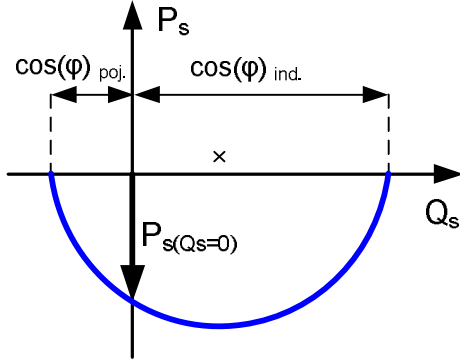
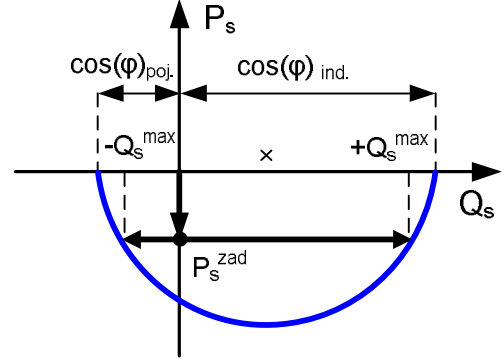
Wartość tej mocy uzależniona jest od siły wiatru oraz parametrów turbiny wiatrowej. Istotne znaczenie z punktu efektywności pracy elektrowni wiatrowej ma maksymalizacja mocy pozyskiwanej z wiatru. Zagadnienie to jest tematem wielu publikacji [1, 40, 85].

Dla zapewnienia prawidłowego i stabilnego działania systemu energetycznego operatorzy systemu przesyłowego w przypadku dużych jednostek wytwórczych wymagają prognozowania wartości mocy czynnej, która może być przekazywana przez elektrownie wiatrową do systemu [50]. Ważnym elementem współpracy generatora elektrowni wiatrowej z systemem przesyłowym jest dynamika regulacji mocy czynnej.

W przepisach [20, 25, 26, 71] zawarte są wytyczne dotyczące szybkości zmiany mocy czynnej na przyłączy elektrowni. Polski operator systemu przesyłowego wymaga, aby średni gradient zmiany mocy czynnej w okresie 1 minuty nie przekroczył 30% mocy znamionowej farmy wiatrowej, a układy regulacji poszczególnych jednostek generatorów powinny zapewnić zmniejszenie mocy czynnej do wartości co najmniej 20% mocy znamionowej w czasie mniejszym niż 2s [71]. W przypadku małych jednostek wytwórczych wymagania te określone są indywidualnie w umowie o przyłączenie.

Regulacja mocy biernej po stronie stojana w normalnym stanie sieci może być realizowana według dwóch odmiennych strategii.

W pierwszym przypadku maszyna magnesowana jest przez składową magnesującą prądu wirnika, moc bierna generowana jest przez falownik maszynowy (rys. 8.1). Maszyna zasilana w ten sposób nie pobiera z sieci mocy biernej indukcyjnej. Generator pracuje przy współczynniku mocy równym jedności ($\cos\varphi \approx 1$). Wartość mocy biernej zadanej do układu regulacji ustawiana jest na zero.


 Rys. 8.1. Sterowanie mocą czynną MDZ przy $\cos\varphi = 1$

 Rys. 8.2. Sterowanie mocą czynną i bierną MDZ przy dowolnym współczynniku mocy $\cos\varphi$

W drugim przypadku generator może pracować przy dowolnym możliwym do uzyskania współczynniku mocy (rys. 8.2). Wartość mocy biernej Q_s^{zad} na wyjściu generatora elektrowni wiatrowej ustalana jest przez operatora farmy wiatrowej z uwzględnieniem aktualnej wartości generowanej mocy czynnej i wymaganego poziomu napięcia w punkcie przyłączenia elektrowni wiatrowej do systemu według zależności [39]:

$$Q_s^{\text{zad}} = \min \{ Q_s^{\text{max}}, \Delta Q_{\text{PCC}} \}, \quad (8.1)$$

gdzie: ΔQ_{PCC} oznacza wartość mocy biernej na przyłączy generatora do systemu dla zapewnienia wymaganego poziomu napięcia. Natomiast Q_s^{max} jest maksymalną wartością mocy biernej przy uwzględnieniu znamionowej mocy pozornej generatora $S_{\text{MDZ}}^{\text{max}}$ i mocy czynnej dostarczanej do systemu i jest określona następująco:

$$Q_s^{\text{max}} = \sqrt{(S_{\text{MDZ}}^{\text{max}})^2 - (P_s^{\text{zad}})^2}, \quad (8.2)$$

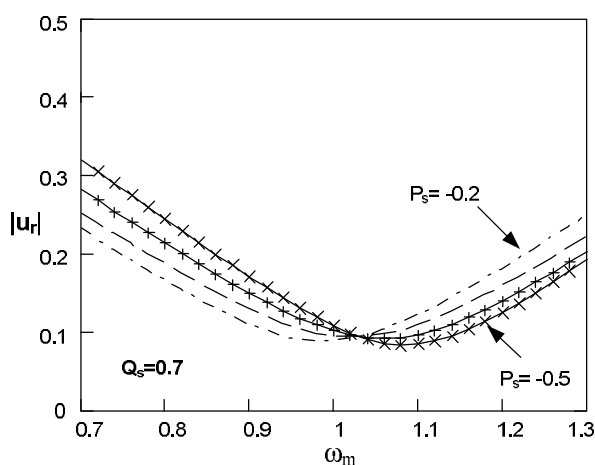
Zgodnie z wymaganiami stawianymi przez operatorów sieci przesyłowych w normalnych warunkach pracy generator elektrowni wiatrowej podłączony do systemu elektroenergetycznego musi mieć możliwość pracy ze współczynnikiem mocy w zakresie od 0,975 o charakterze indukcyjnym do 0,975 o charakterze pojemnościowym [26, 71], w pełnym zakresie obciążenia.

Zmiana wartości mocy czynnej i biernej na wyjściu generatora w szerokim zakresie współczynnika mocy $\cos(\varphi)$ jest związana ze zmianami napięcia zasilania wirnika generatora.

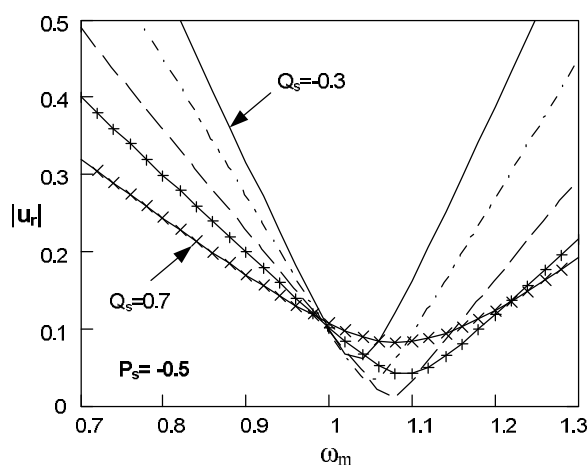
Napięcie generowane przez przekształtnik zasilający wirnik maszyny jest funkcją zadanych wartości mocy czynnej i biernej oraz poślizgu wału generatora. Wartość tego napięcia można wyrazić za pomocą zależności zapisanej wektorowo w postaci [87]:

$$\vec{u}_R = \left(\frac{R_R + jsL_R}{jL_m} \right) \vec{u}_S - \left(\frac{(R_R + jsL_R)(R_S + jL_S) + sL_m^2}{jL_m} \right) \vec{i}_S \quad (8.3)$$

Zależność (8.3) uzyskano na podstawie równań wektorowych MDZ w stanie ustalonym dla układu współrzędnych wirującym synchronicznie. Na rys. 8.3 i rys. 8.4 pokazano wartości amplitudy napięcia wirnika w zależności od prędkości obrotowej wału i punktu pracy generatora. Prezentowane wykresy uzyskano na podstawie zależności (8.3) oraz wyrażeń na moc czynną (4.8) i bierną (4.13) po stronie stojana, parametryzując odpowiednio wartości mocy czynnej i biernej zadawane w układzie regulacji mocy.



Rys. 8.3. Amplituda napięcia wirnika w funkcji prędkości obrotowej wału i mocy czynnej P_s przy stałej wartości mocy biernej Q_s



Rys. 8.4. Amplituda napięcia wirnika w funkcji prędkości obrotowej wału i mocy biernej Q_s przy stałej wartości mocy czynnej P_s

Wykresy prezentowane na rys. 8.3 i rys. 8.4 umożliwiają oszacowania zapasu wartości napięcia zasilania wirnika możliwego do wygenerowania przez przekształtnik maszynowy w zależności od punktu pracy generatora. Jest to szczególnie istotne z uwagi na możliwość kontynuowania ciągłej pracy generatora w chwili wystąpienia zapadu napięcia sieci.

Napięcie generowane przez przekształtnik maszynowy wymusza wartość amplitudy i fazy prądów wirnika. Wyrażenie określające wartość amplitudy prądu wirnika w zależności od punktu pracy generatora można zapisać za pomocą zmiennych multiskalarnych następująco:

$$|\dot{\mathbf{i}}_r| = \sqrt{\frac{z_{12}^2 + z_{22}^2}{z_{21}}}. \quad (8.4)$$

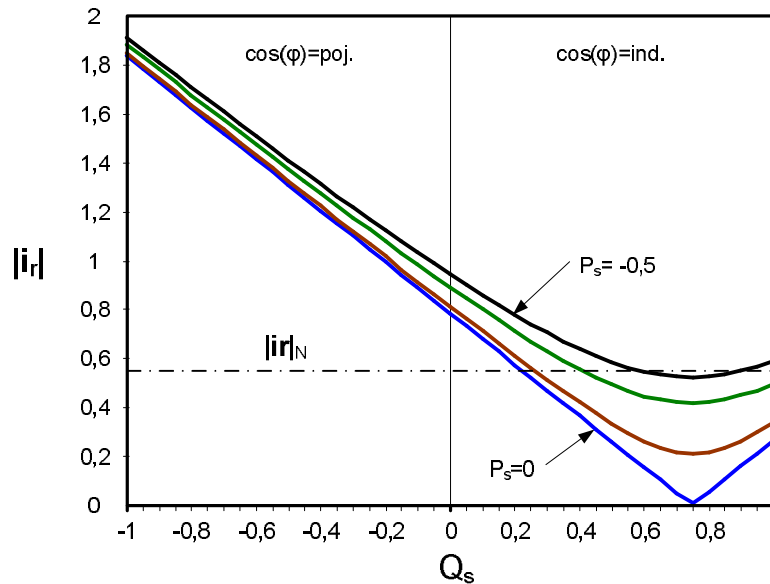
Podstawiając do (8.4) za z_{12} i z_{22} wyrażenia w postaci:

$$z_{12} = -P_s \frac{L_s}{L_m}, \quad (8.5)$$

$$z_{22} = \frac{1}{L_m} - \frac{L_s}{L_m} Q_s, \quad (8.6)$$

uzyskane na podstawie zależności (4.3), (4.4). Wyrażenie na prąd wirnika (8.4) można zapisać następująco:

$$|\dot{\mathbf{i}}_r| = \frac{L_s}{L_m} \frac{1}{\sqrt{z_{21}}} \sqrt{P_s^2 + \left(\frac{1}{L_s} - Q_s \right)^2}. \quad (8.7)$$



Rys. 8.5. Wartość prądu wirnika w zależności od punktu pracy MDZ

Zależność (8.7) została przedstawiona w postaci graficznej na rys. 8.5, gdzie linią przerywaną zaznaczono długość wektora prądu $|\mathbf{i}_r|$ wirnika odpowiadającą wartości znamionowej. Linia niebieska odpowiada stanowi pracy maszyny, w którym nie generuje ona mocy czynnej ($P_s=0$). W takim przypadku generator jest odbiornikiem lub źródłem mocy biernej indukcyjnej w zależności od zadanej wartości mocy biernej w układzie regulacji. Wartość mocy $Q_s = 0,75$ odpowiada mocy biernej indukcyjnej pobieranej przez generator

w stanie jałowym. Linia czarna odpowiada pracy generatora przy nominalnej wartości generowanej mocy czynnej ($P_s = -0,5$).

Praca generatora, wykorzystywanego w badaniach laboratoryjnych, ze współczynnikiem mocy $\cos(\varphi) \approx 1$ równoznaczna była ze wzrostem amplitudy prądu wirnika do dwukrotnej wartości amplitudy prądu znamionowego.

Zmiana charakteru współczynnika mocy po stronie stojana z indukcyjnego na pojemnościowy, MDZ przekazuje do systemu moc bierną indukcyjną, była jednoznaczna z dalszym wzrostem amplitudy prądów wirnika. Dlatego praca generatora z pojemnościowym współczynnikiem mocy była dopuszczalna tylko podczas krótkich odcinków czasowych w trakcie badań reakcji układu na wystąpienie zapadu napięcia sieci.

Do wyznaczenia wykresów na rys. 8.3, rys. 8.4 i rys. 8.5 przyjęto parametry MDZ użytej do badań laboratoryjnych

8.2. Sterowanie przekształtnikiem maszynowym w trakcie zapadu napięcia sieci zasilającej

Regulacja mocy biernej po stronie stojana ma istotne znaczenie ze względu na sposób pracy MDZ przy zmianach napięcia sieci oraz w przypadku pojawienia się zapadu napięcia na przyłączy elektrowni.

W przepisach [20, 26, 71] dotyczących współpracy elektrowni wiatrowej z siecią elektroenergetyczną zawarte są wytyczne określające sposób reakcji generatora na wystąpienie zapadu napięcia. Zgodnie z wymaganiami zawartymi w tych przepisach elektrownia wiatrowa powinna mieć zdolności przekazywania, w ramach ograniczeń technicznych układu, mocy biernej indukcyjnej w czasie obniżenia napięcia sieci zasilającej.

Maszyna dwustronnie zasilana pracująca z indukcyjnym współczynnikiem mocy pobiera z sieci moc bierną indukcyjną, składowa magnesująca prądu dostarczana jest od strony stojana. Pobór mocy biernej indukcyjnej jest niekorzystny ze względu na dodatkowe obciążenie linii zasilających i dodatkowe spadki napięcia na elementach sieci.

Zapad napięcia sieci powoduje obniżenie wartości strumienia głównego magnesującego maszynę. W celu ograniczenia wartości składowej magnesującej prądu stojana, wynikającej z odbudowy strumienia magnesującego w chwili powrotu napięcia do warunków znamionowych, można tę składową generować po stronie wirnika. Jest to jednoznaczne ze zmianą charakteru współczynnika mocy $\cos(\varphi)$. Praca generatora z pojemnościowym współczynnikiem mocy, gdy generator przekazuje do systemu moc bierną indukcyjną, równoważna jest wzrostowi SEM stojana maszyny powyżej napięcia sieci zasilającej oraz wzrostowi wartości prądu magnesującego powyżej wartości występującej przy biegu jałowym [12, 97].

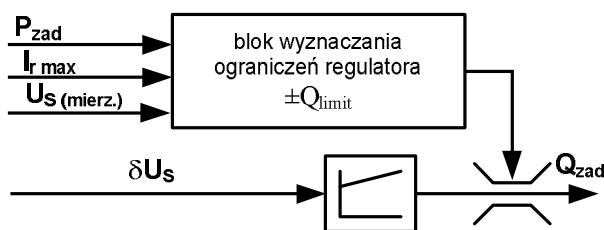
Zmiana charakteru współczynnika mocy generatora na pojemnościowy umożliwia aktywne oddziaływanie elektrowni wiatrowej w kierunku stabilizacji napięcia w punkcie przyłączenia elektrowni do systemu elektroenergetycznego w przypadku wystąpienia wahań lub płytkich zapadów napięcia sieci. Jest to szczególnie istotne w przypadku pracy elektrowni wiatrowej podłączonej na obszarze, gdzie sieć zasilająca charakteryzuje się słabymi parametrami.

Ze względu na dopuszczalne wartości prądów i napięć generatora oraz przekształtnika właściwość ta może być wykorzystywana tylko w ograniczonym zakresie.

W zakresie regulacji mocy biernej układ regulacji mocy MDZ może działać w dwóch trybach pracy.

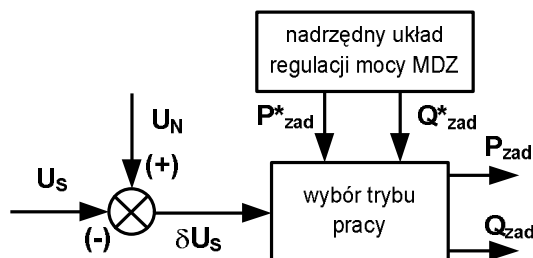
Tryb pracy A przy stałej wartości mocy biernej. Wartość mocy biernej w normalnych warunkach pracy generatora jest ustalana przez operatora elektrowni wiatrowej tak, aby wartość współczynnika mocy w punkcie przyłączenia elektrowni do systemu była bliska jedności ($Q_{\text{zad}} = 0$) lub z uwagi na rozptył mocy w sąsiadujących z elektrownią węzłach sieci zgodnie z wytycznymi operatora sieciowego na danym terenie z uwzględnieniem wartości napięć w określonych punktach sieci.

Tryb pracy B przy zmiennej wartości mocy biernej. Wartość mocy biernej przekazywanej przez generator do systemu ustalana jest na wyjściu dodatkowego regulatora typu PI, na wejście którego podawany jest uchyb δU_s pomiędzy wartością napięcia znamionowego sieci U_N , a wielkością mierzoną $U_{s(\text{mierz.})}$ [38]. Ten sposób ustalania wartości mocy biernej na wyjściu generatora umożliwia stabilizację napięcia w punkcie przyłączenia generatora do systemu.



Rys. 8.6. Regulator mocy biernej

Na rys. 8.6 zaprezentowano regulator mocy biernej, którego wartości ograniczeń wyjściowych $\pm Q_{\text{limit}}$ wyznaczone są w dodatkowym bloku funkcyjnym na podstawie dopuszczalnej wartości prądu wirnika, wartości napięć sieci oraz zadanej wartości mocy czynnej. Zależności, na podstawie których można określić ograniczenia regulatora, zamieszczono w tablicy 1.A.



Rys. 8.7. Wybór trybu zadawania mocy biernej do układu regulacji z uwzględnieniem poziomu napięcia na przyłączy elektrowni

Zmiana pomiędzy trybami regulacji mocy biernej może odbywać się ręcznie lub automatycznie rys. 8.7. W sytuacji awaryjnej, przy wystąpieniu płytkiego zapadu napięcia, układ regulacji mocy przełączany jest automatycznie z trybu pracy przy stałej wartości mocy biernej na tryb regulacji napięcia na wyjściu elektrowni wiatrowej. Kryterium, na podstawie którego następuje zmiana trybu pracy, jest poziom napięcia na przyłączy elektrowni do systemu elektroenergetycznego. Algorytm wyboru trybu pracy jest następujący.

Wartość napięcia na przyłączy elektrowni jest mierzona i porównywana z wartością znamionową. Operatorzy systemów przesyłowych w przepisach definiujących zasady współpracy elektrowni wiatrowych z systemem energetycznym [25, 26, 71] w normalnym stanie pracy sieci dopuszczają odchylenie wartości napięcia sieci w granicach $\pm 10\%U_n$. Dlatego jeżeli różnica δU_s pomiędzy wartością napięcia znamionowego sieci a wartością mierzoną jest większa niż 10% napięcia znamionowego następuje przełączenie układu zadawania mocy biernej w tryb B.

Kontroli podlega kierunek zmiany napięcia na przyłączy elektrowni. Jest to niezbędne ze względu na konieczność ograniczenia wartości mocy czynnej przekazywanej do systemu przez generator. W chwili wystąpienia zapadu (obniżenie napięcia) pochodna amplitudy napięcia względem czasu ma znak ujemny.

Wartość mocy czynnej w normalnych warunkach pracy generatora zadawana jest w nadrzędnym układzie regulacji mocy na podstawie aktualnych warunków wietrznych.

Wskutek wystąpienia zapadu napięcia sieci zasilającej napięcie na stojanie MDZ ulega obniżeniu. Uzyskanie zadanej w układzie regulacji mocy czynnej przy obniżonym napięciu stojana jest związane ze wzrostem prądów stojana. Dlatego konieczne jest zredukowanie mocy czynnej zadawanej do układu regulacji MDZ w trakcie obniżenia napięcia. Umożliwia to zwiększenie możliwej do wygenerowania mocy biernej indukcyjnej.

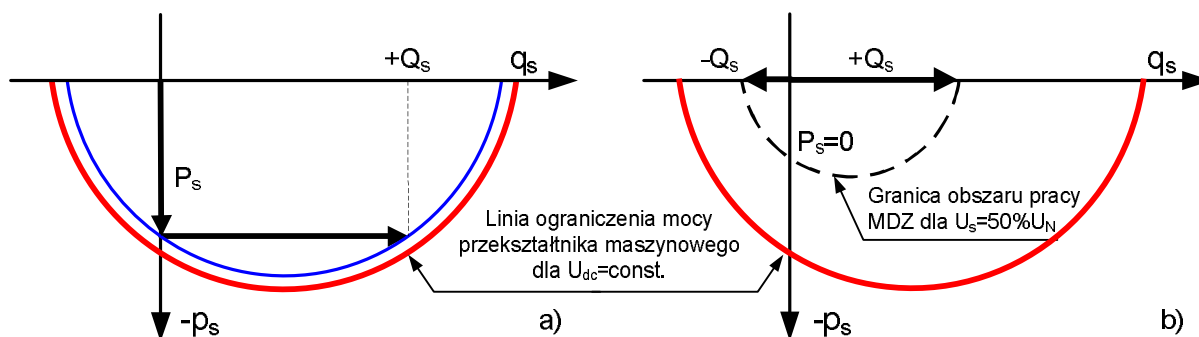
Poziom oraz gradient redukcji mocy czynnej definiują przepisy [20, 26, 71]. Niemiecki operator sieci przesyłowych dopuszcza redukcję mocy czynnej proporcjonalnie do wartości zapadu napięcia. W przypadku polskiego operatora sieci przesyłowych wartości te ustalane są dla każdego generatora indywidualnie w umowie o przyłączenie.

Ponieważ zapad napięcia jest zdarzeniem o charakterze losowym, czas trwania oraz głębokość zapadu nie jest możliwa do przewidzenia. Dlatego najprostszym rozwiązaniem mającym na celu zmaksymalizowanie mocy biernej możliwej do wygenerowania przez elektrownię wiatrową jest obniżenie zadanej mocy czynnej do zera.

Po ustąpieniu zapadu (odbudowa napięcia) pochodna amplitudy napięcia względem czasu ma znak dodatni. Na podstawie tej informacji wartość mocy czynnej zadawanej

w układzie regulacji generatora jest zwiększana do wartości równej wartości przed wystąpieniem zapadu z uwzględnieniem aktualnych warunków wietrznych. Nieprzerwana praca generatora pozostaje zachowana. Szybkość zmiany mocy czynnej musi odpowiadać gradientowi określone w przepisach definiujących zasady współpracy elektrowni wiatrowej z siecią energetyczną [25, 26, 71]. Według przepisów niemieckich po zaniku zapadu wartość mocy czynnej musi być zwiększona z zachowaniem gradientu równego co najmniej 10% wartości mocy znamionowej na sekundę.

Aktywne oddziaływania generatora elektrowni wiatrowej na stabilizację napięcia na przyłączy elektrowni jest możliwe tylko w ograniczonym zakresie, ponieważ zmniejszenie wartości napięcia sieci skutkuje ograniczeniem możliwego do uzyskania obszaru pracy generatora.



Rys. 8.8. Wpływ obniżenia napięcia sieci na zmianę położenia granicy dopuszczalnego obszaru pracy MDZ: normalne warunki pracy a), napięcie sieci równe 50% napięcia znamionowego b)

Na rys. 8.8 pokazano wpływ obniżenia wartości napięcia sieci na zmianę położenia granicy dopuszczalnego obszaru pracy MDZ przy założeniu stałej wartości napięcia u_{dc} w obwodzie pośredniczącym przekształtnika. Czerwoną ciągłą linią zaznaczono granicę obszaru pracy MDZ możliwą do uzyskania w normalnych warunkach. Położenie tej granicy wynika z ograniczeń konstrukcyjnych przekształtnika zasilającego wirnik generatora i zależy od wartości napięcia dostępnego w obwodzie pośredniczącym oraz maksymalnych prądów tranzystorów falownika. Niebieską ciągłą linią zaznaczono granicę dopuszczalnego obszaru pracy MDZ wynikającą z konstrukcji generatora i jego ograniczeń cieplnych. Położenie tej granicy zależy od parametrów generatora, maksymalnego dopuszczalnego prądu wirnika oraz napięcia sieci. Linią przerywaną zaznaczono położenie granicy obszaru pracy MDZ wynikającej ze zmiany amplitudy napięcia zasilania stojana do wartości $50\%U_n$.

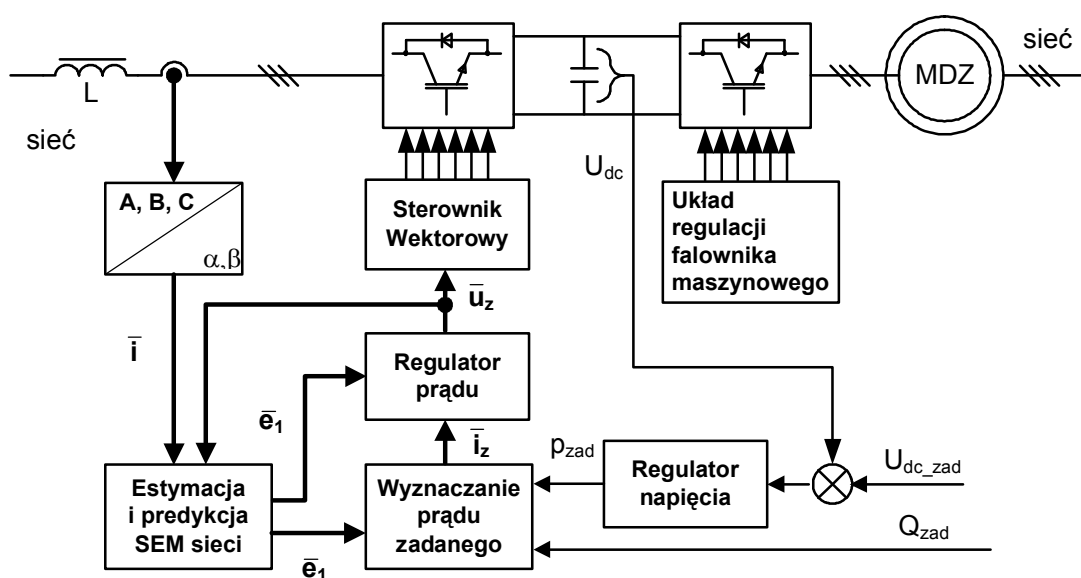
Duże znaczenie dla reakcji MDZ na zapad napięcia ma przyjęta struktura układu regulacji mocy oraz zastosowana metoda sterowania. Zapad napięcia wywołuje duże oscylacje w przebiegach generowanych mocy, dlatego pożądaną cechą układów regulacji jest

zdolność do ich tłumienia. Inną ważną właściwością wykorzystywanych układów regulacji jest szybkość działania. Ma to znaczenie przy zmianach wielkości zadanych w układzie regulacji w chwili wystąpienia zapadu. Duża dynamika działania umożliwia szybką reakcję na wystąpienie zakłócenia.

8.3. Algorytm regulacji mocy przekształtnika sieciowego

Do głównych zadań przekształtnika sieciowego należą regulacja napięcia w obwodzie pośredniczącym, kształtowanie prądów wyjściowych przekształtnika oraz regulacja wyjściowego współczynnika mocy $\cos\phi$. W literaturze znaleźć można wiele rozwiązań układów sterowania przekształtnikiem sieciowym, umożliwiających realizację głównych zadań. Rozwiązania te różnią się właściwościami dynamicznymi [48].

Dobrymi właściwościami dynamicznymi oraz pracą bez konieczności pomiaru napięcia sieci cechuje się algorytm sterowania zaproponowany w [99]. W układzie tym zastosowano predykcyjny regulator prądu wyjściowego. Dla zapewnienia dokładnej regulacji prądu wyjściowego przekształtnika niezbędna jest informacja o zastępczej sile elektromotorycznej (SEM) sieci oraz wartości indukcyjności dławików filtrujących. Wartość SEM sieci wyznaczana jest w bloku estymacji i predykcji, gdzie $\bar{e}_1$ jest podstawową harmoniczną sieci. Natomiast wartość indukcyjności L dławików sieciowych uzyskiwana jest poprzez pomiar. Struktura układu regulacji wykorzystywana w trakcie badań została przedstawiona na rys. 8.9.



Rys. 8.9. Struktura układu regulacji przekształtnika sieciowego

Wielkościami zadanymi w układzie regulacji są wartość napięcia w obwodzie pośredniczącym U_{dc_zad} oraz moc bierna na wyjściu przekształtnika Q_{zad} . Jako zakłócenia traktowane są następujące wielkości: niezmierny prąd w obwodzie pośredniczącym i_{dc} oraz wielkość zastępczej SEM sieci. Zmiennymi sterującymi są składowe wektora napięcia U_z (u_{zx}, u_{zy}).

8.4. Reakcja przekształtnika sieciowego na zapad napięcia sieci

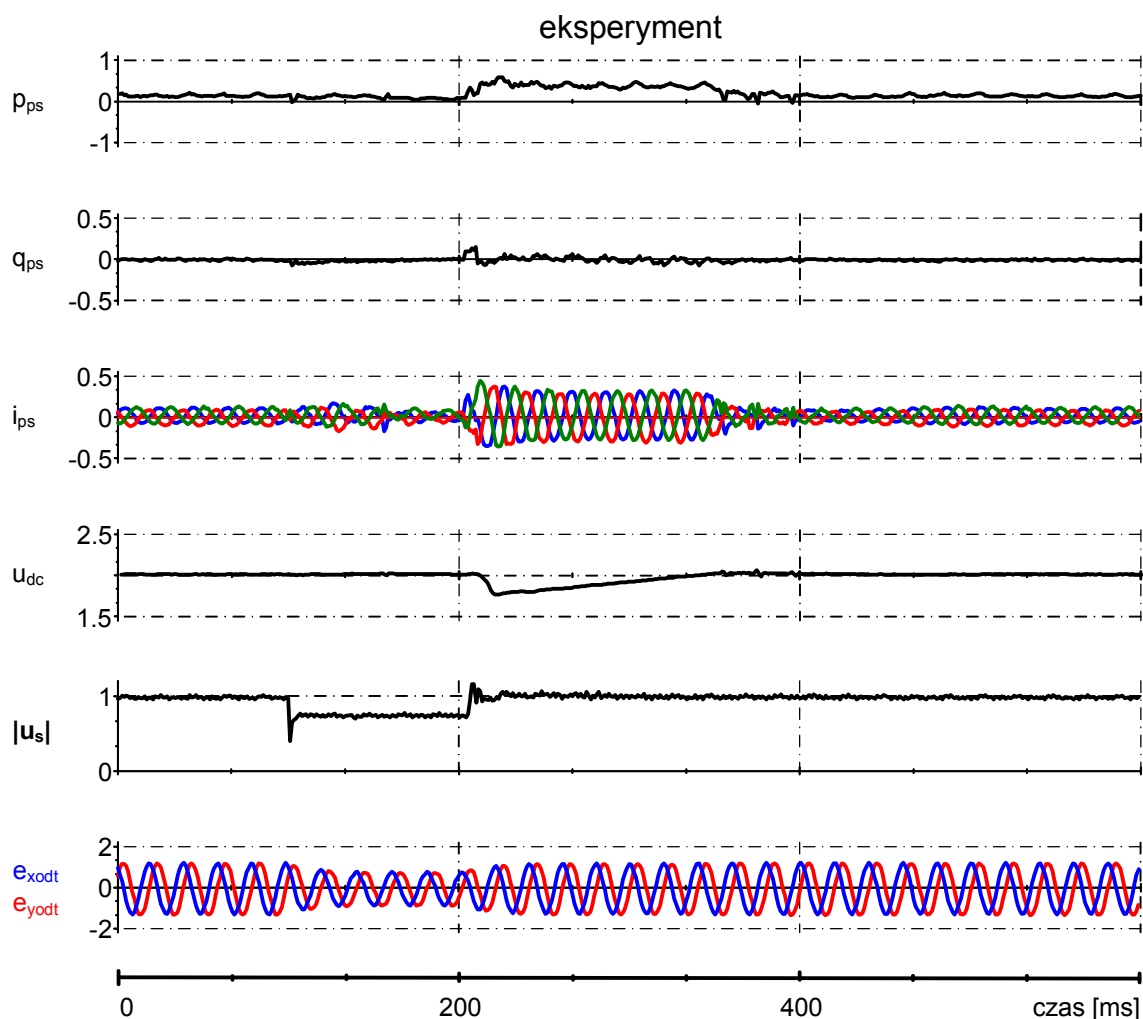
Poprawna praca dwukierunkowego przekształtnika mocy zasilającego obwód wirnika generatora w trakcie zapadów napięcia po stronie sieci elektroenergetycznej uzależniona jest od przyjętych algorytmów regulacji układów falowników sieciowego i maszynowego. Duże znaczenie mają parametry falowników. Właściwości dynamiczne oraz sposób działania algorytmu sterowania przekształtnika sieciowego w normalnych warunkach pracy zostały przedstawione w [99]. Na podstawie wyników badań zawartych w [99] można stwierdzić, że zakresy mocy chwilowych, zarówno czynnej jak i biernej, które mogą być uzyskane przez przekształtnik sieciowy, ograniczone są wartościami modułu zastępczej SEM sieci elektroenergetycznej oraz zastępczą impedancją sieci. Dodatkowym czynnikiem ograniczającym obszar pracy przekształtnika sieciowego jest korelacja pomiędzy granicami maksymalnych mocy chwilowych możliwych do uzyskania. Te cechy układu regulacji przekształtnika sieciowego mają istotne znaczenie dla pracy przekształtnika przy zakłóceniach napięcia sieci zasilającej.

Kierunek przepływu energii w układzie zasilania wirnika MDZ ma wpływ na reakcję układu przekształtnika sieciowego w trakcie zapadu napięcia sieci.

Pojawienie się zapadu o określonej głębokości i czasie trwania powoduje zmianę zastępczej SEM sieci, tym samym następuje ograniczenie dopuszczalnego obszaru pracy przekształtnika sieciowego. Przekroczenie dozwolonego obszaru pracy uniemożliwia kontynuowanie działania układu i powoduje jego zablokowanie. Wyłączenie przekształtnika sieciowego w wyniku przekroczenia dopuszczalnych prądów wyjściowych powoduje, przy pracy MDZ z prędkością podsynchroniczną, szybkie obniżenie napięcia w obwodzie pośredniczącym przekształtnika do poziomu wynikającego z aktualnej wartości napięcia sieci oraz wartości prądów zasilania wirnika MDZ.

Obniżenie wartości napięcia u_{dc} obwodu pośredniczącego przekształtnika znacznie zawęży obszar pracy MDZ z uwagi na skrócenie maksymalnej długości możliwego do wygenerowania wektora napięcia wirnika. Praca MDZ w zakresie prędkości podsynchronicznej przy wyłączonym przekształtniku sieciowym jest możliwa, jednakże niekorzystna. Niezbędna do sterowania generatorem energia przekazywana jest z sieci poprzez diody zwrotne tranzystorów przekształtnika sieciowego, obwód pośredniczący, przekształtnik maszynowy do wirnika maszyny. Prąd pobierany z sieci przez przekształtnik sieciowy jest w takim przypadku odkształcony i charakteryzuje się dużą zawartością wyższych

harmonicznych. Obniżenie wartości napięcia poniżej określonego dopuszczalnego progu powoduje automatyczne wyłączenie przekształtnika maszynowego.

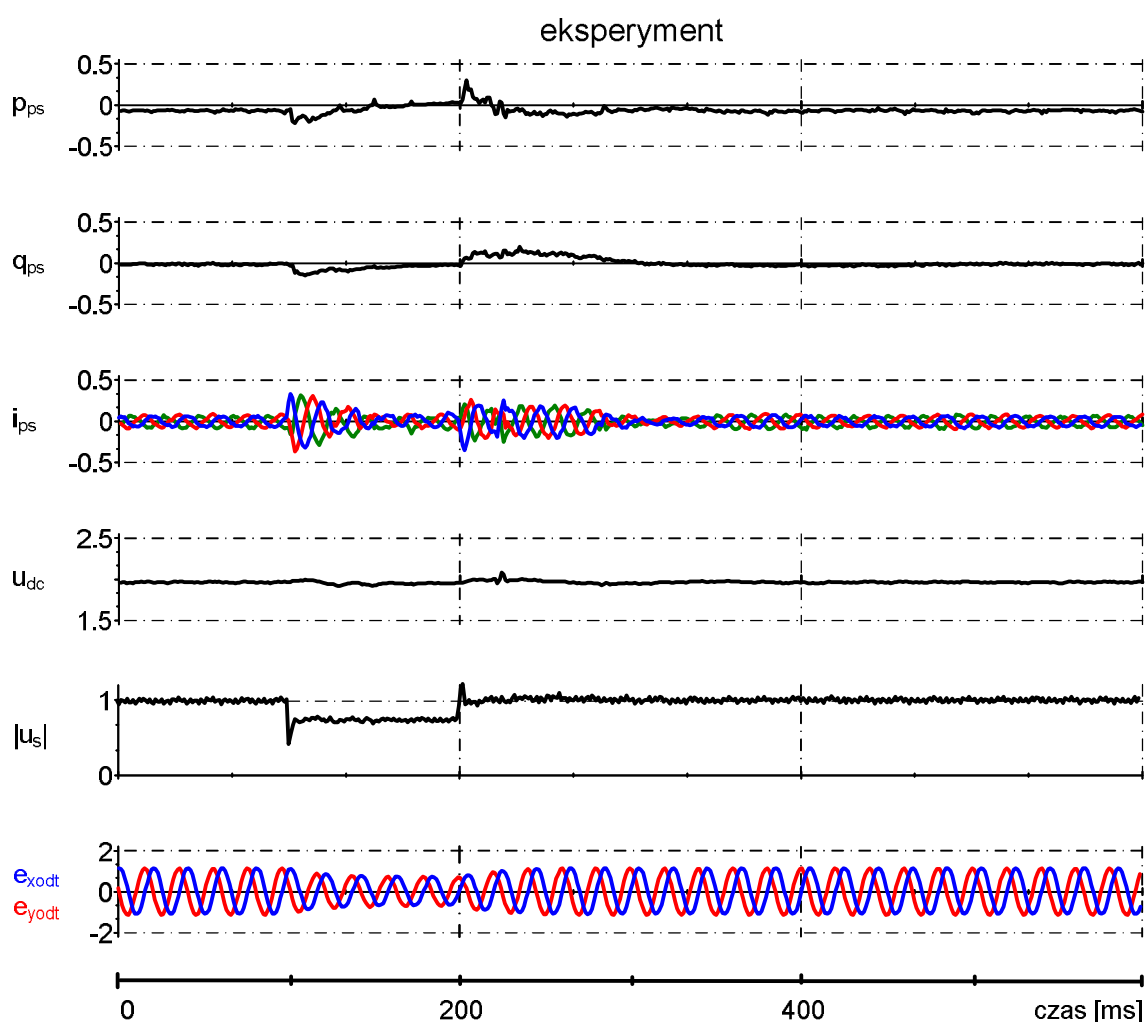


Rys. 8.10. Przebiegi mocy czynnej p_{ps} i bierniej q_{ps} na wyjściu przekształtnika sieciowego, prądy przekształtnika sieciowego, napięcie obwodu pośredniczącego u_{dc} , długości wektora napięcia sieci, wartości SEM sieci odtworzona w algorytmie regulacji. Wartości zarejestrowane w trakcie zapadu napięcia o czasie trwania 100ms i głębokości do 70% wartości napięcia znamionowego. Praca generatora w zakresie prędkości podsynchronicznej.

Na rys. 8.10 zaprezentowano, otrzymane laboratoryjnie, przebiegi charakteryzujące reakcję przekształtnika sieciowego na gwałtowne obniżenie napięcia sieci zasilającej w zakresie pracy MDZ z prędkością podsynchroniczną.

W trakcie trwania zapadu napięcia praca układu regulacji była prawidłowa, wartości mocy bierniej oraz napięcie w obwodzie pośredniczącym utrzymywane były na poziomie wartości zadanych w układzie regulacji. Algorytm regulacji przekształtnika prawidłowo

odtwarzał zmianę SEM sieci zasilającej e_{xodt} , e_{yodt} . Powrót napięcia sieci do wartości znamionowej jest związany ze zwiększonym zapotrzebowaniem na moc czynną dostarczaną przez przekształtnik maszynowy do wirnika MDZ w wyniku procesów przejściowych wywołanych pracą układu regulacji mocy generatora. Wzrost mocy przekazywanej z obwodu pośredniczącego do generatora zgodnie z zależnością (3.62) skutkuje zwiększeniem wartości prądu stałego płynącego w obwodzie pośredniczącym. Układ regulacji przekształtnika sieciowego, dążąc do utrzymania zadanych wartości napięcia w obwodzie pośredniczącym, automatycznie zwiększa pobór mocy czynnej z sieci zasilającej. Przy stałej wartości SEM sieci następuje wzrost amplitudy prądu na wyjściu przekształtnika sieciowego.



Rys. 8.11. Przebiegi mocy czynnej p_{ps} i biernej q_{ps} na wyjściu przekształtnika sieciowego, prądy przekształtnika sieciowego, napięcie obwodu pośredniczącego u_{dc} , długości wektora napięcia sieci, wartość SEM sieci odtworzona w algorytmie regulacji. Wartości zarejestrowane w trakcie zapadu napięcia o czasie trwania 100ms i głębokości do 70% wartości napięcia znamionowego.

Praca generatora w zakresie prędkości nadsynchronicznej.

Odminną reakcję układu przekształtnika sieciowego można zaobserwować na przebiegach zaprezentowanych na rys. 8.11. Przedstawione zdarzenie odpowiada reakcji przekształtnika sieciowego na wystąpienie zapadu napięcia sieci w zakresie pracy nadsynchronicznej MDZ.

W chwili wystąpienia zapadu następuje wzrost energii przekazywanej przez wirnik generatora do obwodu pośredniczącego. Prowadzi to do wzrostu napięcia w obwodzie pośredniczącym. W odpowiedzi na ten stan układ regulacji przekształtnika sieciowego, zwiększa wartość mocy p_{ps} przekazywanej przez przekształtnik sieciowy do sieci zasilającej w celu utrzymania zadanej wartości napięcia u_{dc} . Przy obniżonym napięciu sieci $|u_s|$ odpowiada to zwiększeniu wartości prądów i_{ps} na wyjściu przekształtnika.

Szybkość działania algorytmu regulacji ma istotne znaczenie w czasie zapadu napięcia, ponieważ skokowe zmiany napięcia sieci odpowiadają szybkim zmianom prądu stałego i_{dc} w obwodzie pośredniczącym będącego wielkością zakłócającą w algorytmie regulacji. Duże znaczenie odnośnie wartości napięcia regulowanego u_{dc} ma dynamika zmian prądu wyjściowego przekształtnika, która jest ograniczona ze względu na dużą wartość indukcyjności dławików na wyjściu falownika sieciowego.

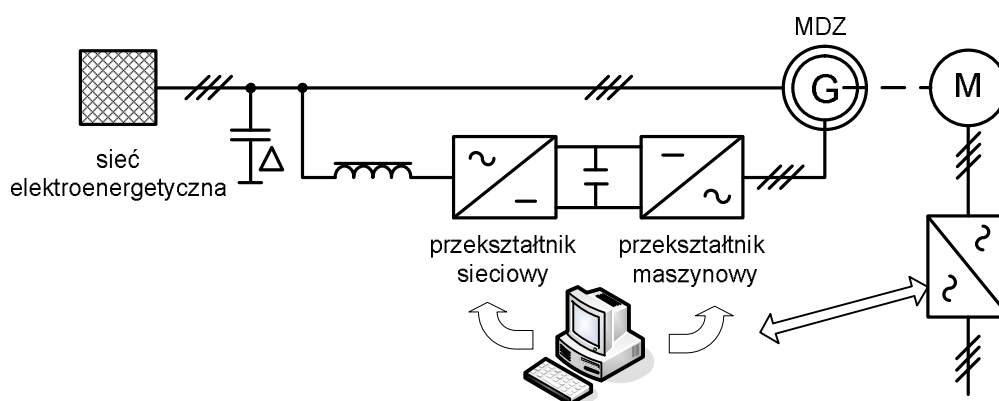
Wyłączenie przekształtnika sieciowego wywołane awarią lub nieprawidłowym działaniem w przypadku pracy MDZ w zakresie prędkości nadsynchronicznej prowadzi do niebezpiecznego wzrostu napięcia w obwodzie pośredniczącym. Powoduje to zadziałanie zabezpieczenia nadnapięciowego i wyłączenie przekształtnika maszynowego.

9. BADANIA DYNAMIKI DZIAŁANIA UKŁADÓW REGULACJI MOCY MDZ

9.1. Warunki badań symulacyjnych i laboratoryjnych układów sterowania MDZ w normalnych warunkach pracy

W celu sprawdzenia poprawności wyprowadzonych modeli matematycznych MDZ oraz prawidłowości działania zaproponowanych układów regulacji mocy przeprowadzono badania symulacyjne. Badania zostały zrealizowane przy pomocy programu symulacyjnego napisanego w języku C++ w środowisku programistycznym Borland C++ 4.5 dla modelu układu jak na rys. 3.1. W załączniku B zawarto parametry modelu symulacyjnego układu elektrowni wiatrowej, w skład którego wchodzi model generatora, model przekształtnika maszynowego i sieciowego, modele sieci elektroenergetycznej oraz filtra. Do rozwiązywania równań różniczkowych opisujących badany układ wykorzystano metodę całkowania numerycznego Runge-Kutta IV rzędu. W programie symulacyjnym uwzględniono algorytm modulacji impulsowej napięcia wyjściowego zarówno dla przekształtnika maszynowego jak i sieciowego.

Badania laboratoryjne właściwości dynamicznych proponowanych układów regulacji mocy zostały przeprowadzone na stanowisku badawczym, którego struktura przedstawiona została na rys. 9.1.



Rys. 9.1. Schemat blokowy stanowiska badawczego wykorzystywanego do badań dynamiki działania układów regulacji mocy MDZ

Jako generator zastosowano seryjną maszynę asynchroniczną pierścieniową małej mocy typu SUDf 112M-6A. Maszyny tego typu projektowane są do pracy silnikowej, okresowo przerywanej (S3), w której moment na wale regulowany jest poprzez zmianę rezystancji

w obwodzie wirnika. Szczegółowe dane techniczne maszyn oraz przekształtników wykorzystanych w czasie badań laboratoryjnych zostały zamieszczone w załączniku C.

Algorytmy poszczególnych układów regulacji zostały zaimplementowane w języku C++ w środowisku programistycznym VisualDSP 4.0++.

Wał generatora napędzano za pomocą silnika klatkowego zasilanego z przekształtnika napięcia. Taki sposób napędzania wału maszyny umożliwiał płynną regulację prędkości obrotowej generatora oraz stabilizację wartości w szerokim zakresie zmian momentu elektromagnetycznego generatora. Układ regulacji przekształtnika maszynowego impulsowany był z częstotliwością 6,66 kHz, natomiast układ regulacji przekształtnika sieciowego z częstotliwości 13,33 kHz.

9.2. Wyniki badań symulacyjnych i laboratoryjnych w normalnych warunkach pracy

Badania dynamiki działania opracowanych przez autora układów regulacji polegały na wymuszaniu skokowych zmian wartości wielkości zadanych w torach regulacji mocy czynnej i biernej. Skoki wielkości zadanych w układzie regulacji maszyny dwustronnie zasilanej realizowane były w następującej sekwencji:

- skok zadanej mocy czynnej od wartości $P_{\text{zad}} = -0,2$ do $P_{\text{zad}} = -0,5$ przy stałej wartości zadanej mocy biernej $Q_{\text{zad}} = 0,6$,
- skok zadanej mocy biernej od wartości $Q_{\text{zad}} = 0,6$ do $Q_{\text{zad}} = 0$ przy stałej wartości mocy czynnej $P_{\text{zad}} = -0,2$.

Wartość mocy czynnej równa $p_s = -0,5$ odpowiada mocy znamionowej MDZ, natomiast wartość mocy biernej $q_s = 0,6$ odpowiada 80% mocy biernej indukcyjnej pobieranej przez stojana maszyny w stanie jałowym.

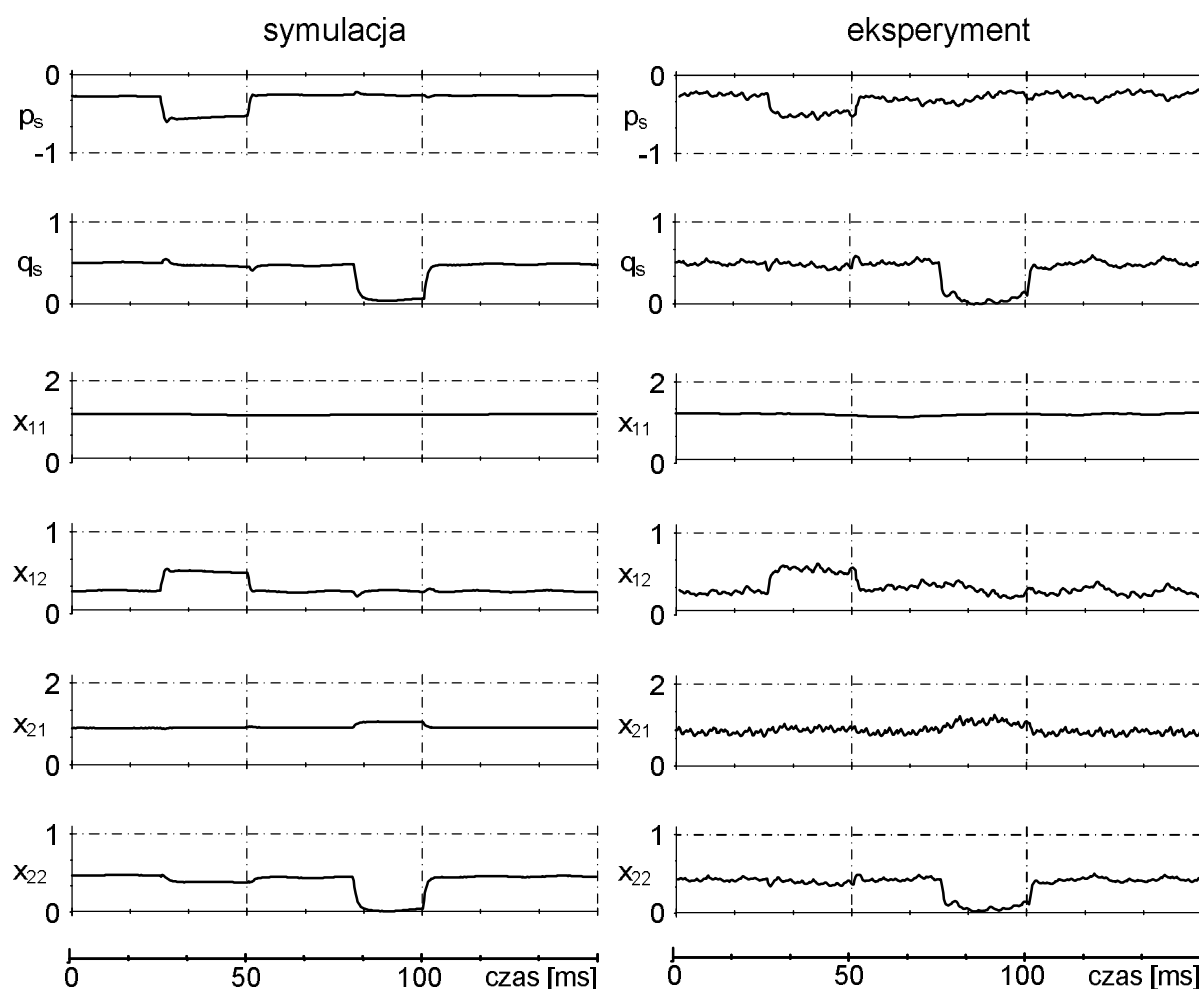
Czas rejestracji przebiegów mocy czynnej i biernej oraz określonych zmiennych dla poszczególnych układów regulacji, o ile nie zaznaczono inaczej, wynosił 150 ms. W celu porównania właściwości dynamicznych badanych układów regulacji, wszystkie układy poddawane były takiej samej sekwencji zmian wielkości zadanych.

Prezentowane w rozprawie algorytmy układów regulacji mocy MDZ oceniane były pod kątem:

- szybkości ustalania się wielkości zadanych,

- wpływu skokowych zmian wielkości zadanej w jednym z torów regulacji na drugi,
- wielkości przeregulowania wartości regulowanej.

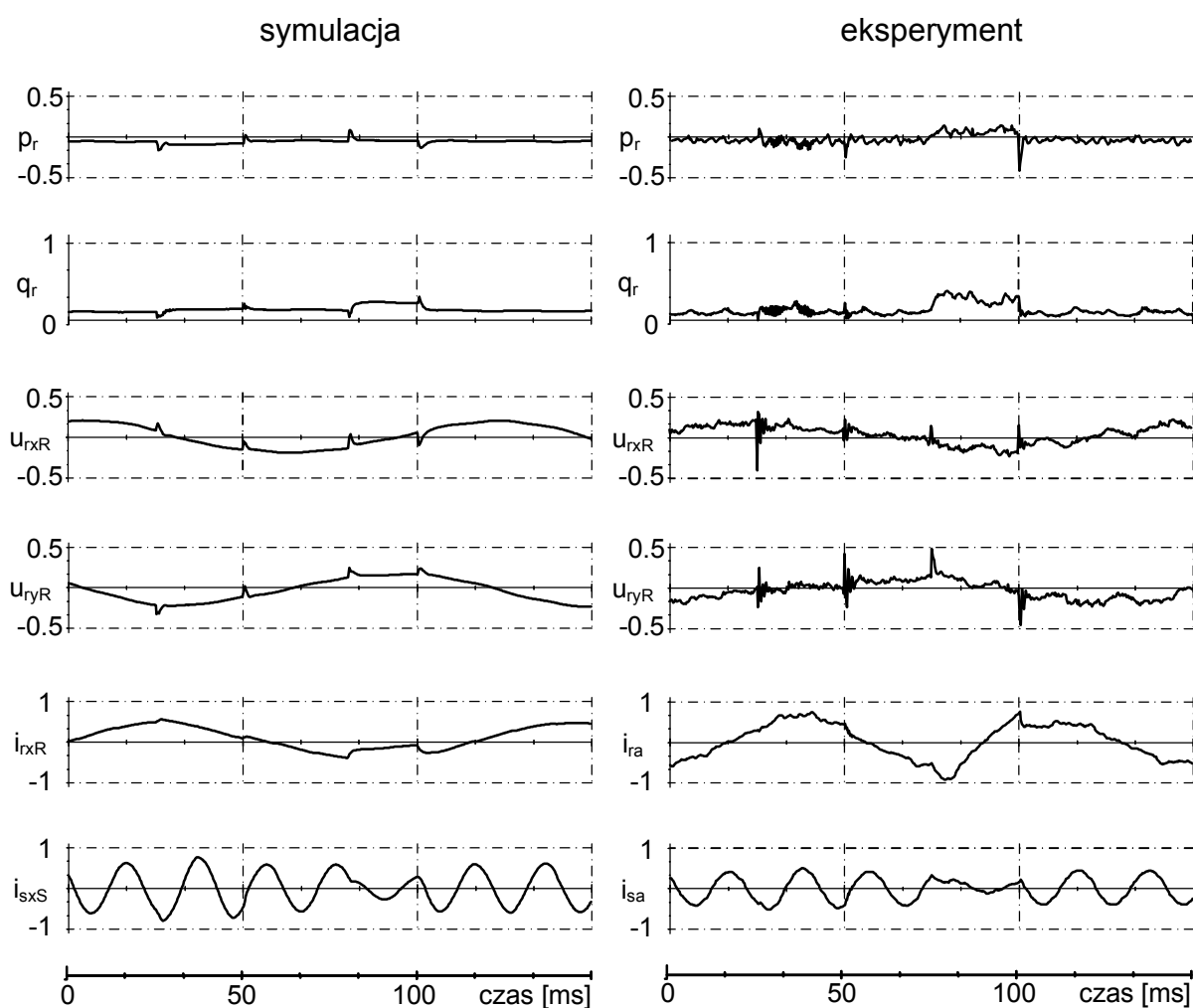
Wyniki uzyskane w czasie badań symulacyjnych zostały poddane weryfikacji na podstawie wyników uzyskanych w trakcie badań laboratoryjnych. Poniżej przedstawiono wybrane wyniki badań.



Rys. 9.2. Przebiegi mocy czynnej p_s i biernej q_s po stronie stojana MDZ oraz przebiegi zmiennych multiskalarnych dla układu regulacji opartego na zależnościach modelu typu „x”

Reakcja generatora na skokowe zmiany wartości zadanej mocy czynnej po stronie stojana w układzie regulacji bazującym na zależnościach modelu multiskalarnego typu „x” (podrozdział 3.3.2) z regulatorami PI była bardzo szybka i wynosiła ok. 5ms. Wpływ skokowej zmiany wartości momentu generatora na wartość mocy biernej po stronie stojana jest niewielka, nie zaobserwowano przeregulowań w przebiegach rejestrowanych mocy. W trakcie badań zaobserwowano natomiast wpływ skokowej zmiany wartości mocy biernej q_s

na tor regulacji mocy czynnej p_s . Wpływ ten objawiał się niewielkimi oscylacjami wartości mocy czynnej, które ustępowały po czasie ok. 150ms. Generowanie przez maszynę mocy czynnej przy zerowej wartości mocy biernej równoznaczne jest ze zwiększeniem strumienia skojarzonego wirnika. Maszyna magnesowana jest od strony wirnika. Sytuacja ta jest widoczna na przebiegu zmiennej x_{21} odpowiadającej kwadratowi strumienia skojarzonego wirnika (rys. 9.2), jednocześnie wzrasta wartość mocy biernej q_r generowanej po stronie wirnika (rys. 9.3).

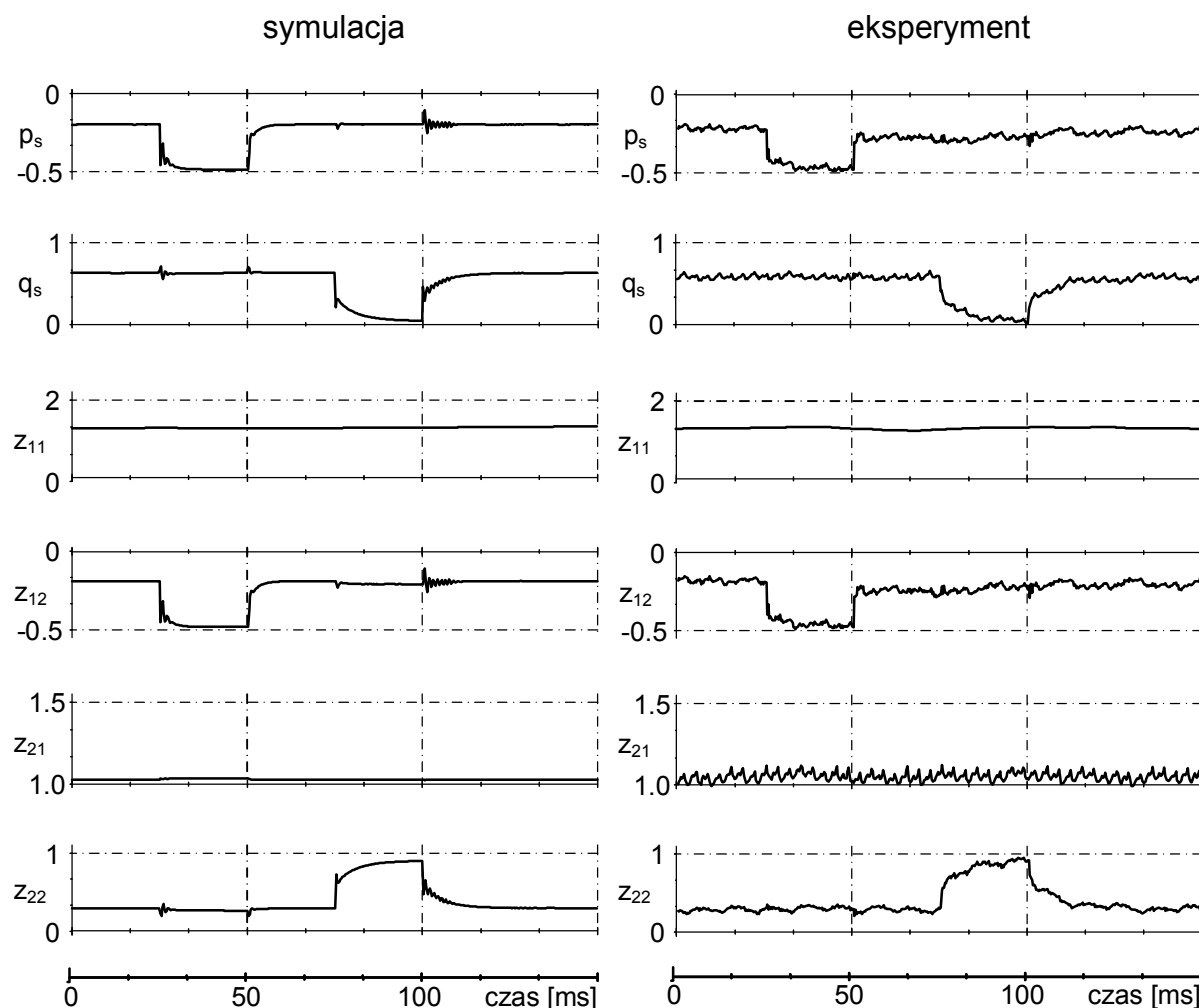


Rys. 9.3. Przebiegi mocy czynnej p_r i biernej q_r po stronie wirnika MDZ oraz składowych wektora napięcia wirnika, prądu wirnika i prądu stojana dla warunków jak na rys. 9.2

Na przebiegach zaprezentowanych na rys. 9.3 zaobserwować można wzrost amplitudy prądu wirnika i_{ra} , i_{rxR} oraz skokową zmianę jego fazy wywołane skokową zmianą wartości mocy biernej po stronie stojana.

Skokowe zmiany wartości wielkości zadanych mocy p_s , q_s w układzie wymuszane są poprzez napięcie wirnika generowane przez przekształtnik na podstawie wyznaczonych w układzie regulacji wartości zadanych mocy. Napięcie przykładane na zaciskach wirnika MDZ wymusza zmiany amplitud i faz prądów płynących w uzwojeniach wirnika.

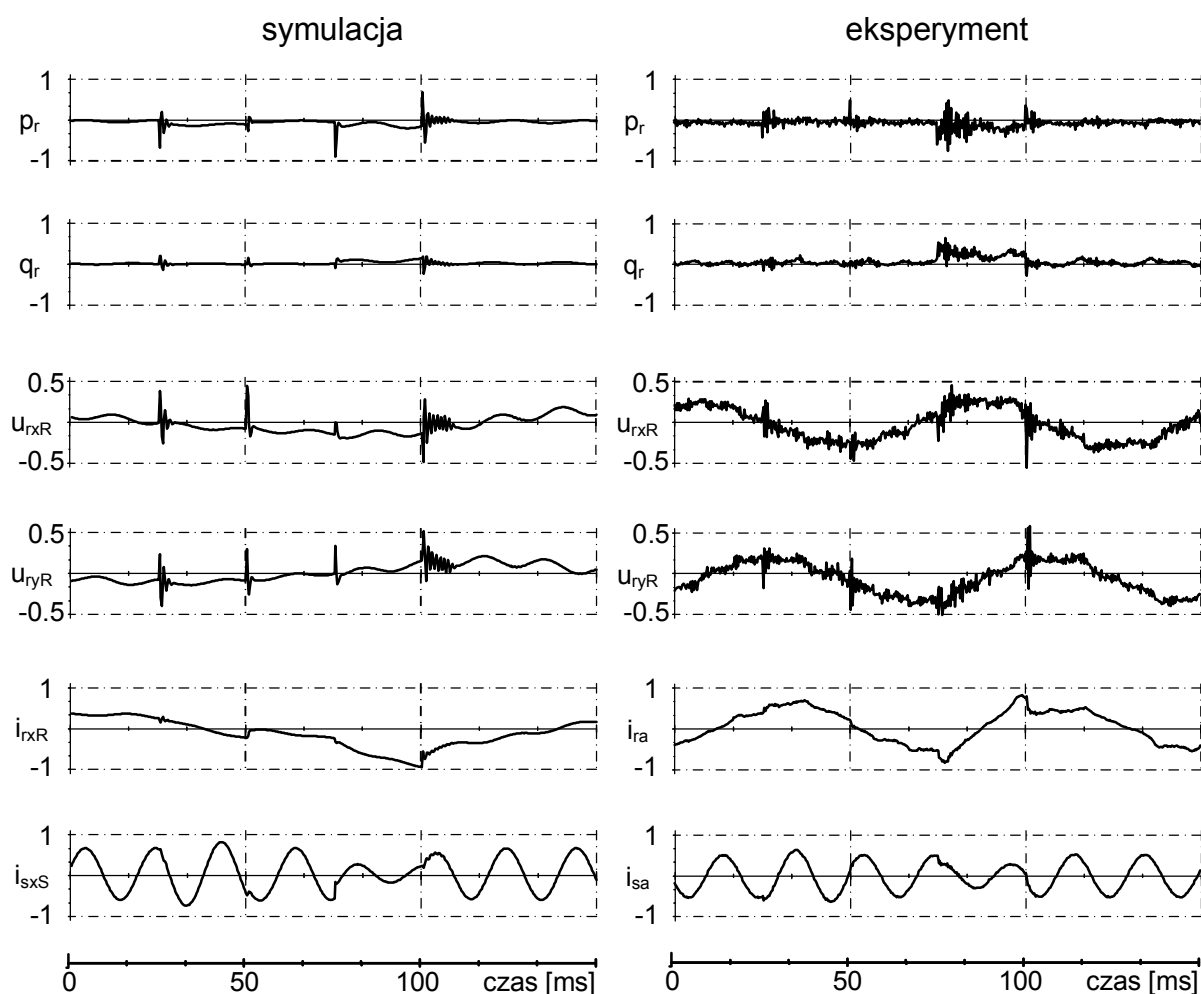
Zmniejszenie wartości mocy biernej indukcyjnej pobieranej z sieci przez obwód stojana przy stałej wartości zadanej mocy czynnej jest równoważne ze zmniejszeniem amplitudy prądów stojana (rys. 9.3).



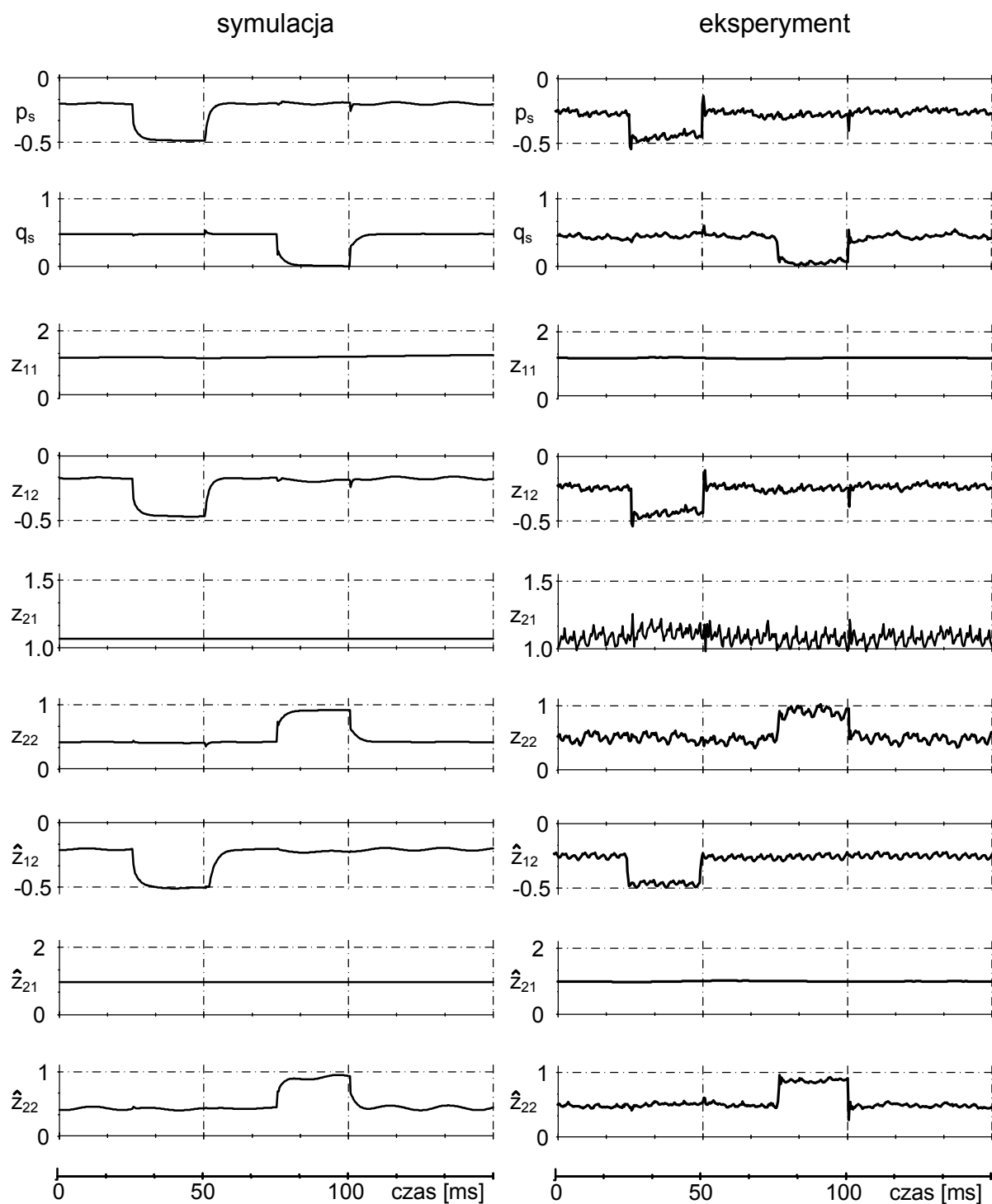
Rys. 9.4. Przebiegi mocy czynnej p_s i biernej q_s po stronie stojana MDZ oraz przebiegi zmiennych multiskalarnych dla układu regulacji opartego na zależnościach modelu typu „z” z regulatorem ślizgowym

Dla układu regulacji mocy z regulatorem ślizgowym w zarejestrowanych przebiegach mocy oraz składowych napięć wirnika zaobserwować można charakterystyczne oscylacje o dużej częstotliwości i małej amplitudzie (rys. 9.4 i rys. 9.5). Częstotliwość tych oscylacji wynika z przyjętego okresu impulsowania układu regulacji. Oscylacje te są efektem szybkich

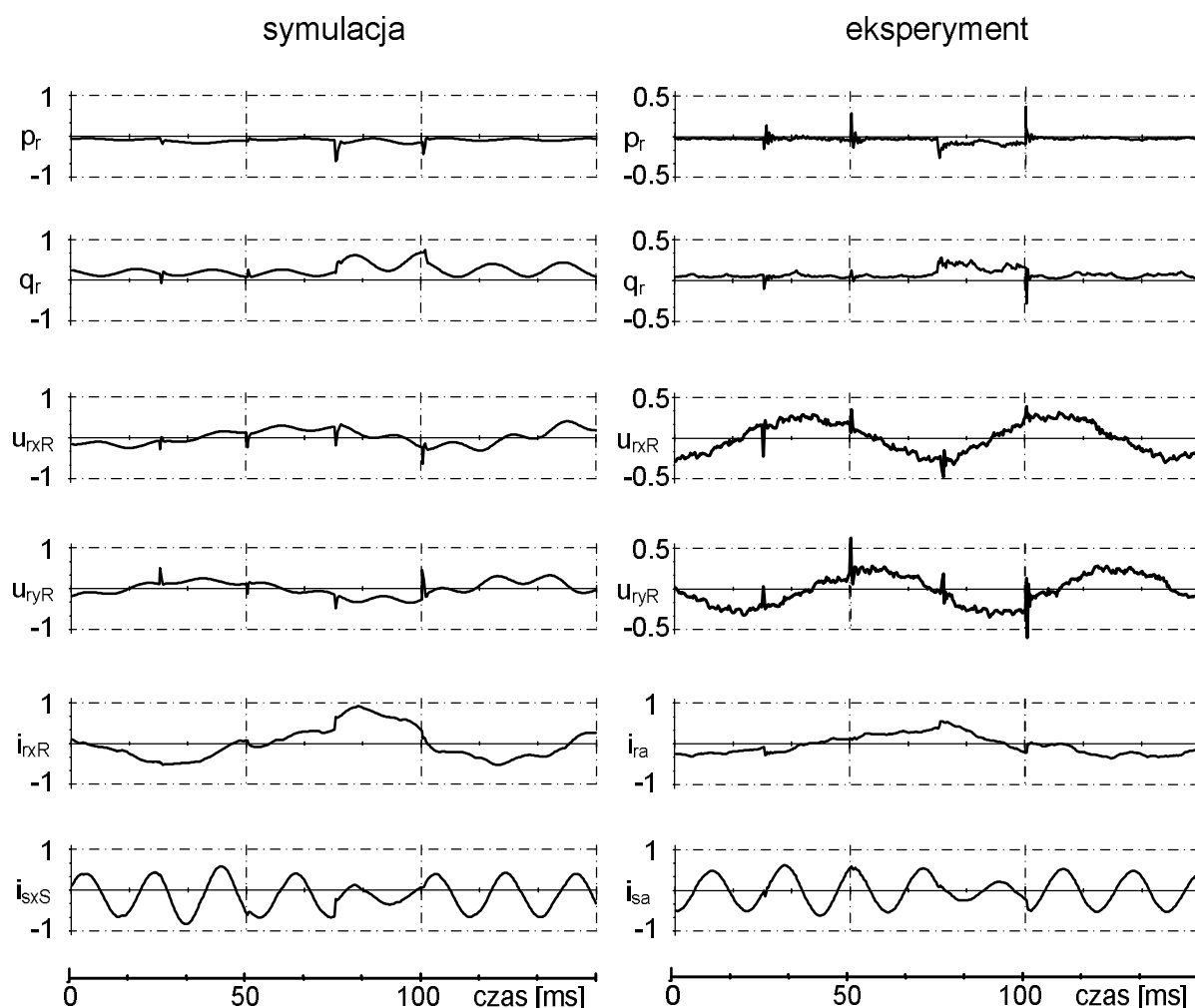
przełączeń struktury wewnętrznej regulatora ślizgowego. Przebiegi pokazane na rys. 9.4 i rys. 9.5 zarejestrowano dla układu regulacji, w którym w prawie sterowania dla regulatora ślizgowego wykorzystano funkcję $\text{sat}(s)$. W efekcie szybkich przełączeń struktury wewnętrznej regulatora ślizgowego w przebiegach wartości regulowanych może wystąpić uchyb o stałej wartości. Dlatego w torach regulacji mocy zastosowano dodatkowe człony korekcyjne w postaci regulatorów typu I. Zastosowanie członów korekcyjnych nieznacznie zmniejszyło szybkość reakcji układu na skokowe wymuszenia wielkości zadanych. Zmiana dynamiki reakcji generatora jest szczególnie widoczna dla przebiegu mocy biernej rys. 9.4.



Rys. 9.5. Przebiegi mocy czynnej p_r i biernej q_r po stronie wirnika MDZ oraz składowych wektora napięcia wirnika, prądu wirnika, prądu stojana dla warunków jak na rys. 9.4



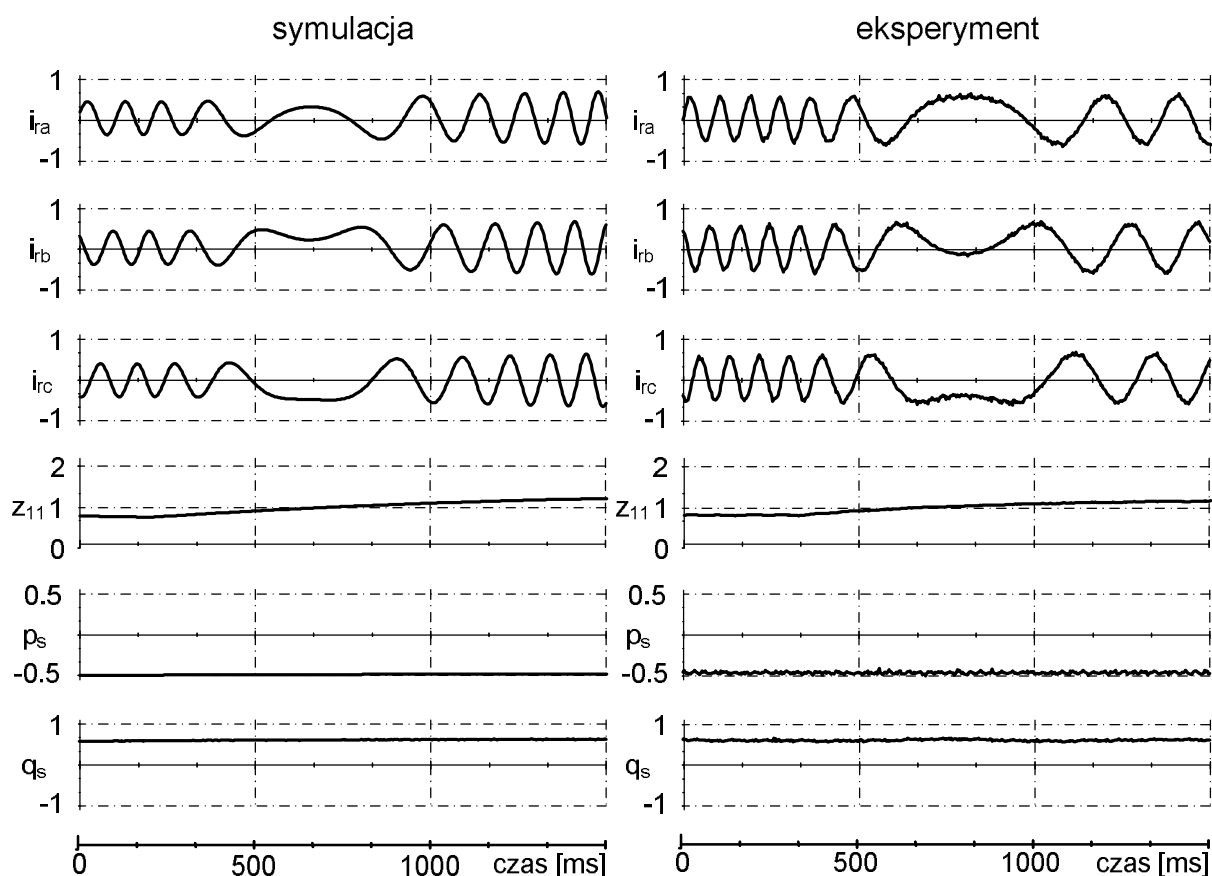
Rys. 9.6. Przebiegi mocy czynnej i biernej po stronie stojana MDZ, zmiennych multiskalarnych, zmiennych multiskalarnych odtworzonych w obserwatorze dla układu regulacji mocy z regulatorem ślizgowym i obserwatorem



Rys. 9.7. Przebiegi mocy czynnej p_r i biernej q_r po stronie wirnika MDZ, oraz składowych wektora napięcia wirnika, prądu wirnika, prądu stojana dla warunków jak na rys. 9.6

Na rys. 9.6 i rys. 9.7 zaprezentowano wyniki badań reakcji układu generatora z regulatorem ślizgowym i obserwatorem dynamiki zmiennych multiskalarnych. Zastosowanie obserwatora umożliwiło ograniczenie zjawiska szybkich oscylacji. Sytuacja ta jest widoczna na przebiegach mocy p_s , q_s , p_r , q_r . Inną pozytywną cechą zastosowania obserwatora było znaczne ograniczenie uchybu wartości regulowanych w stanie ustalonym. Pozwoliło to na eliminację członów korekcyjnych w torach regulacji mocy i poprawę dynamiki odpowiedzi układu na skoki mocy zadanej w stosunku do układu regulacji ślizgowej bez obserwatora.

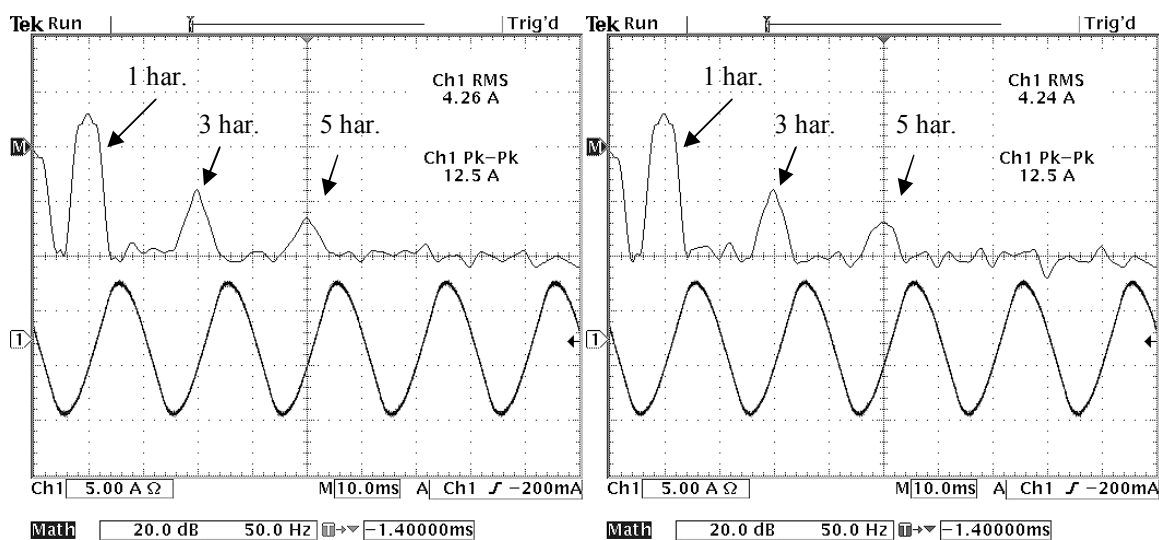
Negatywną cechą tego typu rozwiązania jest wzrost zapotrzebowania na moc obliczeniową procesora. W trakcie pracy algorytmu procesor musi wykonać dodatkowe obliczenia niezbędne do całkowania równań obserwatora.



Rys. 9.8. Zmian zakresu pracy generatora z prędkości podsynchronicznej ($z_{11} = 0.8$) do nadsynchronicznej ($z_{11} = 1.2$) przy stałych wartościach zadanych mocy czynnej i biernej, układ regulacji mocy z regulatorem ślizgowy

Na rys. 9.8 pokazano przebiegi prądów fazowych wirnika, prędkości wału maszyny, mocy czynnej i biernej, zarejestrowane w czasie zmiany zakresu prędkości pracy generatora wywołanego zwiększeniem momentu napędowego wału generatora. Zdarzenie przedstawione na rys. 9.8 w rzeczywistych warunkach pracy elektrowni wiatrowej odpowiada zmianie momentu napędowego wynikającego ze zwiększenia prędkości wiatru. Zakładając, że zadaniem układu regulacji jest utrzymanie zadanych przez operatora wartości mocy czynnej i biernej w całym zakresie zmiany momentu napędowego, zmianie ulega prędkość obrotowa wału maszyny. Generator zmienia zakres z pracy przy prędkości podsynchronicznej ($z_{11} = 0,8$) do nadsynchronicznej ($z_{11} = 1,2$). W generatorze następuje zmiana kierunku przepływu mocy czynnej w wirniku (rys. 7.4). Czas rejestracji przebiegów wynosił 1500ms. Podczas rejestracji zmiennych, układ regulacji umożliwiał utrzymywanie nastawionych wartości mocy chwilowych po stronie stojana p_s , q_s .

Widoczne na wszystkich zarejestrowanych w czasie badań laboratoryjnych przebiegach mocy chwilowych p_s , q_s generatora oscylacje o małej amplitudzie w stanie ustalonym układu związane są z harmonicznymi prądu stojana. Ponieważ na podstawie zmierzonych wartości chwilowych prądów oraz napięć stojana obliczane są wartości poszczególnych strumieni skojarzonych oraz wartości chwilowe mocy, dlatego istotne znaczenie na działanie badanych układów regulacji ma symetria wewnętrzna generatora.



Rys. 9.9. Przebiegi oraz widmo amplitudowe odkształconych prądów fazowych stojana zarejestrowane dla stanu jałowego generatora

Na rys. 9.9 pokazano oscylogramy prądów fazowych stojana zarejestrowane dla stanu jałowego generatora. W widmie amplitudowym dwóch prądów fazowych występuje 3 i 5 harmoniczna. Maszyna wykorzystywana w trakcie badań laboratoryjnych charakteryzowała się wewnętrzną asymetrią po stronie uzwojeń stojana.

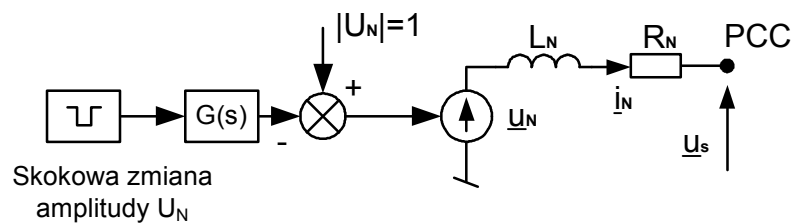
Przedstawione w niniejszym rozdziale wyniki badań symulacyjnych i laboratoryjnych potwierdzają możliwość niezależnej regulacji mocy czynnej i biernej MDZ oraz dobre właściwości dynamiczne badanych układów regulacji mocy. Odpowiedź badanych układów regulacji na skokowe zmiany wartości wielkości zadanych jest bardzo szybka, przy czym w przypadku układu regulacji z regulatorem ślizgowym widoczny jest wpływ działania członów korekcyjnych, które obniżają dynamikę działania układu regulacji.

10. BADANIA UKŁADÓW STEROWANIA MDZ PRZY ZMIANACH NAPIĘCIA SIECI ZASILAJĄCEJ

10.1. Warunki badań symulacyjnych i laboratoryjnych układów sterowania MDZ przy zmianach napięcia sieci

W celu zbadania działania układów sterowania MDZ przy zmianach wartości napięcia sieci zasilającej przeprowadzono badania symulacyjne i laboratoryjne.

Badania symulacyjne wykonano dla modelu symulacyjnego elektrowni wiatrowej, przedstawionego w rozdziale 3. Model sieci prezentowany na rys. 3.1a) rozszerzono przez dodanie członu o określonej transmitancji operatorowej $G(s)$, na wejściu którego zadawano skok napięcia o żądanej amplitudzie i czasie trwania. W wyniku tej operacji uzyskano możliwość modelowania przebiegu zapadu napięcia. Sposób modyfikacji modelu sieci zaprezentowano na rys. 10.1. Parametry modelu symulacyjnego zawarto w załączniku A.



Rys. 10.1. Modyfikacja modelu symulacyjnego sieci elektroenergetycznej umożliwiająca kształtowanie przebiegu zapadu napięcia sieci w punkcie przyłączenia elektrowni wiatrowej do systemu elektroenergetycznego

Ze względu na trudności wynikające z określenia parametrów modelu symulacyjnego dla składowej zerowej, zgodnej i przeciwnej, zastosowany model generatora oraz model sieci opracowany został przy założeniu symetryczności całego układu.

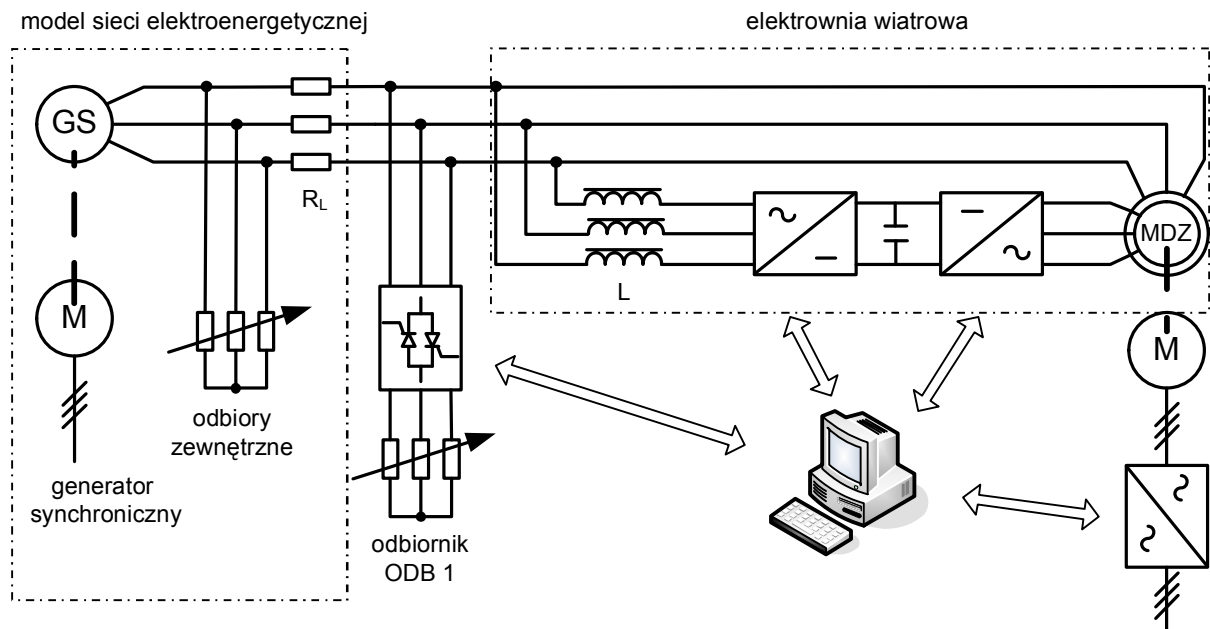
W badaniach symulacyjnych jako zakłócenie modelowano zapad napięcia sieci na przyłączy elektrowni do systemu, wywołany trójfazowym symetrycznym zwarcie odległym. Czas trwania zapadów oraz ich głębokość zmieniano w szerokich granicach.

Badania eksperymentalne przeprowadzono na stanowisku laboratoryjnym, którego struktura została przedstawiona na rys. 10.2. Maszynę dwustronnie zasilaną połączono z generatorem synchronicznym symulującym słabą sieć elektroenergetyczną.

Wartość prądu wzbudzenia generatora synchronicznego nie była regulowana podczas wykonywania prób laboratoryjnych.

Wał maszyny dwustronnie zasilanej napędzano za pomocą silnika klatkowego zasilanego z przekształtnika energoelektronicznego o nastawianej prędkości obrotowej.

W trakcie badań założono niezmiennosc prędkości obrotowej wału generatora. Praca w układzie połączeń jak na rys. 10.2, gdzie energia wymieniana jest pomiędzy MDZ przekazującą energię pozyskaną na wale do generatora synchronicznego jest niekorzystna ze względu na duże oscylacje mocy w układzie. Dlatego generator synchroniczny obciążono zewnętrznym trójfazowym odbiornikiem o charakterze rezystancyjnym. Pozwoliło to na wyrównanie bilansu mocy w układzie.



Rys. 10.2. Schemat blokowy stanowiska badawczego wykorzystywanego w trakcie badań wpływu zapadów napięcia sieci na pracę generatorową MDZ

Zapad napięcia w punkcie przyłączenia MDZ do „systemu” realizowano za pomocą dzielnika rezystancyjnego składającego się z rezystorów R_L oraz odbiornika ODB 1 o nastawianej rezystancji połączonego w gwiazdę. Zmiana rezystancji odbiornika ODB 1, umożliwiała wymuszanie zapadów napięcia o zróżnicowanej głębokości.

Jako łącznik zastosowano opracowany i wykonany przez autora sterownik tyrystorowy. Dane techniczne oraz schemat sterownika zamieszczono w załączniku E. Wyzwalanie sterownika tyrystorowego impulsami o nastawianym czasie pozwalało na realizację zapadów napięcia o dowolnym czasie trwania.

Wał generatora synchronicznego napędzano za pomocą silnika klatkowego zasilanego z przekształtnika napięcia z algorytmem kompensacji poślizgu w otwartej pętli sprzężenia

prędkościowego. Dlatego realizacja zapadów o głębokościach poniżej 50% U_N powodowała znaczne zmniejszenie częstotliwości podstawowej harmonicznej napięcia „sieci zasilającej”. Zjawisko to nie występuje w przypadku zapadu napięcia w rzeczywistej sieci elektroenergetycznej.

W czasie realizacji badań laboratoryjnych wartości zadane w układzie regulacji przekształtnika sieciowego wynosiły odpowiednio $U_{dc_zad} = 1.875$ [j.w.](750V), $Q_{zad} = 0$ [j.w.]. Wartości zadane nie były modyfikowane w chwili pojawienia się zapadu napięcia sieci. Przekształtnik sieciowy nie brał aktywnego udziału w podtrzymaniu napięcia na zaciskach stojana MDZ poprzez generowanie mocy biernej indukcyjnej.

10.2. Wyniki badań symulacyjnych i laboratoryjnych układów sterowania MDZ przy zmianach napięcia sieci

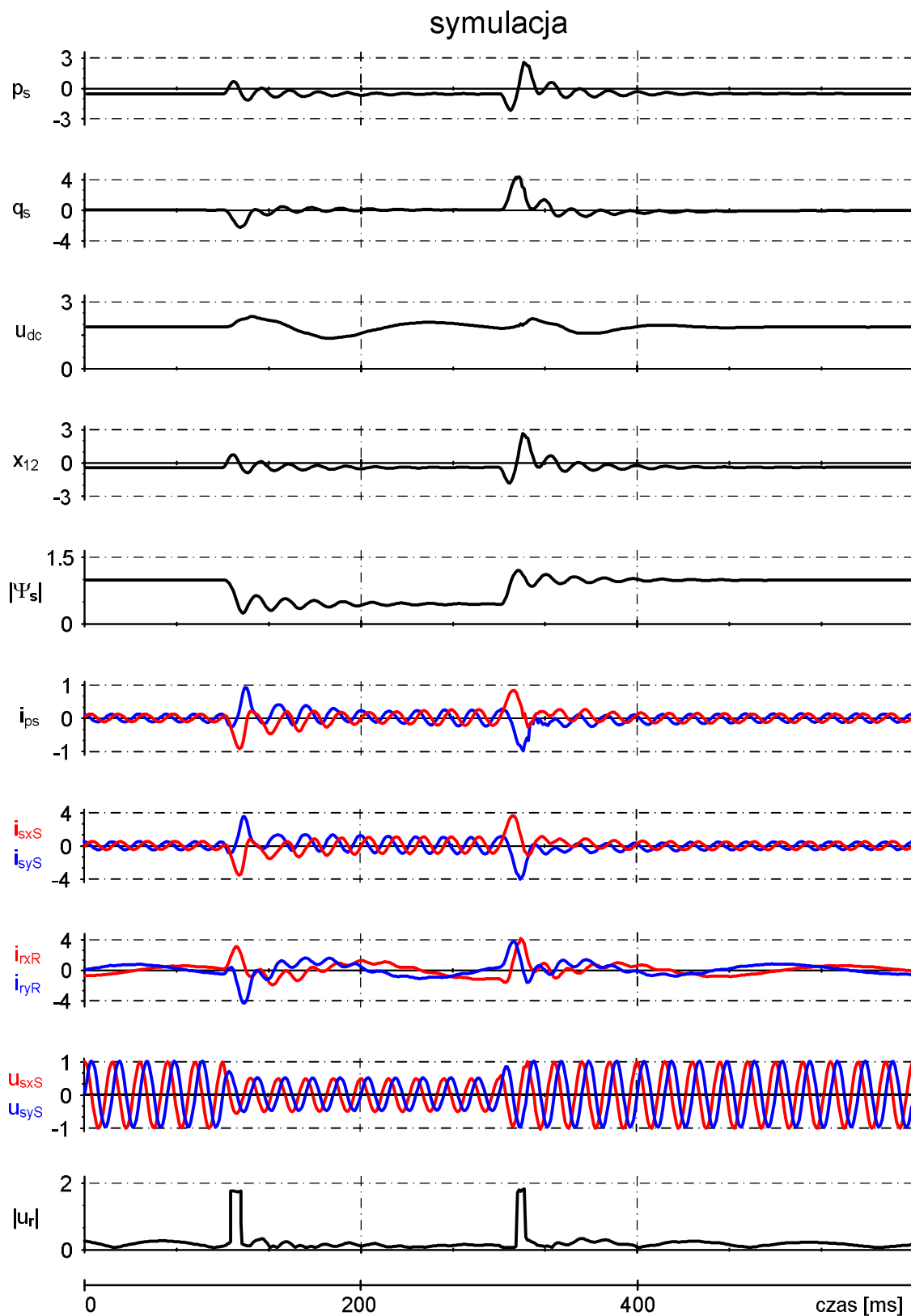
Badania poszczególnych układów regulacji mocy MDZ sterowanej napięciowo przez wymuszenie wektora napięcia wirnika przeprowadzono określając:

- wpływ zapadu (głębokość, czas trwania) na pracę generatora i układów regulacji,
- wpływ zapadu (głębokość, czas trwania) na wielkość oscylacji strumienia skojarzonego stojan,
- odpowiedź proponowanych w pracy układów regulacji na zapad napięcia sieci,
- wpływ poszczególnych układów regulacji na tłumienia oscylacji mocy wyjściowej,

Wartości mocy czynnej P_{zad} i Q_{zad} biernej zadawane do układów regulacji mocy MDZ w czasie badań nastawiane były zgodnie ze strategią przedstawioną w rozdziale 8.1.

Wybrane wyniki uzyskane z symulacji i pomiarów dla poszczególnych układów regulacji przekształtnika maszynowego zostały przedstawione poniżej w postaci wykresów.

Czas rejestracji przebiegów, o ile nie zaznaczono inaczej, we wszystkich przypadkach wynosił 600ms.



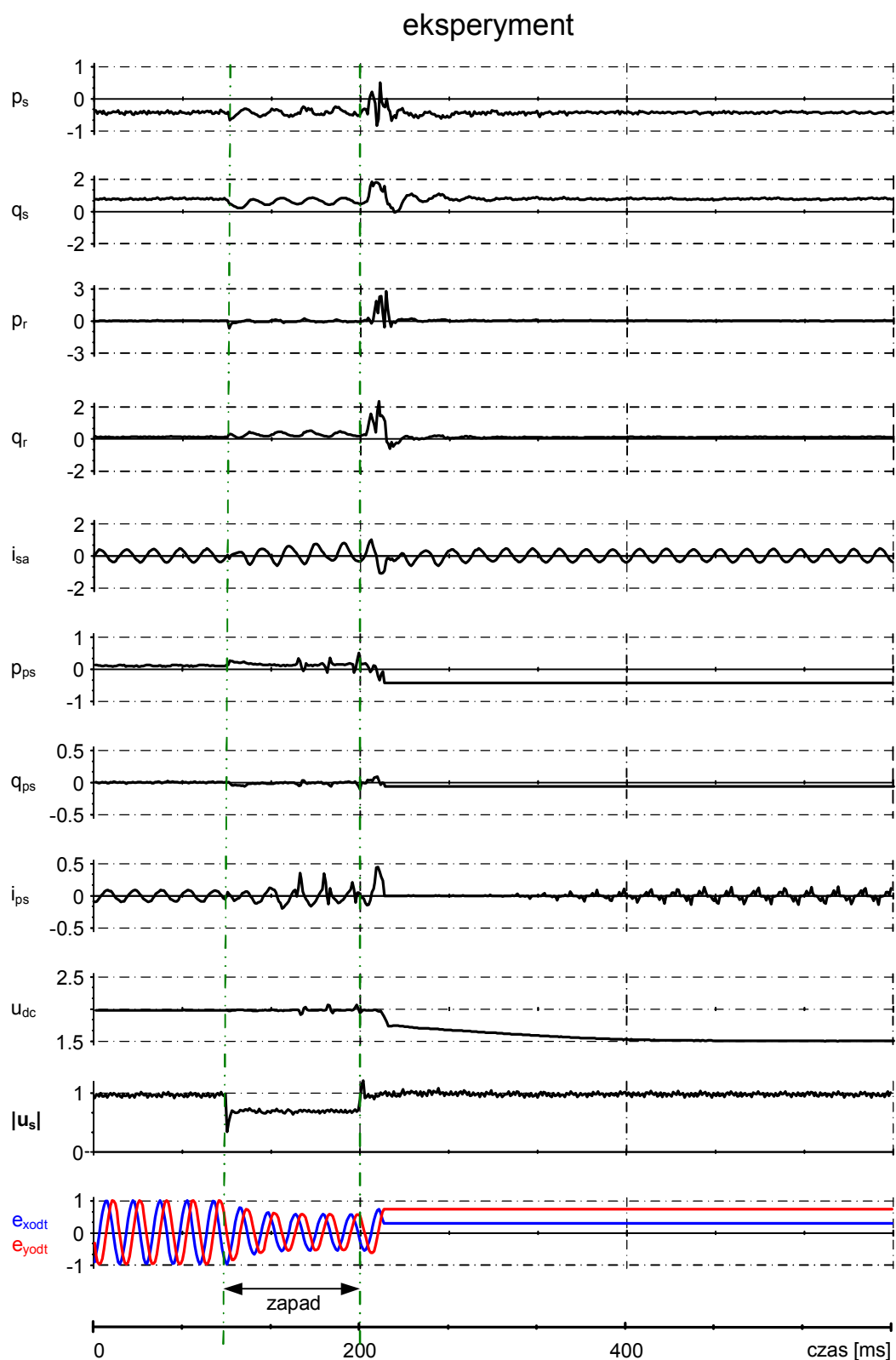
Rys. 10.3. Reakcja MDZ na zapad napięcia o czasie trwania 200ms i głębokości do 50% wartości napięcia znamionowego sieci zasilającej, dla układu regulacji opartej na zależnościach modelu multiskalarnego typu „x” z regulatorami PI

Na rys. 10.3 pokazano przebiegi charakteryzujące sposób reakcji generatora na trójfazowe symetryczne zwarcie w systemie elektroenergetycznym, którego efektem jest zapad napięcia na przyłączy elektrowni wiatrowej. Czas trwania zapadu wynosił 200ms, a głębokość do $50\%U_N$. W czasie poprzedzającym zakłócenie napięcia, generator pracuje w zakresie prędkości nadsynchronicznej ze współczynnikiem mocy o wartości bliskiej jedności. Generator przetwarza energię mechaniczną dostarczoną do wału maszyny i oddaje ją do sieci w postaci mocy czynnej nie pobierając z sieci mocy biernej indukcyjnej, maszyna magnesowana jest składową magnesującą prądu wirnika. Wystąpienie zapadu napięcia wywołuje duże oscylacje strumienia skojarzonego stojana $|\Psi_s|$. Oscylacje te przekładają się bezpośrednio na oscylacje prądów stojana (i_{sxS} , i_{syS}). W wyniku zapadu w przebiegach prądów stojana zaobserwować można występowanie składowej stałej, która po stronie wirnika indukuje napięcie zmienne i wywołuje wzrost prądów wirnika (i_{rxR} , i_{ryR}).

W odpowiedzi na zapad napięcia sieci na wyjściu układu regulacji przekształtnika maszynowego wyznaczany jest wektor napięcia zasilania wirnika $|\mathbf{u}_r|$ o długości umożliwiającej skompensowanie wzrostu prądów po stronie wirnika i utrzymaniu zadanych wartości mocy. W przypadku zapadu o dużej głębokości układ regulacji „wystawia” maksymalny możliwy do wygenerowania wektor napięcia zasilania wirnika tracąc tym samym kontrolę nad prądami w układzie. W wyniku gwałtownego wzrostu prądów wirnika następuje wzrost napięcia w obwodzie pośredniczącym przekształtnika zasilającego wirnik generatora. Chwilowy wzrost napięcia u_{dc} zależy od wartości mocy przesyłanej do obwodu pośredniczącego, pojemności baterii kondensatorowej oraz właściwości dynamicznych układu regulacji przekształtnika sieciowego.

Układ regulacji przekształtnika sieciowego dąży do stabilizacji napięcia u_{dc} w obwodzie pośredniczącym tym samym następuje wzrost prądów na wyjściu przekształtnika sieciowego i_{ps} . Powrót napięcia sieci do warunków znamionowych po ustąpieniu zapadu jest związany z odbudową strumienia skojarzonego stojana generatora. Jest to równoznaczne, przy wystawieniu przez układ regulacji maksymalnego możliwego do uzyskania napięcia po stronie wirnika, z poborem dużej wartości mocy biernej indukcyjnej z sieci zasilającej. Następuje gwałtowny wzrost składowej magnesującej prądu stojana.

W przypadku głębokich zapadów oraz zakłócenia działania lub awaryjnego zablokowania przekształtnika sieciowego napięcie w obwodzie pośredniczącym osiąga dużą wartość. Prowadzi to do uszkodzenia przekształtnika.



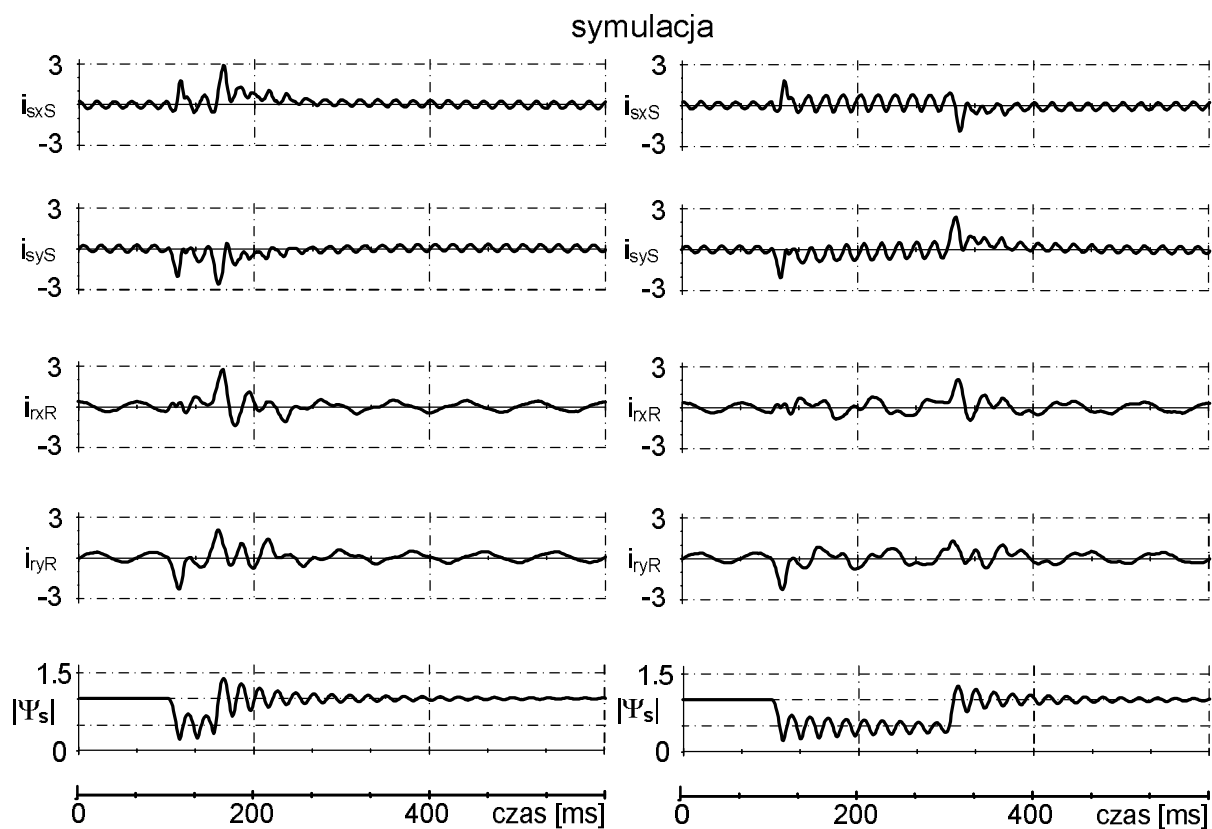
Rys. 10.4. Odpowiedź układu generatora pracującego w zakresie prędkości podsynchronicznej na zapad napięcia o czasie trwania 100ms w przypadku awaryjnego wyłączenia przekształtnika sieciowego

Odmienne reakcję układu generatora na zapad napięcia po stronie stojana przedstawiono na rys. 10.4. Prezentowane na rys. 10.4 przebiegi zostały zarejestrowane dla zakresu pracy generatora z prędkością podsynchroniczną. Kształt pokazanych przebiegów jest efektem wystąpienia zapadu, którego skutkiem było awaryjne wyłączenie przekształtnika sieciowego. Zablockowanie przekształtnika sieciowego nastąpiło w wyniku przekroczenia dopuszczalnej wartości prądu jednej z faz wyjściowych przekształtnika.

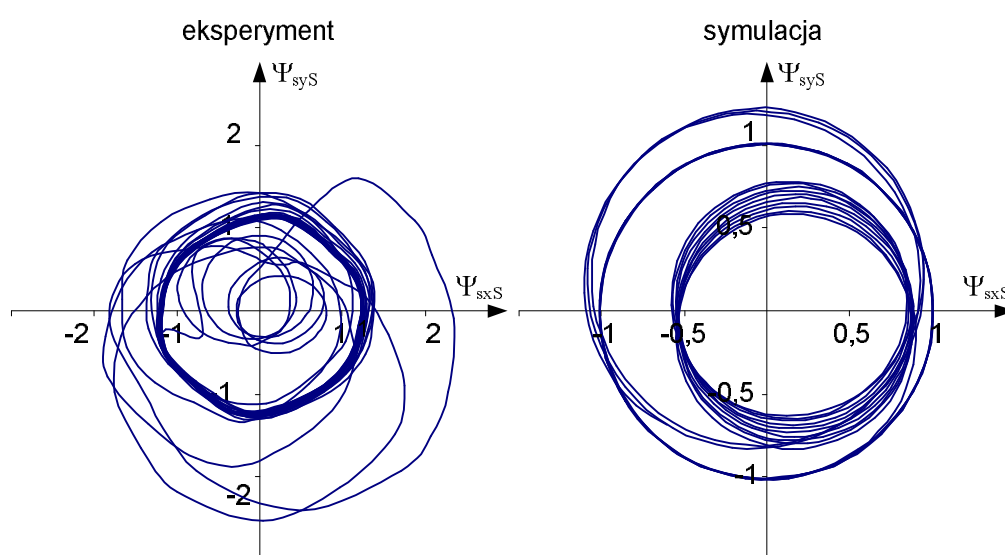
Wyłączenie przekształtnika sieciowego skutkuje obniżeniem napięcia u_{dc} w obwodzie pośredniczącym do poziomu wynikającego z aktualnej wielkości napięcia sieci oraz prądu po stronie wirnika MDZ. Na przebiegu odpowiadającym jednemu z fazowych prądów wejściowych przekształtnika sieciowego i_{ps} zaobserwować można charakterystyczne pulsacje będące wynikiem przepływu prądu ładowania kondensatora obwodu pośredniczącego przez diody zwrotne tranzystorów falownika sieciowego. Awaryjne zablokowanie przekształtnika sieciowego nie wywołało zablokowania przekształtnika maszynowego. Układ regulacji mocy MDZ działał prawidłowo.

Na rys. 10.5 zaprezentowano wpływ czasu trwania zapadu na wielkość oscylacji strumienia stojana, wartości prądów stojana i wirnika. Czas trwania zapadu napięcia ma duże znaczenie w chwili powrotu napięcia do wartości znamionowej. W warunkach normalnej pracy wartość strumienia generatora wynika z napięcia zasilania oraz parametrów maszyny. W chwili gwałtownego obniżenia napięcia zasilania wartość strumienia stojana oscyluje wokół nowego punktu pracy. Ustąpienie zapadu jest równoznaczne z wygenerowaniem dodatkowych oscylacji. Nałożenie się oscylacji strumienia skojarzonego stojana wywołanych obniżeniem napięcia oraz jego odbudową po ustąpieniu zapadu prowadzi do znacznego krótkotrwałego wzrostu strumienia stojana. W wyniku zapadu napięcia o czasie trwania 50ms amplituda strumienia stojana po ustąpieniu zapadu wzrosła do wartości 1,4. W przypadku zapadu o czasie trwania 200ms amplituda strumienia stojana wynosiła 1,2.

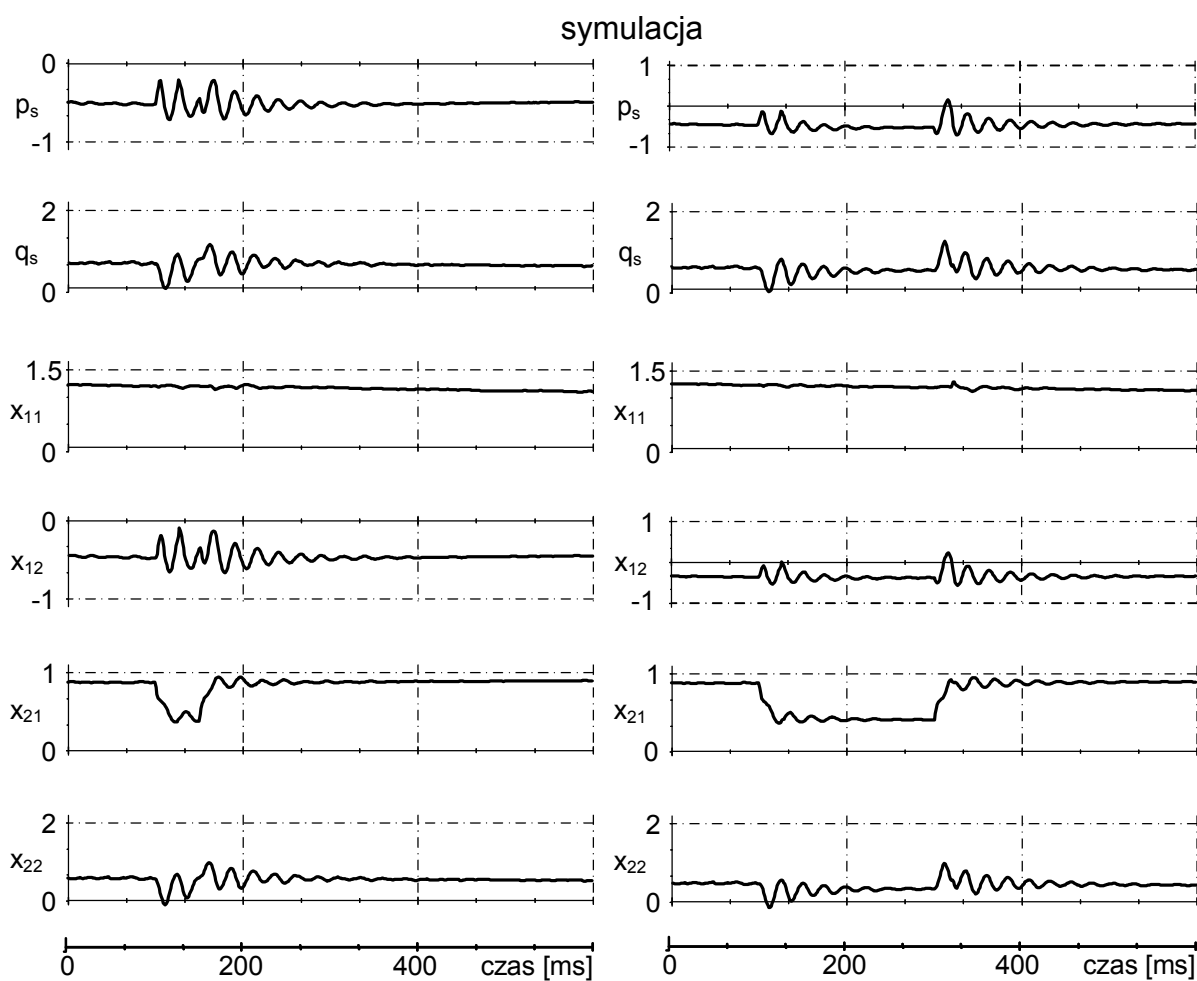
Na rys. 10.6 pokazano trajektorię wektora strumienia skojarzonego stojana zarejestrowaną w czasie zdarzenia prezentowanego na rys. 10.5. W chwili powrotu wartości napięcia do wartości znamionowej strumień stojana wzrósł powyżej wartości, dla której w maszynie następuje nasycenie obwodu magnetycznego, skutkiem czego jest duży wzrost prądu stojana i wirnika.



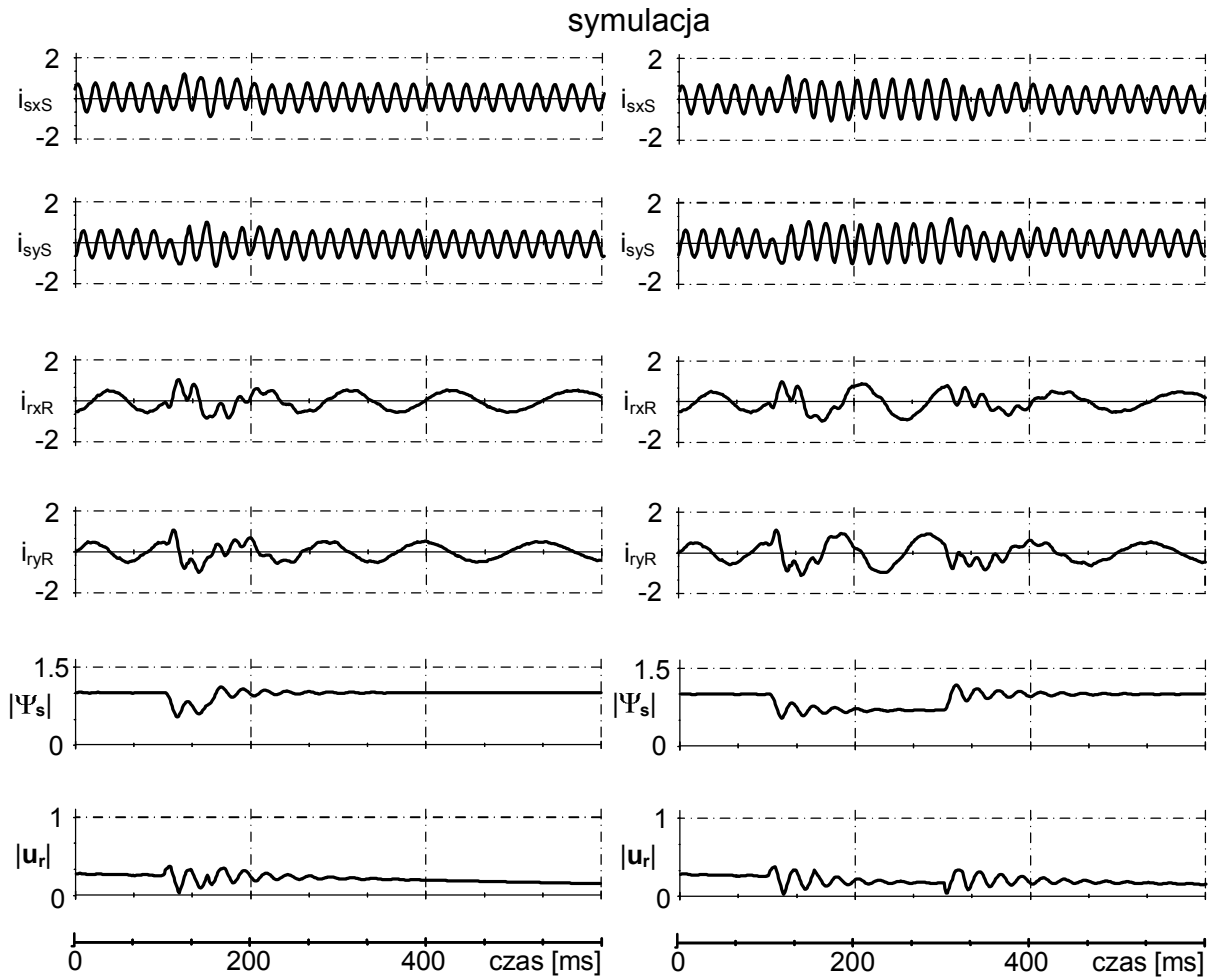
Rys. 10.5. Wpływ czasu trwania zapadu napięcia na oscylacje strumienia stojana, dla zapadów o czasie trwania odpowiednio 50ms i 200ms i głębokości 45% U_N , przebiegi zarejestrowane dla układu regulacji opartej na zależnościach modelu multiskalarnego typu „x” z regulatorami PI



Rys. 10.6. Hodograf strumienia skojarzonego stojana MDZ dla układu regulacji opartej na zależnościach modelu multiskalarnego typu „x” z regulatorami PI



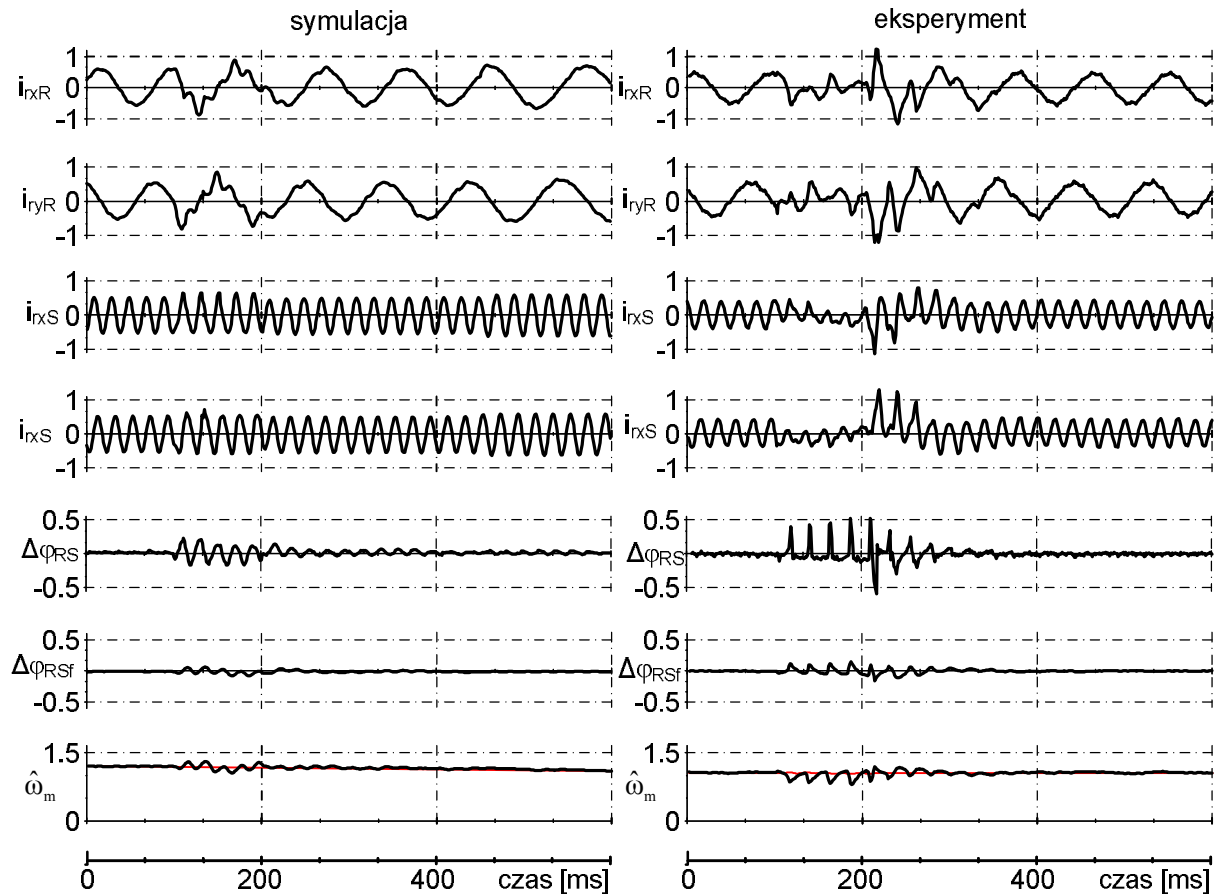
Rys. 10.7. Reakcja MDZ z układem regulacji mocy opartym na zależnościach modelu multiskalarnego typu „x” na zapady napięcia o czasie trwania 50ms i 200ms, głębokości do 70% wartości napięcia znamionowego sieci zasilającej



Rys. 10.8. Reakcja MDZ z układem regulacji mocy opartym na zależnościach modelu multiskalarnego typu „x” na zapad napięcia o czasie trwania 200ms i głębokości do 70% wartości napięcia znamionowego sieci zasilającej

Na rys. 10.7 i rys. 10.8 pokazano reakcję układu generatora na zapady napięcia do 70% wartości napięcia znamionowego o czasie trwania 50 ms i 200 ms w przypadku, gdy w wyniku zapadu napięcia, wartości mocy zadawanych (P_{zad} , Q_{zad}) do układu regulacji nie były modyfikowane. Przy obniżonej wartości napięcia zasilania generatora utrzymanie zadanych wartości mocy po stronie stojana równoznaczne jest wzrostowi prądów stojana i wirnika. Biorąc pod uwagę, że zmniejszenie amplitudy napięcia sieci ogranicza możliwy do uzyskania obszar pracy generatora, w którym nie wystąpi przekroczenie wartości dopuszczalnych prądów, konieczna jest szybka zmiana wartości mocy zadanych dla układu regulacji w chwili zapadu.

W prezentowanych w pracy strukturach regulacji mocy MDZ wykorzystano algorytm estymacji kąta położenia wirnika φ_{RS} , na podstawie którego wyznaczana jest prędkość obrotowa wału maszyny (podrozdział 6.1). Wartość kąta φ_{RS} wyznaczana jest na podstawie wartości napięcia sieci oraz prądów zmierzonych i obliczonych w układzie.



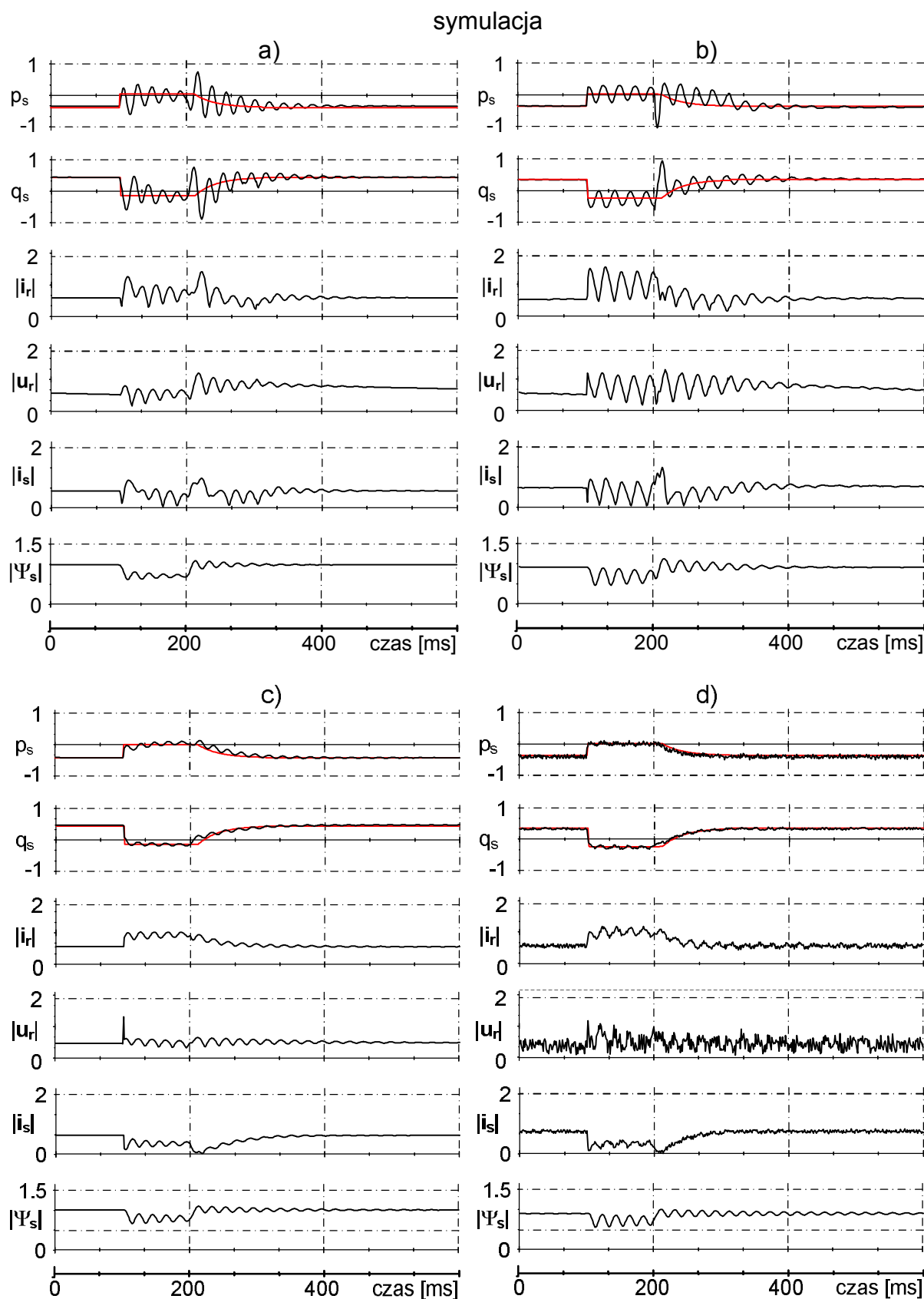
Rys. 10.9. Wpływ zapadu napięcia na działanie algorytmu odtwarzania prędkości

Na rys. 10.9 pokazano przebiegi czasowe składowych prądu wirnika w układzie współrzędnych wirnika, odtworzone składowe prądu wirnika w układzie współrzędnych stojana, przebiegi sygnałów algorytmu pętli fazowej oraz przebiegi prędkości odtworzonej i odczytanej z modelu matematycznego. W wyniku reakcji MDZ na zapad napięcia sieci w przebiegach prądów wirnika pojawia się harmoniczna, której częstotliwość jest większa od częstotliwości harmonicznej podstawowej prądu wirnika. Jej wartość zależy od prędkości wału generatora w chwili zapadu. Kąt położenia wirnika MDZ odtwarzany jest na podstawie zmierzonych i obliczonych wartości prądów wirnika (podrozdział 6.1), a następnie poddany jest filtracji w algorytmie pętli synchronizacji fazowej. Dobór parametrów pętli synchronizacji fazowej jest kompromisem pomiędzy szybkością działania PLL, a wartościami

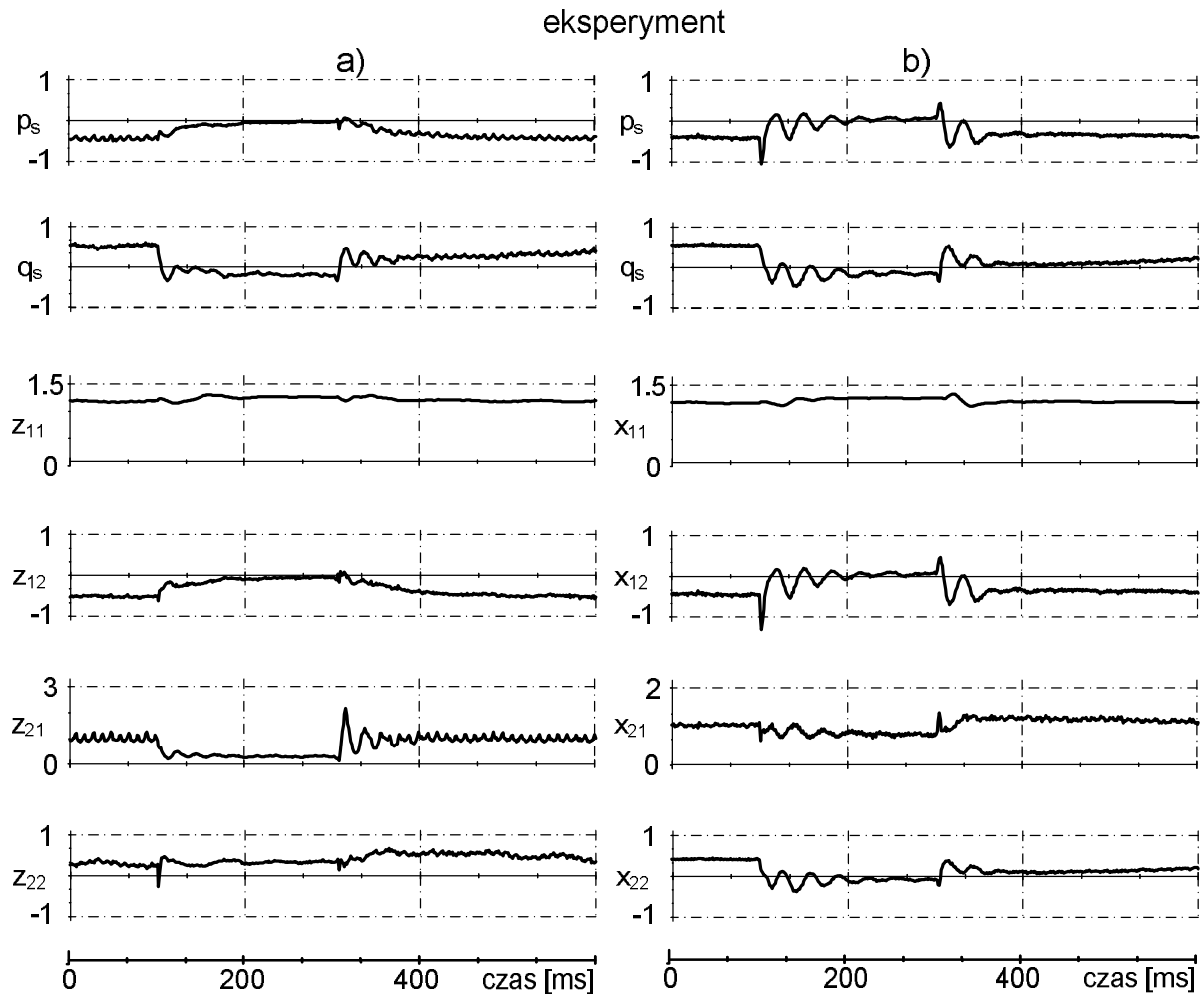
błędów sygnałów wyjściowych kąta i prędkości w stanie ustalonym w normalnym stanie pracy. Ponieważ w algorytmie odtwarzania prędkości wirnika wykorzystuje się zmierzoną wartość napięcia, pulsację napięcia oraz zmierzone i odtworzone wartości prądów wirnika, dlatego zakłócenie napięcia sieci ma wpływ na wartość odtwarzanego kąta położenia wirnika oraz estymowaną prędkość. Następuje wzrost błędu pomiędzy wartością kąta estymowaną bezpośrednio z pomiarów, a wartością na wyjściu pętli synchronizacji $\Delta\varphi_{RS}$. Działanie filtracyjne algorytmu PLL obniża wartość błędu $\Delta\varphi_{RSf}$, jednakże efektem są pulsacje wartości prędkości odtworzonej w algorytmie, których źródłem są harmoniczne wyższych rzędów prądu wirnika. Prędkość obrotowa wału generatora w czasie zapadu nie jest odtwarzana poprawnie. Zmiana parametrów PLL umożliwia ograniczenie pulsacji odtwarzanej prędkości w czasie trwania zapadu, jednakże kosztem pogorszenia dokładności pracy całego układu regulacji w normalnych warunkach pracy.

Korzystną cechą układów regulacji mocy MDZ jest ich zdolność do tłumienia oscylacji występujących w przebiegach mocy wyjściowych generatora, a będące efektem zapadu napięcia. W celu określenia właściwości tłumienia oscylacji przez poszczególne układy regulacji porównano wyniki uzyskane w czasie badań symulacyjnych i eksperymentalnych. Wartość mocy przekazywanej do systemu przez generator przed wystąpieniem zapadu ustalono na poziomie znamionowym, przy pracy generatora z prędkością nadsynchroniczną $\omega_m = 1,2$. Wartość zadawana w torze regulacji mocy biernej ustalano na wyjściu nadrzędnego regulatora mocy biernej (podrozdział 8.2).

Na rys. 10.10 porównano uzyskano na drodze symulacji komputerowej przebiegi charakteryzujące odpowiedzi czterech prezentowanych w pracy układów regulacji na zapad napięcia o głębokości do $60\%U_N$ i czasie trwania 100ms. Na przebiegach zarejestrowanych dla układu regulacji opartego na zależnościach modelu multiskalarnego typu „x” z regulatorami PI (rys. 10.10b) zaobserwować można znacznie większe oscylacje wielkości charakteryzujących pracę generatora w stosunku do układu opartego na zależnościach modelu multiskalarnego typu „z” z regulatorami PI (rys. 10.10a). Zastosowanie regulatora ślizgowego pozwoliło na znaczną poprawę działania algorytmu układu regulacji generatora (rys. 10.10c) oraz (rys. 10.10d).



Rys. 10.10. Odpowiedzi poszczególnych układów regulacji mocy MDZ na zapad napięcia o głębokości $60\%U_n$: układu regulacji opartej na zależnościach modelu multiskalarnego typu „z” z regulatorami PI a); układu regulacji opartej na zależnościach modelu multiskalarnego typu „x” z regulatorami PI b); układu regulacji z regulatorem ślizgowym i obserwatorem dynamiki zmiennych multiskalarnych c) układ regulacji z regulatorem ślizgowym d);

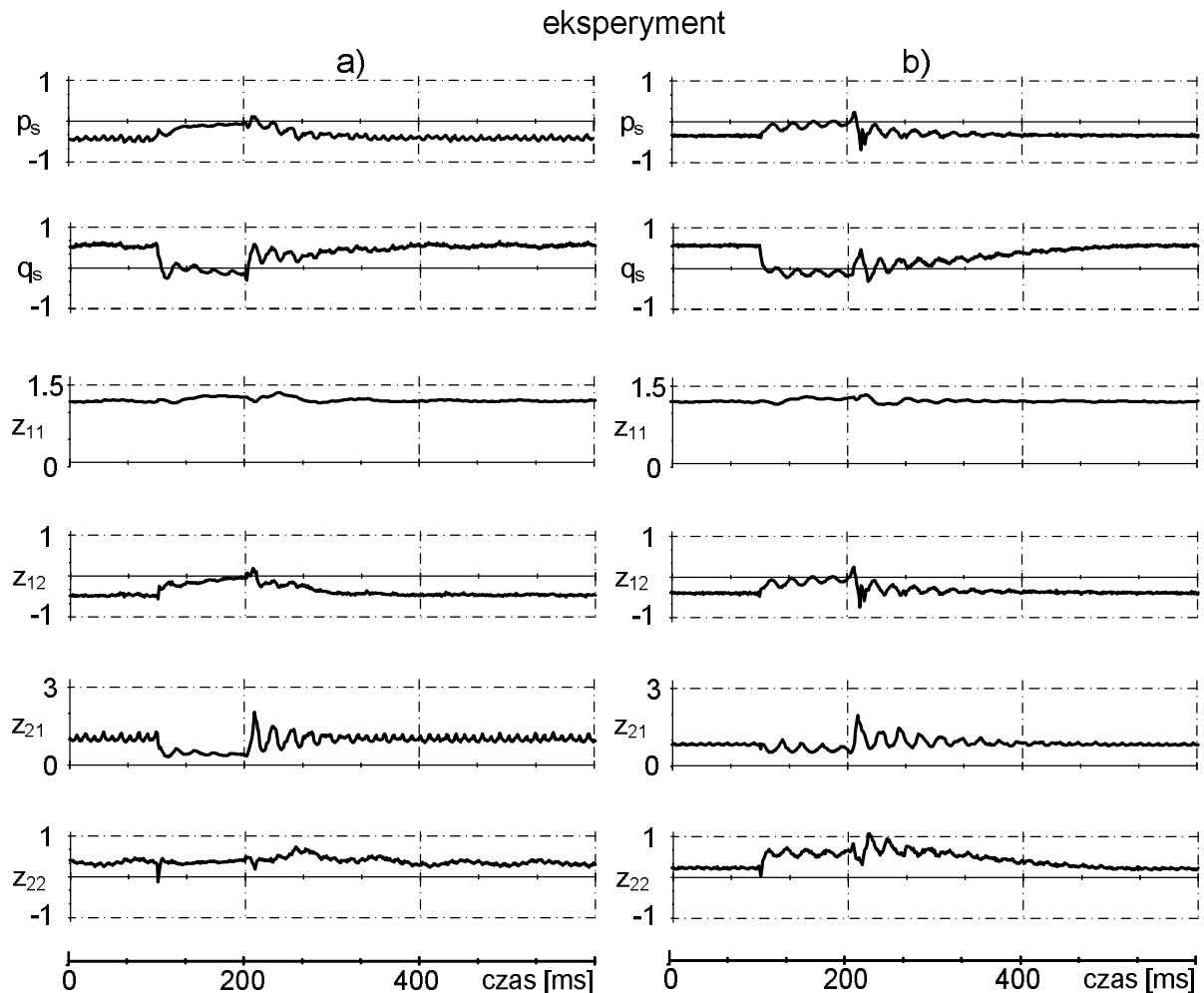


Rys. 10.11. Odpowiedź MDZ na zapad napięcia o głębokości 70% U_n i czasie trwania 200ms:
dla układu regulacji z regulatorem ślizgowym i obserwatorem dynamiki zmiennych multiskalarnych a);
dla układu regulacji opartej na zależnościach modelu multiskalarnego typu „x” z regulatorami PI b)

Na rys. 10.11 porównano przebiegi uzyskane dla dwóch układów regulacji mocy, dla układu regulacji mocy z regulatorem ślizgowym i obserwatorem oraz dla układu regulacji opartego na zależnościach modelu multiskalarnego typu „x” z regulatorami PI.

W czasie badań eksperymentalnych wartość mocy biernej zadanej do układu regulacji przed wystąpieniem zapadu napięcia po stronie sieci wynosi 0,7. Generator pobiera z sieci moc bierną indukcyjną. W wyniku detekcji wystąpienia zapadu w nadrzędnym układzie zadawania mocy biernej następuje zmiana trybu pracy, z trybu pracy przy stałej wartości zadanej mocy biernej, na tryb regulacji napięcia na wyjściu MDZ. Wartość mocy czynnej zadanej do układu regulacji w czasie zapadu zredukowana została do zera. Po zaniku zapadu wartość mocy czynnej zostaje zwiększona do wartości równej przed wystąpieniem zakłócenia napięcia.

Badania przeprowadzono dla nastawy regulatorów PI dobranych na etapie strojenia algorytmu układu regulacji w normalnych warunków pracy. Nie zaobserwowano znaczącego wpływu doboru nastaw regulatorów PI na tłumienie oscylacji w przebiegach mocy wyjściowych wywołanych zapadem napięcia.

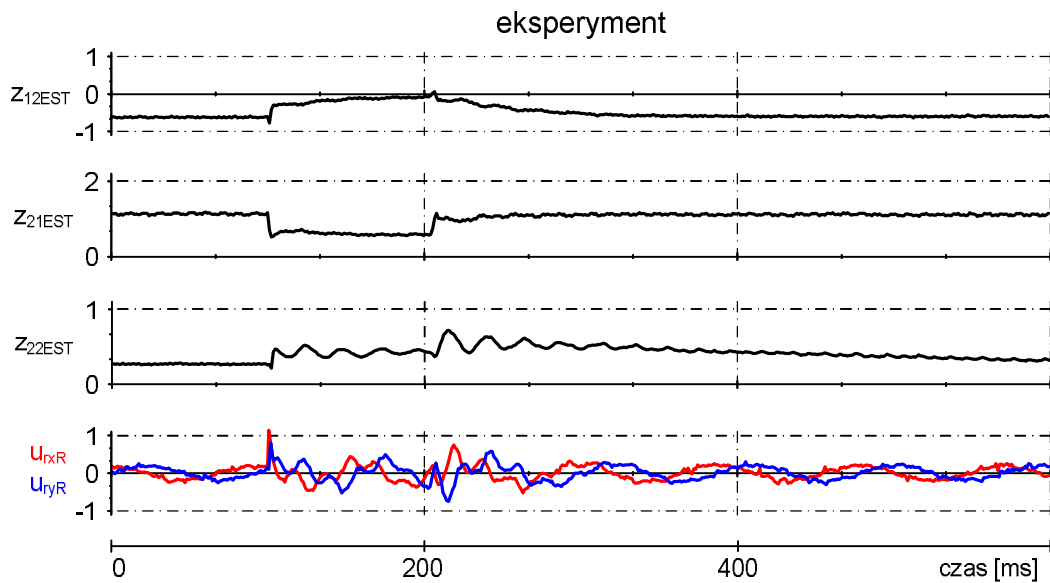


Rys. 10.12. Odpowiedź MDZ na zapad napięcia o głębokości 70% U_n i czasie trwania 100ms: dla układu regulacji z regulatorem ślizgowym i obserwatorem dynamiki zmiennych multiskalarnych a); dla układu regulacji z regulatorem ślizgowym b)

Na rys. 10.12 porównano przebiegi mocy oraz zmiennych multiskalarnych dla dwóch układów regulacji mocy generatora. Na podstawie przebiegów pokazanych na rys. 10.12 można stwierdzić, że układ regulacji mocy z regulatorem ślizgowym i obserwatorem dynamiki zmiennych multiskalarnych cechuje się lepszą właściwością tłumienia oscylacji mocy wywołanych zapadem w stosunku do układu regulacji bez obserwatora. Cecha ta jest szczególnie widoczna na przebiegach mocy p_s , q_s w chwili obniżenia wartości napięcia zasilania stojana. Na etapie syntezy struktury układu regulacji z regulatorem ślizgowym

i obserwatorem w prawie sterowania ślizgowego do wyznaczenia czynników u_{r1eq} , u_{r2eq} wykorzystuje się wartości zmiennych multiskalnych odtworzonych w obserwatorze w przeciwieństwie do układu regulacji bez obserwatora, gdzie zmienne te oblicza się na podstawie wartości otrzymanych w poprzednich chwilach taktowania (podrozdział 5.2).

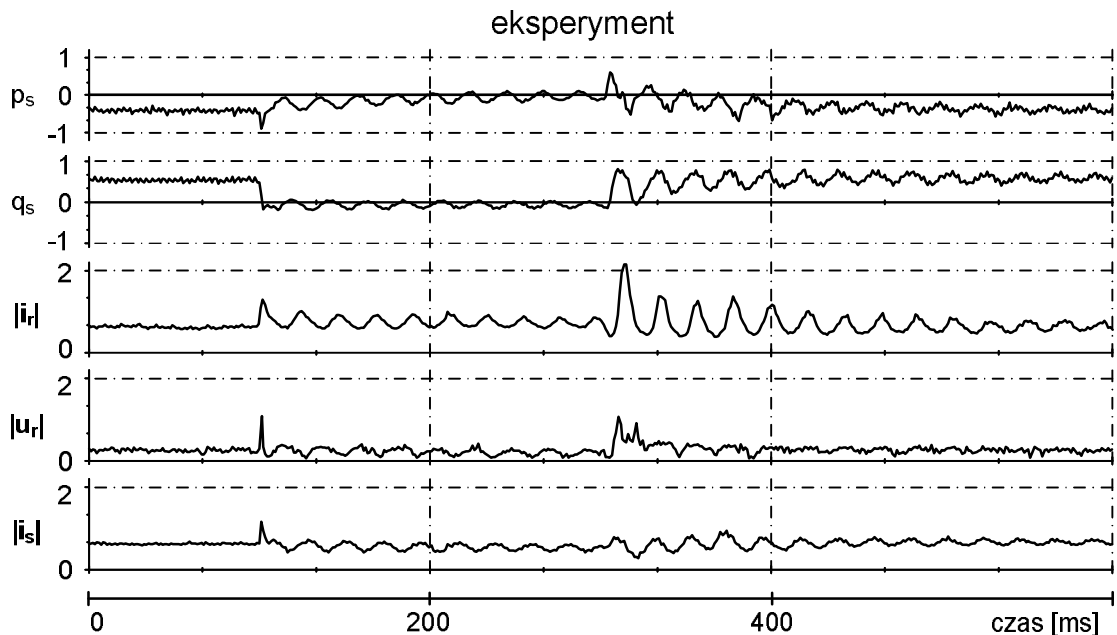
Widoczne na rys. 10.12, po zaniku zapadu, niewielkie oscylacje w przebiegach mocy biernej, prądów wirnika i stojana związane są ze stanami przejściowymi generatora synchronicznego zasilającego układ „elektrowni wiatrowej” oraz wewnętrzną asymetrią MDZ.



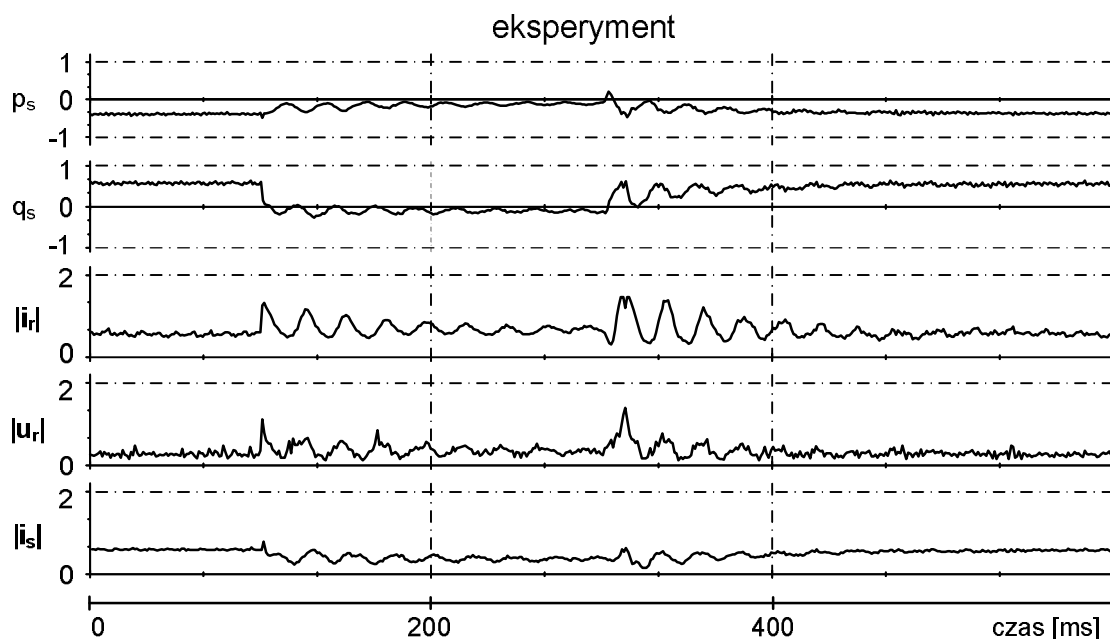
Rys. 10.13. Przebiegi zmiennych multiskalnych odtworzone w obserwatorze dla zdarzenia jak na rys. 10.12a

Na rys. 10.13 zaprezentowano przebiegi zmiennych multiskalnych Z_{12EST} , Z_{22EST} , Z_{21EST} , odtworzonych w obserwatorze zmiennych multiskalnych współpracującym z regulatorem ślizgowym. Obserwator, którego algorytm zdefiniowany jest zależnościami (5.47) - (5.49), działa prawidłowo zarówno w warunkach normalnych jak i przy zapadzie napięcia. Na podstawie przeprowadzonych badań układu regulacji z obserwatorem można stwierdzić, że duże znaczenie na dokładność odtwarzania przebiegów zmiennych multiskalnych w stanie ustalonym układu ma prawidłowa identyfikacja parametrów schematu zastępczego MDZ. Dobór wzmocnień K_1 , K_2 , K_3 uchybów obserwatora umożliwia zmianę szybkości zanikania błędów w stanach dynamicznych obserwatora w stosunku do błędów statycznych w stanie ustalonym układu. Prawidłowy dobór wzmocnień obserwatora obniża jego wrażliwość na gwałtowne zmiany amplitudy napięcia zasilania.

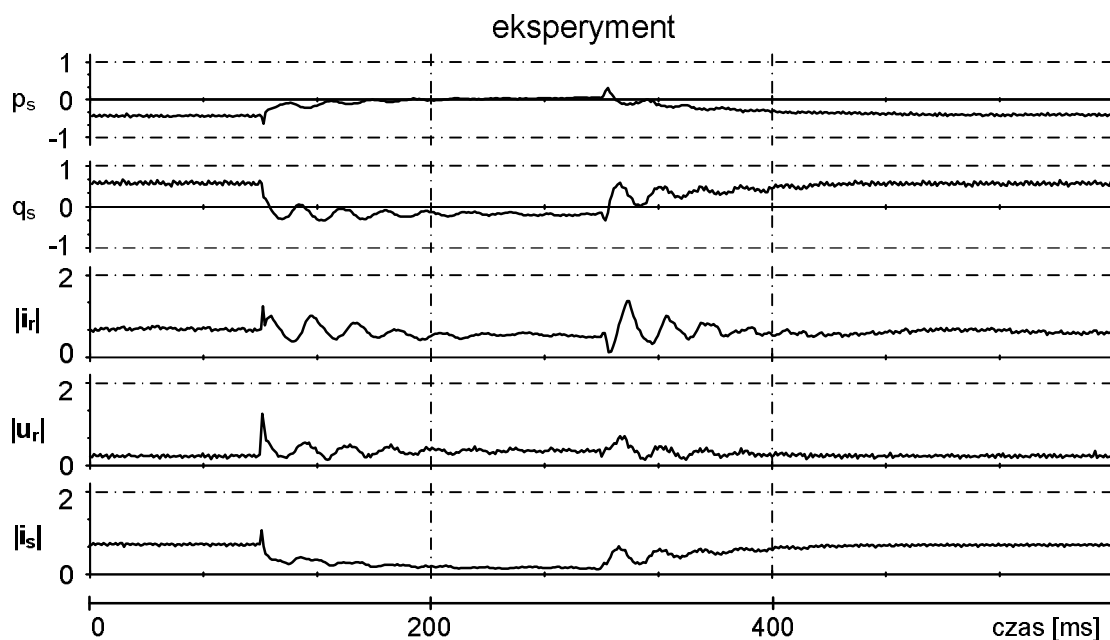
W efekcie w przebiegach zmiennych multiskalarnych odtworzonych w obserwatorze, a estymowanych w układzie regulacji występują mniejsze oscylacje. Wpływa to korzystnie na pracę układu regulacji zwiększając jego zdolność do tłumienia oscylacji występujących w przebiegach mocy czynnej i biernej wywołanych zapadem napięcia. Niestety odbywa się to kosztem zmniejszenia dokładności pracy obserwatora w stanie ustalonym układu. W przebiegach wielkości regulowanych, w układzie w stanie ustalonym, pojawiają się błędy o stałej wartości. Dobór wzmocnień błędów obserwatora jest kompromisem pomiędzy szybkością tłumienia oscylacji w przebiegach mocy wyjściowej generatora wywołanych zapadem, a dokładnością regulacji mocy w stanie ustalonym. Dlatego początkowe wartości wzmocnień obserwatora, niezbędne do uruchomienia układu regulacji, dobierano na podstawie badań symulacyjnych, a następnie modyfikowano podczas badań laboratoryjnych.



Rys. 10.14. Odpowiedź układu regulacji mocy MDZ opartego na zależnościach modelu multiskalarnego typu „x” z regulatorami PI na zapad napięcia o głębokości do $60\%U_n$ i czasie trwania 200ms



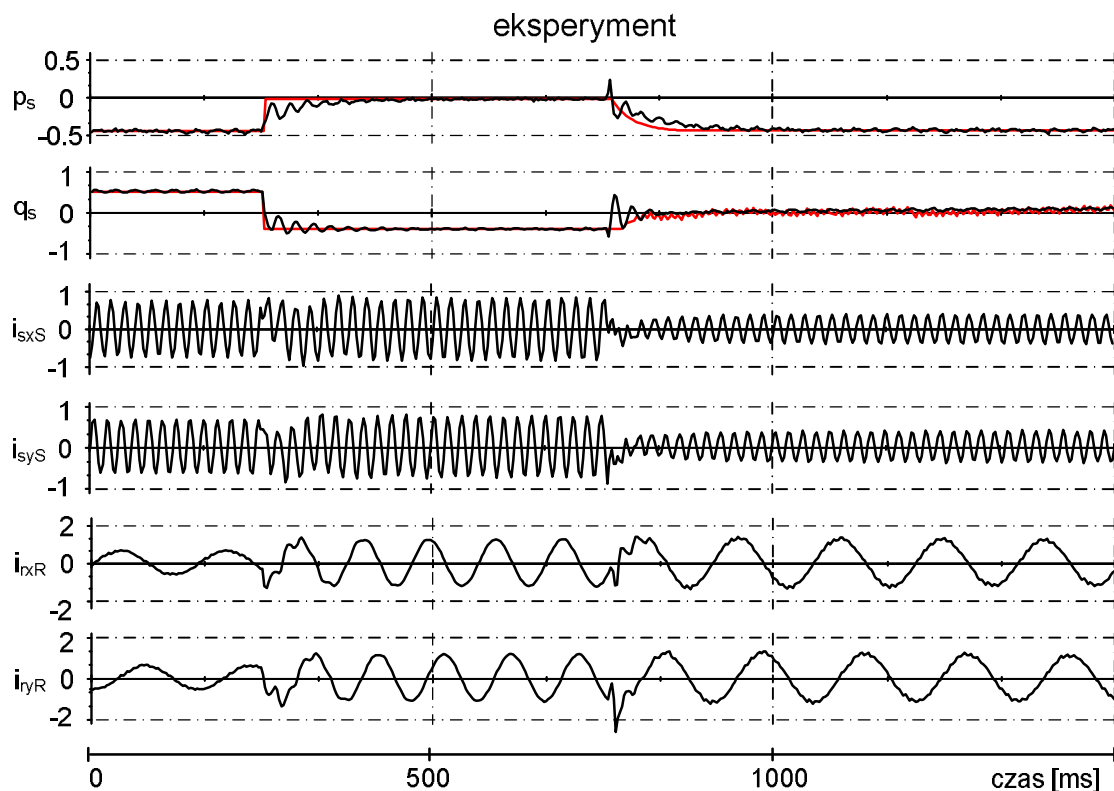
Rys. 10.15. Odpowiedź układu regulacji mocy MDZ z regulatorem ślizgowym na zapad napięcia o głębokości do $60\%U_N$ i czasie trwania 200ms



Rys. 10.16. Odpowiedź układu regulacji mocy MDZ z regulatorem ślizgowym i obserwatorem dynamiki zmiennych multiskalnych na zapad napięcia o głębokości do $60\%U_n$ i czasie trwania 200ms

Na rys. 10.14, rys. 10.15 i rys. 10.16 zaprezentowano wyniki eksperymentu dla kolejnych układów regulacji, przy czym czas trwania zapadu do 200ms. Na rysunkach zaprezentowano przebiegi mocy czynnej p_s , mocy biernej q_s , amplitudy prądu wirnika $|i_r|$, napięcia wirnika $|u_r|$ oraz prądu stojana $|i_s|$.

Na przebiegach zarejestrowanych mocy chwilowych p_s , q_s po czasie około 150ms od wystąpienia zapadu napięcia można zaobserwować stan ustalony generatora w nowych warunkach zasilania przy niższym napięciu po stronie sieci. Stan taki w krótkim przedziale czasowym nie jest groźny dla generatora. Jednak w przypadku pracy generatora z maksymalną dopuszczalną prędkością obrotową wału i uwagi na mniejszą wartość momentu elektromagnetycznego przy stałym momencie mechanicznym na wale może dojść do przekroczenia dopuszczalnej wartości prędkości obrotowej, a tym samym wyindukowania się dużego napięcia po stronie wirnika. Dlatego w przypadku zapadu o długim czasie trwania konieczne jest zredukowanie momentu napędowego poprzez zmianę kąta natarcia łopat turbiny wiatrowej lub zastosowanie hamulca mechanicznego na wale generatora.



Rys. 10.17. Odpowiedź układu regulacji mocy MDZ z regulatorem ślizgowym i obserwatorem dynamiki zmiennych multiskalarnych na zapad napięcia o głębokości do $60\%U_n$ i czasie trwania 500ms, zakres pracy nadsynchronicznej, czas rejestracji 1,5s

Na rys. 10.17 pokazano przebiegi zarejestrowane dla układu z regulatorem ślizgowym i obserwatorem zmiennych multiskalarnych dla zapadu o czasie trwania 500ms, czas rejestracji wydłużono do 1500ms, głębokość zapadu wynosi do $60\%U_n$. Zmiana zadanych do układu regulacji wartości mocy czynnej i biernej umożliwia kontrolę prądów wirnika i stojana z uwagi na zmniejszenie dopuszczalnego zakresu pracy generatora wywołanego zmniejszeniem napięcia zasilania.

W czasie przed zapadem wartość współczynnika mocy na wyjściu generatora ma charakter indukcyjny ($\cos\varphi_{ind.}$). W chwili detekcji zapadu redukcji ulega moc czynna jednocześnie maszyna przekazuje do systemu moc bierna indukcyjną. W momencie powrotu napięcia do warunków znamionowych wartość generowanej mocy czynnej zwiększa się, po czasie ok. 200ms, generator przekazuje do systemu znamionową moc. Natomiast wartość mocy biernej jest bliska zeru, generator pracuje ze współczynnikiem mocy bliskim jedności.

Dla każdego z badanych układów regulacji mocy przeprowadzono test polegający na wymuszeniu zapadu napięcia sieci o określonej głębokości, czasie trwania 100ms i sprawdzeniu czy dany układ regulacji umożliwia ciągłą nieprzerwaną pracę generatora.

Jeżeli w rezultacie wystąpienia zapadu nie następowało zablokowanie przekształtnika zasilającego wirnik generatora, wywołane nieprawidłową pracą badanego układu regulacji, próbę klasyfikowano jako pozytywną.

Jako kryterium umożliwiającym wyznaczenie poszczególnych obszarów ciągłej pracy generatora przyjęto maksymalną wartość prądów wirnika, przy której nie następowało automatyczne wyłączenie przekształtnika maszynowego. Jako próg zadziałania zabezpieczenia nadprądowego przyjęto wartość prądu wirnika równą trzykrotnej wartości prądu znamionowego ($I_{rmax}=3I_{rn}$). Wartość maksymalnej amplitudy napięcia generowanego przez przekształtnik po stronie wirnika ograniczono do obszaru, w którym nie występowała praca z nadmodulacją.

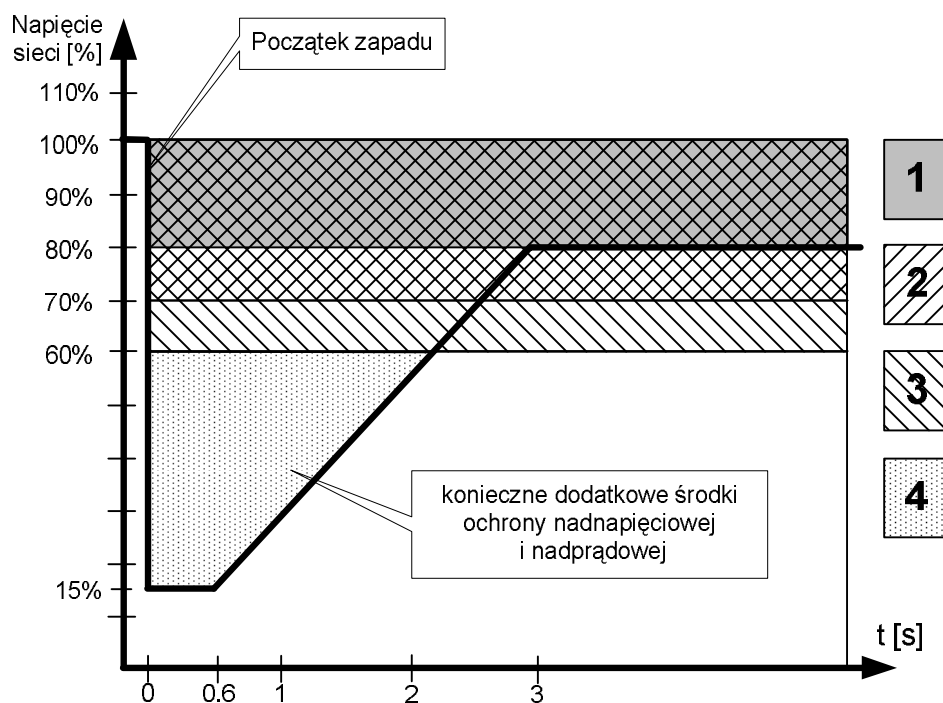
Test przeprowadzono pięciokrotnie dla zakresu pracy z prędkością podsynchroniczną wału generatora ($\omega_r=800$ obr/min) oraz dla zakresu pracy z prędkością nadsynchroniczną ($\omega_r=1200$ obr/min). Otrzymane rezultaty testów zamieszczono w tablicy 10-1.

Tablica 10-1 Wyniki testów badanych układów regulacji na zapady napięcia o różnej głębokości

Głębokość zapadu	Zakres prędkości pracy generatora	Układ regulacji oparty na zależnościach modelu typu „x” z regulatorami PI	Układ regulacji z regulatorem ślizgowym	Układ regulacji z regulatorem ślizgowym i obserwatorem
		Ilość prób pozytywnych		
do 90 % U_n	$0 > s$	5	5	5
	$0 < s$	5	5	5
do 80% U_n	$0 > s$	4	5	5
	$0 < s$	3	5	5
do 70% U_n	$0 > s$	1	5	5
	$0 < s$	0	3	5
do 60% U_n	$0 > s$	0	2	5
	$0 < s$	0	1	4

Na podstawie wyników zawartych w tablicy 10-1 wykreślone zostały obszary prawidłowego działania badanych algorytmów układów regulacji mocy. Obszary te zostały przedstawione w formie graficznej na rys. 10.18. Zakresy poszczególnych obszarów prawidłowego działania badanych algorytmów układów regulacji mocy zostały przyjęte przez autora umownie na podstawie otrzymanych wyników testów.

Na rys. 10.18 zamieszczono także krzywą zdefiniowaną w przepisach polskiego operatora systemu przesyłowego [71], która określa czas nieprzerwanej pracy generatora w zależności od głębokości zapadu napięcia sieci. Wymagany przepisami obszar nieprzerwanej pracy generatora znajduje się powyżej krzywej.



Rys. 10.18. Charakterystyka wymaganego zakresu pracy generatora elektrowni wiatrowej wg [71] w przypadku wystąpienia zapadu napięcia z obszarami prawidłowego działania poszczególnych badanych algorytmów układów regulacji (opis w tekście).

Obszary prawidłowego działania poszczególnych badanych układów regulacji mocy MDZ pokazane na rys. 10.18 zostały oznaczone deseniami oraz kolejnymi cyframi. Układ regulacji z regulatorami typu PI umożliwia ciągłą pracę generatora, przy zapadach o głębokości do $80\%U_n$ (obszar nr 1). Zastosowanie regulatora ślizgowego w strukturze opartej na zależnościach modelu multiskalarnego typu „z” umożliwiło poszerzenie obszaru nieprzerwanej pracy generatora dla zapadów o głębokości do $70\%U_n$ (obszar nr 2).

Najszerszym zakresem pracy podczas zapadu (obszar nr 3), w którym nie następuje zablokowanie przekształtnika maszynowego, charakteryzuje się zaproponowany przez autora układ regulacji z regulatorem ślizgowym i obserwatorem dynamiki zmian zmiennych multiskalarnych. Układ ten cechuje się również najlepszymi właściwościami tłumienia oscylacji w przebiegach mocy wywołanych zapadem napięcia.

W sytuacji wystąpienia zapadu, w wyniku którego amplituda napięcia po stronie stojana ulega redukcji poniżej 60% amplitudy napięcia znamionowego sieci, ze względu na przekroczenie dopuszczalnych wartości prądów wirnika, konieczne jest zastosowanie dodatkowej ochrony nadnapięciowej i nadprądowej przekształtnika zasilającego wirnik maszyny w celu podtrzymania nieprzerwanej pracy generatora (obszar nr 4).

Pokazane na rys. 10.18 obszary zostały wyznaczone dla konkretnego typu maszyny, która została użyta w badaniach eksperymentalnych. Dlatego otrzymane wyniki nie mogą być uogólnione na inne typy generatorów. Służą jedynie jako porównanie jakościowe działania badanych algorytmów układów regulacji mocy.

11. PODSUMOWANIE I WNIOSKI

Analiza i badanie reakcji MDZ na wystąpienie zakłócenia napięcia zasilania w postaci zapadu jest trudna i złożona. Wynika to ze sposobu przepływu energii pomiędzy generatorem a siecią elektryczną. Proces ten jest złożony, biorą w nim udział wał generatora, uzwojenie stojana, uzwojenie wirnika zasilane przez przekształtnik energoelektroniczny. W układzie występuje również zjawisko magazynowania energii w indukcyjnościach poszczególnych uzwojeń, w pojemności baterii kondensatorowej obwodu pośredniczącego przekształtnika zasilającego wirnik generatora oraz w postaci energii kinetycznej wirujących elementów mechanicznych układu.

W ramach pracy przeprowadzono badania symulacyjne i laboratoryjne reakcji MDZ na zakłócenia napięcia zasilania w postaci zapadów napięcia o różnej głębokości i czasie trwania. Badania wykonano dla czterech struktur układów regulacji mocy MDZ. Do syntezy układów regulacji wykorzystano zależności modeli multiskalarnych MDZ. W strukturach układów regulacji zastosowano zarówno klasyczne regulatory typu PI w wersji dyskretniej jak i nieliniowy regulator oparty na technice sterowania ślizgowego. W ramach pracy opracowano także program symulacyjny umożliwiający badanie zaproponowanych struktur.

Opracowane algorytmy układów regulacji zaimplementowano na stanowisku laboratoryjnym. Przebadano dynamikę zaproponowanych układów regulacji mocy oraz wykonano badania umożliwiające porównanie reakcji MDZ sterowanej za pomocą zaproponowanych układów regulacji.

Najważniejsze wnioski uzyskane na podstawie wykonanych badań symulacyjnych i laboratoryjnych można sformułować następująco:

- Zaproponowane układy regulacji mocy MDZ z nieliniowym sterowaniem multiskalarnym w normalnych warunkach pracy sieci charakteryzują się dobrymi właściwościami dynamicznymi.
- Zastosowanie opracowanych struktur układów regulacji umożliwia w normalnych warunkach pracy generatora niezależną regulację mocy czynnej i biernej MDZ.
- Reakcja generatora na zapad napięcia sieci jest uzależniona od prędkości obrotowej wału maszyny oraz aktualnego punktu pracy.

- W czasie zapadu napięcia prędkość obrotowa wału generatora jest odtwarzana nieprawidłowo, ponieważ obliczana jest na podstawie zmierzonych odkształconych prądów wirnika i stojana.
- Wartość napięcia wirnika możliwego do wygenerowania przez przekształtnik maszynowy ma decydujące znaczenie ze względu na możliwości nieprzerwanej pracy generatora w trakcie zapadów napięcia.
- Pojawienie się w przypadku głębokich zapadów maksymalnej wartości napięcia wyjściu przekształtnika maszynowego jest równoznaczne z utratą kontroli nad prądami wirnika, a tym samym gwałtownym wzrostem napięcia w obwodzie pośredniczącym przekształtnika.
- W przypadku wystąpienia płytkiego zapadu zaproponowane układy regulacji mocy umożliwiają kontrolę prądów wirnika, przy czym ich skuteczność działania uzależniona jest od głębokości zapadu.
- Najlepszymi właściwościami tłumienia oscylacji w przebiegach mocy wyjściowej generatora charakteryzuje się układ regulacji z regulatorem ślizgowym i obserwatorem dynamiki zmiennych multiskalarnych.
- Spełnienie wymagań określanych przez poszczególnych operatorów sieci przesyłowych, dotyczących nieprzerwanej pracy generatora w przypadku zaistnienia zapadu napięcia sieci o dużej głębokości, wymaga zastosowania dodatkowych rozwiązań układowych chroniących przekształtnik od strony wirnika MDZ.

Proponowane w rozprawie topologie struktur układów regulacji mocy MDZ nie wyczerpują w pełni możliwości syntezy nowych układów regulacji bazujących na modelach multiskalarnych maszyny asynchronicznej. Prawdopodobnie istnieją inne rozwiązania struktur układów regulacji cechujące się lepszymi właściwościami, które umożliwiają ciągłą pracę generatora w szerszym zakresie zapadów napięcia.

12. ZAŁĄCZNIKI

Załącznik A. Układ wielkości odniesienia

Tablica 12.A Układ wielkości odniesienia

Nazwa	symbol	wzór	wartość	jednostka
Napięcie odniesienia	U_b	$\sqrt{3} U_n$ fazowe	400	[V]
Prąd odniesienia	I_b	$\sqrt{3} I_n$ fazowy	10,219	[A]
Impedancja odniesienia	Z_b	U_b/I_b	38,983	[Ω]
Strumień skojarzony odniesienia	Ψ_b	U_b/ω_o	1,268	[Wb]
Prędkość kątowna odniesienia	ω_b	ω_o/p	104,72	[rad/sek]
Moment bazowy moment odniesienia	m_b	$\Psi_b I_b p$	38,875	[Nm]
Indukcyjność odniesienia	L_b	Ψ_b/I_b	0,124	[H]
Pojemność odniesienia	C_b	$1/(Z_b \omega_o)$	0,0008	[F]
Moc odniesienia	S_b	$U_b I_b$	4071	[VA]

Załącznik B. Parametry modelu symulacyjnego

Wszystkie wielkości wyrażono w jednostkach względnych [j.w.] zgodnie z przyjętym układem odniesieni

Tablica 12.B Parametry modelu symulacyjnego

Wielkość	Oznaczenie	Wartość
Maksymalna wartość znamionowego fazowego napięcia stojana	U_{SN}	0,816
Maksymalna wartość znamionowego przewodowego napięcia stojana	U_{SN}	1,42
Maksymalna wartość znamionowego prądu stojana	I_{ns}	0,816
Maksymalna wartość znamionowego prądu wirnika	I_{nr}	0,471
Pulsacja synchroniczna	ω_o	1
Znamionowa prędkość kątowna wirnika	ω_r	0,91
Rezystancja stojana	R_s	0,064
Rezystancja wirnika	R_r	0,076
Indukcyjność stojana	L_s	1,337
Indukcyjność wirnika	L_r	1,337
Indukcyjność wzajemna stojana i wirnika	L_m	1,273
Indukcyjność dławika sieciowego	L_g	0,1
Rezystancja dławika sieciowego	R_g	0,032
Pojemność baterii kondensatorowej filtra	C_f	0,12
Pojemność kondensatora obwodu DC	C_{DC}	2,5
Indukcyjność zastępcza sieci	L_N	0,01
Rezystancja zastępcza sieci	R_N	0,05
Transmitancja $G(s)$ – człon inercyjny I rzędu	T	0.005

Tablica 12.C Parametry układów regulacji

Wielkość	Oznaczenie	Wartość
Układ regulacji z regulatorami PI		
Wzmocnienie regulatora PI w torze regulacji mocy P	kpPx	15
Współczynnik całkujący regulatora PI w torze regulacji P	kiPx	0,25
Wzmocnienie regulatora PI w torze regulacji mocy Q	kpQx	8
Współczynnik całkujący regulatora PI w torze regulacji Q	kiQx	0,2
Ograniczenia regulatorów PI	m1ox,m2ox	10
Układ regulacji z regulatorem ślizgowym		
Parametr regulatora ślizgowego w torze regulacji P	η_{z12}	8
Parametr regulatora ślizgowego w torze regulacji Q	η_{z22}	10
Parametr regulatora ślizgowego w torze regulacji P i Q	$\lambda_{12}, \lambda_{22}$	0,0025
Współczynnik całkujący regulatora I w torze regulacji P	kiP	0,1
Współczynnik całkujący regulatora I w torze regulacji Q	kiQ	0,2
Układ regulacji z regulatorem ślizgowym i obserwatorem zmiennych multiskalarnych		
Parametr regulatora ślizgowego w torze regulacji P	η_{z12}	5
Parametr regulatora ślizgowego w torze regulacji Q	η_{z22}	100
Parametr regulatora ślizgowego w torze regulacji P i Q	$\lambda_{12}, \lambda_{22}$	0,005
Wzmocnienie obserwatora	K_1	20
Wzmocnienie obserwatora	K_2	2
Wzmocnienie obserwatora	K_3	3
Wspólne parametry układów regulacji		
Stała czasowa bloku inercyjnego	T_1	0,2
Wzmocnienie regulatora P w pętli PLL	a_1	0,01
Wzmocnienie regulatora P w pętli PLL	a_2	0,06
Stała całkowania 1	c_1	0,25
Stała całkowania 2	c_2	0,25
Parametr funkcji przełączającej SAT(s)	B1	0,6
Parametr funkcji przełączającej SAT(s)	B2	0,7
Parametr funkcji przełączającej TanH(s)	alfaP	10
Parametr funkcji przełączającej TanH(s)	alfaQ	10
Wzmocnienie regulatora PI zadanej mocy biernej	kpU	5
Współczynnik całkujący regulatora PI zadanej mocy biernej	kiU	0,2

Załącznik C. Opis stanowiska laboratoryjnego

Badania laboratoryjne wykonano przy wykorzystaniu stanowiska badawczego w skład którego wchodziły następujące elementy:

- przekształtnik sieciowy o mocy 34 [kVA] z dławikami na wejściu $L=13$ [mH],
- przekształtnik maszynowy o mocy 34 [kVA],
- przekształtnik do zasilania układu napędowego z generatorem synchronicznym,
- trójfazowy sterownik tyrystorowy,
- dwóch kart wejść/wyjść z przetwornikami analogowo-cyfrowymi,
- komputera klasy PC z oprogramowaniem zawierającym konsole operatorskie,
- dwóch kart (Sh651) z procesorami sygnałowymi typu SHARC ADSP-21065L oraz układami logiki programowalnej FPGA (ALTERA),
- maszyny indukcyjnej pierścieniowej SUDF 112A-6M,
- silnika klatkowego o mocy 3kW,
- generatora synchronicznego GCF74.

Tablica 12.D Dane znamionowe maszyny indukcyjnej pierścieniowej SUDF 112M-6A

Maszyna indukcyjna pierścieniowa Typ SUDF 112M-6A produkcji INDUKTA			
Moc	P_N	[kW]	2,0
Prąd znamionowy stojana	I_{SN}	[A]	5,9
Prąd znamionowy wirnika	I_{RN}	[A]	3,4
Częstotliwość	f	[Hz]	50
Napięcie znamionowe stojana	U_{SN}	[V]	3~380 (Y)
Napięcie znamionowe wirnika	U_{RN}	[V]	3~380 (Y)
Prędkość znamionowa	n	[obr/min]	910
Liczba par biegunów	p	-	3
Znamionowy współczynnik mocy	$\cos\varphi$	-	0,73
Przekładnia napięciowa	ϑ_u	-	1

Rezystancję stojana i wirnika maszyny asynchronicznej pierścieniowej zmierzono metodą techniczną. Na podstawie próby biegu jałowego oraz próby zwarcia wyznaczono pozostałe charakterystyczne wielkości schematu zastępczego. Wyniki zamieszczono w tablicy poniżej:

Tablica 12.E Parametry schematu zastępczego MDZ w jednostkach SI

Wielkość	Oznaczenie	Wartość	Jednostka SI
Indukcyjność wzajemna stojana i wirnika	L_m	158	[mH]
Indukcyjność stojana	L_s	166	[mH]
Indukcyjność wirnika	L_r	166	[mH]
Rezystancja stojana	R_s	2,53	[Ω]
Rezystancja wirnika	R_r	2,98	[Ω]

Tablica 12.F Dane znamionowe generatora synchronicznego GFC74

Generator synchroniczny GCF74 produkcji ELMOR:			
Moc pozorna	S_N	[kVA]	20
Prąd znamionowy	I_N	[A]	29
Prąd znamionowy wzbudzenia	I_{wzb}	[A]	8,3
Częstotliwość	f	[Hz]	50
Napięcie znamionowe stojana	U_N	[V]	400/230
Napięcie znamionowe wzbudzenia	U_{wzb}	[V]	50
Prędkość znamionowa	n	[obr/min]	1500
Liczba par biegunów	p	-	2
Znamionowy współczynnik mocy	$\cos\varphi$	-	0,8

W algorytmach układów regulacji zaimplementowanych w środowisku VisualDSP++4.0 przyjęto parametry zgodne z parametrami modelu symulacyjnego przedstawionymi w Tablica 12.B

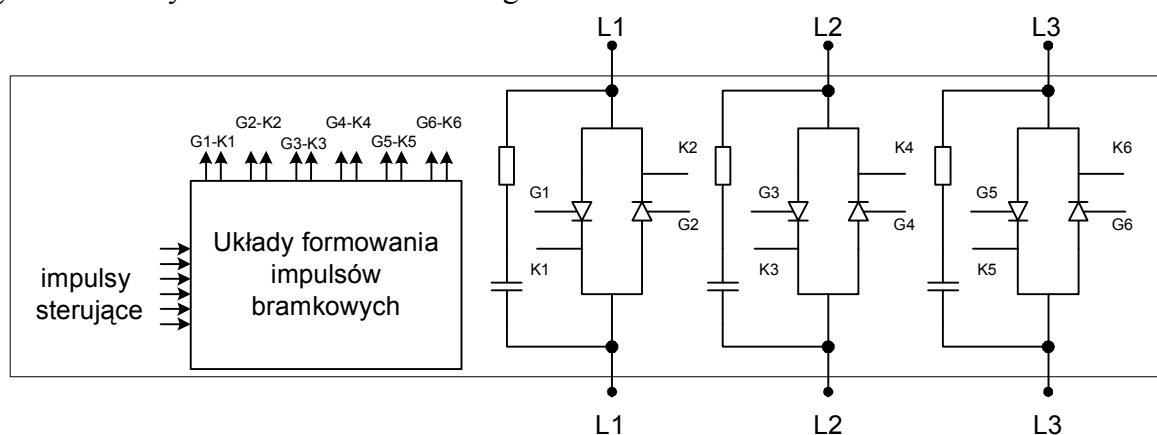
Załącznik D. Trójfazowy sterownik tyrystorowy

Jako element zwierający trójfazowy generator synchroniczny wykorzystano trójfazowy sterownik prądu przemiennego zaprojektowany i wykonany przez autora pracy. Do budowy trójfazowego sterownika prądu przemiennego wykorzystano trzy moduły zawierające po dwa tyrystory każdy. Dane techniczne modułów tyrystorowych zawarto w tablicy.

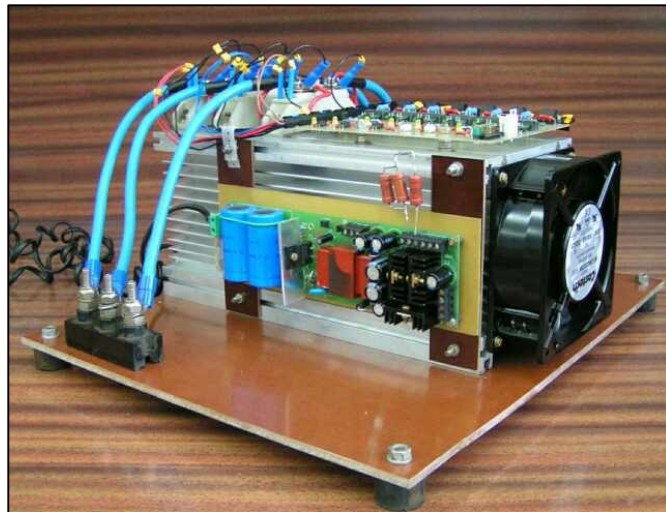
Tablica 12.G Podstawowe dane techniczne modułu MTT-63-12-00

Podstawowe dane techniczne modułu MTT-63-12-00 [produkcji LAMINA]		
Wartość skuteczna prądu przewodzenia	$I_{T(RMS)}$	99A
Wartość średnia półkresowa prądu przewodzenia	$I_{T(AV)M}$	63A
Wartość powtarzalnego napięcia wstecznego	U_{RRM}	200-1200V

Budowa sterownika umożliwia niezależne wyzwalanie każdego z tyrystorów za pomocą napięciowego impulsu sterującego podawanego na wejście układu formowania impulsów bramkowych. Schemat połączeń trójfazowego sterownika tyrystorowego przedstawiono na rys. 12.1. Na rys. 12.2 umieszczono fotografie sterownika.



Rys. 12.1. Schemat połączeń trójfazowego sterownika tyrystorowego



Rys. 12.2. Trójfazowy sterownik tyrystorowy

Załącznik E. Modele multiskalarne maszyny asynchronicznej pierścieniowej:

E.1 Model dla wektorów strumienia stojana $\bar{\Psi}_S$, strumienia $\bar{\Psi}_R$ wirnika:

$$\frac{dq_{11}}{d\tau} = \frac{L_m}{Jw_\sigma} q_{12} - \frac{1}{J} m_o, \quad (12.1)$$

$$\frac{dq_{12}}{d\tau} = -\frac{R_s}{w_\sigma} (L_R + L_S) q_{12} + q_{11} q_{22} - v_1 + w_1, \quad (12.2)$$

$$\frac{dq_{21}}{d\tau} = -2 \frac{R_s L_S}{w_\sigma} q_{21} + 2 \frac{R_s L_m}{w_\sigma} q_{22} + 2k_1, \quad (12.3)$$

$$\frac{dq_{22}}{d\tau} = -\frac{R_s}{w_\sigma} (L_R + L_S) q_{22} + \frac{R_s L_m}{w_\sigma} q_{21} + \frac{R_s L_m}{w_\sigma} \frac{q_{12}^2 + q_{22}^2}{q_{21}} - q_{11} q_{12} + v_2 + w_2, \quad (12.4)$$

$$q_{11} = \omega_r, \quad (12.5)$$

$$q_{12} = \Psi_{sx} \Psi_{ry} - \Psi_{sy} \Psi_{rx}, \quad (12.6)$$

$$q_{21} = \Psi_R^2, \quad (12.7)$$

$$q_{22} = \Psi_{sx} \Psi_{rx} + \Psi_{sy} \Psi_{ry}, \quad (12.8)$$

$$v_1 = u_{rx} \Psi_{sy} - \Psi_{sx} u_{ry}, \quad (12.9)$$

$$w_1 = u_{sx} \Psi_{ry} - u_{sy} \Psi_{rx}, \quad (12.10)$$

$$v_2 = u_{rx} \Psi_{sy} + \Psi_{sx} u_{ry}, \quad (12.11)$$

$$w_2 = u_{sx} \Psi_{ry} + u_{sy} \Psi_{rx}, \quad (12.12)$$

$$k_1 = u_{rx} \Psi_{rx} + u_{ry} \Psi_{ry}. \quad (12.13)$$

E.2 Model dla wektorów: strumienia wirnika $\bar{\Psi}_R$, prądu wirnika $\bar{i}_R$:

$$\frac{dr_{11}}{d\tau} = \frac{1}{J} \left(\frac{L_S L_r}{L_m} - \frac{w_\sigma}{L_m^2} \right) r_{12} - \frac{1}{J} m_o, \quad (12.14)$$

$$\frac{dr_{12}}{dt} = -T_1 r_{12} + \frac{L_S}{w_\sigma} \omega_r r_{21} - \omega_r r_{22} - Q_r + \frac{L_S}{w_\sigma} u_{fur1} - \frac{L_m}{w_\sigma} u_{fus1}, \quad (12.15)$$

$$\frac{dr_{21}}{d\tau} = -2R_R r_{22} + 2u_{fur2}, \quad (12.16)$$

$$\frac{dr_{22}}{dt} = -T_1 r_{22} - R_R \frac{r_{12}^2 + r_{22}^2}{r_{21}} - (\omega_a - \omega_r) r_{12} + P_R + \frac{R_S}{W_\sigma} r_{21} + \omega_a r_{12} - \frac{L_m}{W_\sigma} u_{fus2} + \frac{L_S}{W_\sigma} u_{fur2}, \quad (12.17)$$

$$r_{11} = \omega_r, \quad (12.18) \quad r_{12} = \Psi_{rx} i_{ry} - \Psi_{ry} i_{rx}, \quad (12.19)$$

$$r_{21} = \Psi_R^2, \quad (12.20) \quad r_{22} = \Psi_{rx} i_{rx} + \Psi_{ry} i_{ry}, \quad (12.21)$$

$$u_{fur1} = \Psi_{rx} u_{ry} - \Psi_{ry} u_{rx}, \quad (12.22) \quad u_{fus2} = \Psi_{rx} u_{sx} + \Psi_{ry} u_{sy}, \quad (12.23)$$

$$u_{fus1} = \Psi_{rx} u_{sy} - \Psi_{ry} u_{sx}, \quad (12.24) \quad u_{fur2} = \Psi_{rx} u_{rx} + \Psi_{ry} u_{ry}. \quad (12.25)$$

E.3 Model dla wektorów strumienia magnesujący $\bar{\Psi}_m$ i prądu stojana $\bar{i}_S$

$$\frac{dg_{11}}{d\tau} = \frac{1}{J} g_{12} - \frac{1}{J} m_o, \quad (12.26)$$

$$\begin{aligned} \frac{dg_{12}}{d\tau} = & (T_2 + T_1) g_{12} + (T_3 + T_5) g_{11} g_{22} - (T_3 + T_4) \frac{L_m}{W_\sigma} g_{11} g_{21} + \frac{L_R}{W_\sigma} g_{11} \frac{q_{12}^2 + q_{22}^2}{q_{21}}, \\ & + \frac{L_m}{W_\sigma} u_{fur1} + \frac{L_R}{W_\sigma} u_{fus1} - T_4 u_{rs1} + T_3 Q_S - Q_S, \end{aligned} \quad (12.27)$$

$$\frac{dg_{21}}{d\tau} = 2T_1 g_{21} + 2 \frac{L_R}{W_\sigma} g_{11} g_{12} - 2 \frac{R_R}{W_\sigma} g_{22} + 2 \frac{L_m}{W_\sigma} u_{rs2} + 2 \frac{L_R}{W_\sigma} P_S, \quad (12.28)$$

$$\begin{aligned} \frac{dg_{22}}{d\tau} = & (T_2 + T_1) g_{22} - (T_3 + T_5) g_{11} g_{12} - (R_S + (L_S - L_m) T_1) g_{21} - \frac{R_R}{W_\sigma} \Psi_m^2 \\ & + \frac{L_m}{W_\sigma} u_{fur2} + \frac{L_R}{W_\sigma} u_{fus2} + T_4 u_{rs2} - T_3 P_S + P_S, \end{aligned} \quad (12.29)$$

$$g_{11} = \omega_r, \quad (12.30) \quad g_{12} = \Psi_{mx} i_{sy} - \Psi_{my} i_{sx}, \quad (12.31)$$

$$g_{21} = i_S^2, \quad (12.32) \quad g_{22} = \Psi_{mx} i_{sx} + \Psi_{my} i_{sy}, \quad (12.33)$$

$$u_{rs1} = u_{ry} i_{sx} - u_{rx} i_{sy}, \quad (12.34) \quad u_{rs2} = u_{rx} i_{sx} + u_{ry} i_{sy}, \quad (12.35)$$

$$u_{fur1} = \Psi_{mx} u_{ry} - \Psi_{my} u_{rx}, \quad (12.36) \quad u_{fus1} = \Psi_{mx} u_{sy} - \Psi_{my} u_{sx}, \quad (12.37)$$

$$u_{fur2} = \Psi_{mx} u_{rx} + \Psi_{my} u_{ry}, \quad (12.38) \quad u_{fus2} = \Psi_{mx} u_{sx} + \Psi_{my} u_{sy}, \quad (12.39)$$

$$T_1 = \frac{R_R L_m - R_S L_R}{W_\sigma}, \quad (12.40) \quad T_2 = \frac{R_R L_S - R_R L_m}{W_\sigma}, \quad (12.41)$$

$$T_3 = \frac{L_R L_S - L_R L_m}{W_\sigma}, \quad (12.42) \quad T_4 = \frac{L_m^2 - L_m L_S}{W_\sigma}, \quad (12.43)$$

$$T_5 = \frac{L_m^2 - L_m L_R}{W_\sigma}. \quad (12.44)$$

E.4 Model dla wektorów prądu stojana $\bar{i}_s$ i prądu wirnika $\bar{i}_r$

$$\frac{dy_{11}}{d\tau} = \frac{L_m}{JL_R} y_{12} - \frac{1}{J} m_0, \quad (12.45)$$

$$\begin{aligned} \frac{dy_{12}}{d\tau} = & -\frac{2L_S R_R}{w_\sigma} y_{12} - 2\omega_a y_{22} - T_1 y_{11} y_{22} - y_{11} \frac{L_S L_m}{w_\sigma} \frac{y_{12}^2 + y_{22}^2}{y_{21}} \\ & - \left(\omega_a \frac{2L_m}{L_S} + y_{11} \frac{L_m L_R}{w_\sigma} \right) y_{21} + \frac{L_m}{w_\sigma} (Q_S - Q_R) + \frac{L_S}{w_\sigma} u_{rs1} + \frac{L_R}{w_\sigma} u_{sr1}, \end{aligned} \quad (12.46)$$

$$\frac{dy_{21}}{d\tau} = -2 \frac{L_S R_R}{w_\sigma} y_{21} + 2 \frac{L_m R_S}{w_\sigma} y_{22} - 2 \frac{L_S L_m}{w_\sigma} y_{11} y_{12} + 2 \frac{L_S}{w_\sigma} P_R - 2 \frac{L_m}{w_\sigma} u_{sr2}, \quad (12.47)$$

$$\begin{aligned} \frac{dy_{22}}{d\tau} = & -\frac{2L_R R_S}{w_\sigma} y_{22} + 2\omega_a y_{12} + T_1 y_{11} y_{12} + \frac{L_m R_S}{w_\sigma} \frac{y_{12}^2 + y_{22}^2}{y_{21}} + \frac{L_m R_R}{w_\sigma} y_{21} - \\ & - \frac{L_m}{w_\sigma} (P_R + P_S) + \frac{L_R}{w_\sigma} u_{sr2} + \frac{L_S}{w_\sigma} u_{rs2} \end{aligned} \quad (12.48)$$

$$y_{11} = \omega_r, \quad (12.49) \quad y_{12} = i_{rx} i_{sy} - i_{ry} i_{sx}, \quad (12.50)$$

$$y_{21} = i_R^2, \quad (12.51) \quad y_{22} = i_{rx} i_{sx} + i_{ry} i_{sy}, \quad (12.52)$$

$$u_{rs1} = u_{rx} i_{sy} - u_{ry} i_{sx}, \quad (12.53) \quad u_{sr1} = u_{sy} i_{rx} - u_{sx} i_{ry}, \quad (12.54)$$

$$u_{sr2} = u_{sx} i_{rx} + u_{sy} i_{ry}, \quad (12.55) \quad u_{rs2} = u_{rx} i_{sx} + u_{ry} i_{sy}, \quad (12.56)$$

$$T_1 = \frac{L_S L_R + L_m^2}{w_\sigma}. \quad (12.57)$$

E.5 Model dla wektorów strumienia stojana $\bar{\Psi}_s$ i prądu stojana $\bar{i}_s$

$$\frac{dk_{11}}{d\tau} = \frac{1}{J} k_{12} - \frac{1}{J} m_0, \quad (12.58)$$

$$\begin{aligned} \frac{dk_{12}}{dt} = & T_2 k_{12} + \omega_a k_{22} - (\omega_a - k_{11}) T_3 k_{22} - (\omega_a - k_{11}) \frac{L_R}{T_1} k_{21} \\ & + \omega_a \frac{1}{T_1} k_{21} + \frac{L_m}{T_1} u_{r1} - \frac{1}{T_1} u_{s1} - Q_S \end{aligned} \quad (12.59)$$

$$\frac{dk_{21}}{d\tau} = -2R_S k_{22} + 2u_{s2}, \quad (12.60)$$

$$\frac{dk_{22}}{dt} = +T_2 k_{22} + (\omega_a - k_{11}) T_3 k_{22} - R_S \frac{k_{12}^2 + k_{22}^2}{k_{21}} + \omega_a k_{12} - \frac{R_R}{T_1} k_{21} + \frac{L_m}{T_1} u_{r2} - \frac{1}{T_1} u_{s2} + P_S, \quad (12.61)$$

$$k_{11} = \omega_r, \quad (12.62) \quad k_{12} = \Psi_{sx} i_{sy} - \Psi_{sy} i_{sx}, \quad (12.63)$$

$$k_{21} = \Psi_{sx}^2 + \Psi_{sy}^2, \quad (12.64) \quad k_{22} = \Psi_{sx} i_{sx} + \Psi_{sy} i_{sy}, \quad (12.65)$$

$$u_{r1} = \Psi_{sx} u_{ry} - \Psi_{sy} u_{rx}, \quad (12.66) \quad u_{r2} = \Psi_{sx} u_{rx} + \Psi_{sy} u_{ry}, \quad (12.67)$$

$$u_{s1} = \Psi_{sx} u_{sy} - \Psi_{sy} u_{sx}, \quad (12.68) \quad u_{s2} = \Psi_{sx} u_{sx} + \Psi_{sy} u_{sy}, \quad (12.69)$$

$$T_1 = L_m L_S - L_S, \quad (12.70) \quad T_2 = \frac{R_S + R_R L_S}{T_1}. \quad (12.71)$$

13. BIBLIOGRAFIA

1. Abo-Khalil A., Lee D-C., Seok J-K.: *Variable Speed Wind Power Generation System Based on Fuzzy Logic Control for Maximum Output Power Tracking*. Proc. of 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Germany 2004.
2. Arnalte S., Burgos J. C., Rodriguez-Amened J. L.: *Direct Torque Control of a Doubly-Fed Induction Generator for Variable Speed Wind Turbines*. Electric Power Components and Systems, vol. 30, 2002.
3. Arsudis D., Vollstedt W.: *Sensorless power control of a double-fed AC machine with nearly sinusoidal currents*. Proc. of EPE 89, Aachen 1989.
4. Arsudis D.: *Microprocessor Control of a Double-Fed AC Machine with a Voltage Source GTO Inverter in the Rotor Circuit*. Proc. of EPE Grenoble 1987.
5. Azaza H., Masmundi A.: *Implementation of a dual vector control strategy in a doubly-fed machine drive*. European Transaction on Electrical Power no. 15, 2006 John Wiley&Sons, Ltd.
6. Banakar H., Luo C., Ooi B.T.: *Steady-state stability analysis of doubly-fed induction generators under decoupled P-Q control*. IEE Proc.-Electr. Power Appli. vol. 153, no. 2, 2006.
7. Blecharz K., Krzemiński Z., Kulesza K.: *Problemy dostosowania układu sterowania maszyną dwustronnie zasilaną do nowych wymagań*. Modelowanie i Symulacja, Kościelisko 2004.
8. Blecharz K., Krzemiński Z.: *Control of a wind power generator in case of voltage sags in power network*. Modeling and elaboration of energy source and energy storage systems. WORKSHOP Wrocław, 2003.
9. Blecharz K.: *Nowy układ regulacji mocy maszyny dwustronnie zasilanej*. SENE 2007.
10. Blecharz K.: *Sterowanie ślizgowe maszyną dwustronnie zasilaną*. materiały konferencyjne SENE Łódź, 2005.
11. Bogalecka E., Krzemiński Z.: *Synteza układu regulacji maszyny dwustronnie zasilanej zmodyfikowanego przez zastosowanie sieci neuronowej*. IX Sympozjum - Energoelektronika w Nauce i Dydaktyce Politechnika Poznańska, 2003.
12. Bogalecka E.: *Sterowanie maszyną dwustronnie zasilaną*. Wydawnictwo uczelniane WSM w Gdyni, 1997.

13. Bollen M.H.J., Zhang L.D.: *Different methods for classification of three-phase unbalanced voltage dip due to faults*. Electric Power System Research 66, 2003.
14. Bondarev A.G., Bondarev S.A.: *Sliding Modes in Systems with Asymptotic State Observers*. Automation and Remote Control 46(6), 1985.
15. Brekken T., Mohan N., Undeland T.: *Control of a Doubly-Fed Induction Wind Generator Under Unbalanced Grid Voltage Conditions*. Proc. of EPE, Dresden 2005.
16. Cardenas R., Pena R.: *Rotor Current Based MRAS observer for doubly-fed induction machines*. Electronics Letters vol. 40, no. 12, 2004
17. Chomat M., Schreier L., Bendl J.: *Optimal Control of Power Unit with Doubly Fed Machine*. Baza IEEE 2001
18. Datta R., Ranganathan V.T.: *Direct Power Control of Grid-Connected Wound Rotor Induction Machine Without Rotor Position Sensors*. IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 16, no. 3, 2001
19. DE Wind Aktiengesellschaft: *The D6 Serie*. -firmowe materiały informacyjne (2001)
20. Defu: *Connection of wind turbines to low and medium voltage networks*. Defu 1998
21. Dittrich A., Hofmann W., Stoev A., Thieme A.: *Design and Control of a Wind Power Station with Double fed Induction Generator*. Proc. of EPE, Trondheim 1997
22. Dittrich A., Stoev A.: *Comparison of Fault Ride-Through Strategies for Wind Turbines with DFIM Generators*. Proc. of EPE, Dresden 2005.
23. Dittrich A., Stoev A.: *Grid Voltage Fault Proof Doubly-Fed Induction Generator System*. Proc. of EPE, Toulouse 2003.
24. Edwards Ch., Spurgeon S.K.: *Sliding Mode Control: Theory and Applications*. Taylor&Francise 1998.
25. Eltra Danish: *Specifications for Connecting Wind Farms to the Transmission Network*. Eltra doc. no. 74174:1999.
26. E-ON Netz: *Grid Code High and Extra High Voltage*. E-ON Netz 2003.
27. Erlich I., Wilch M., Feltes C.: *Reactive Power Generation by GFIG Based Wind Farms with AC Grid Connecion*. Proc. Of EPE, Aalborg 2007.
28. Erlich I., Wrede H., Feltes C.: *Dynamic Behavior of DFIG-Based Wind Turbines during Grid Faults*. Proc. of PCC, Nagoya 2007.
29. GE Energy: *3.6s off shore wind turbin*. – firmowe materiały informacyjne (2002).
30. Geniusz A., Krzemiński Z.: *Control system based on the modified multiscalar model for the Double Fed Machine*. Proc. of PCIM, Norymberga 2005.

31. Geniusz A., Muller-Engelhart S.: *Riding trough Grid Faults with Modified Multiscalar Control of Doubly Fed Asynchronous Generators for Wind Power Systems*. Proc. of PCIM, Norynberga 2005.
32. Heller M., Schumacher W.: *Stability Analylsis of Doubly-Fed Induction Machines in Stator Flux Reference Frame*. Proc. of EPE, Trondheim 1997.
33. Hofmann W., Thieme T.: *Control of a Double-Fed Induction Generator for Wind-Power Plants*. Proc. Of PCIM, Norynberga 1998.
34. Iov F., Blaabjerg F., Hansen A-D.: *Analysis of a variable-speed wind energy conversion scheme with doubly-fed induction generator*. International Journal of Electronics, vol. 90, no. 11–12, 2003.
35. Isidori A.: *Nonlinear Control Systems*. Springer 1989.
36. Jauch C., Sorensen P., Bak-Jensen B.: *International Review of Grid Connection Requirments for Wind Turbines*. Proc. of Nordic Wind Power Conference, 2004.
37. Kaletsanos A., Xepapas F., Xepapas S., Manias S.N.: *A Novel Sliding Mode Fuzzy Logic Control Technique for Induction Motor Drive Systems*. Proc. of EPE, Toulouse 2003.
38. Kayikcy M., Milanovic J.V.: *Reactive Power Control Strategies for DFIG-Based Plants*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 22, no. 2, 2007.
39. Ko H. S., Jatskevitch J.: *Increase of Fault Ride-Trough Capability for the Grid-Connected Wind Farms*. Power Engineering Society General Meeting, 2006.
40. Koutroulis E., Kalaitzakis K.: *Design of a Maximum Power Tracking System for Wind-Energy-Conversion Applications*. IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 53, no. 2, 2006.
41. Kovacs R.P., Racz J.: *Transiente Forgange in Wechselstrommaschine*. Verlag der Ungarischen Akademie der Wiessenschaften, Budapest 1959.
42. Krzemiński Z.: *Cyfrowe sterowanie maszynami asynchronicznymi*. Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej, 2001.
43. Krzemiński Z.: *Sensorless Multiscalar Control of Double Fed Machine for Wind Power Generators*. Proc. of PCC, Osaka 2002.
44. Lin Ch., Geng J., Wang F.: *Modeling and Simulation of A VSCF Wind Generator and Control System*. IEEE/PES Transmission and Distribution Conference & Exhibition, China 2005.
45. Lohde R., Jensen S.: *Analisis of Three Phase Grid Failure and Doubly Fed Induction Generator Ride-trough usign Crowbars*. Proc. of EPE, Alborg 2007.

46. Lubośny Z.: *Wind Turbine Operation in Electric Power Systems*. Springer 2003.
47. Madajewski K.: *Modelowanie dynamiczne systemu elektroenergetycznego do badań układów przesyłowych prądu stałego*. Prace Instytutu Energetyki nr 25, 2003.
48. Malinowski M.: *Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers*. Praca doktorska, Warszawa 2001.
49. Martins M., Sun Y., Bollen M.: *Voltage Stability of Wind Parks and Similarities with Large Industrial Systems*. Proc. of Nordic Wind Power Conference, 2004.
50. Matevosyan J., Ackermann T., Bolik S., Soder L.: *Comparison of International Regulations for Connection of Wind Turbines to the Network*. Proc. of Nordic Wind Power Conference, 2004.
51. Morren J., Haan S.: *Ride-through of Wind Turbines with Doubly-Fed Induction Generator During a Voltage Dip*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 20, no. 2, 2005.
52. Muller S., Deicke M., De Doncker R.W.: *Adjustable Speed Generators for Wind Turbines based on Doubly-fed Induction Machines and 4-Quadrant IGBT Converters Linked to the Rotor*. Proc. of IEEE IAS Annual Meeting, 2000.
53. Muller S., Deicke M.: *Doubly Fed Induction Generator Systems for Wind Turbine*. IEEE Industry Application Magazine May/June 2002.
54. Naess B. I., Eek J.: *Ride Through Solutions for Doubly Fed Induction Generator*. Proc. of Conference & Renewable Energy Exhibition, Melbourne 2005.
55. Niedźwiedzki M., Rasiukiewicz M.: *Nieliniowe elektroniczne układy analogowe*. WNT 1991.
56. Niiranen J.: *Experiences on voltage dip ride through factory testing of synchronous and doubly fed generator drives*. Proc. of EPE, Dresden 2005.
57. Niiranen J.: *Voltage dip ride-through of a doubly-fed generator equipped with an active crowbar*. Proc. of Nordic Wind Power Conference 2004.
58. Nordex: *N80/2500kW and N90/2300kW High performance - today and tomorrow*. – firmowe materiały informacyjne (2003).
59. Norma: EN 61400-21:2001 Turbozespoły wiatrowe. Część 21: Pomiar i ocena parametrów jakości energii dostarczanej przez turbozespoły wiatrowe przyłączone do sieci elektroenergetycznej.
60. Norma: PN-EN 50160:2002 Parametry napięcia zasilającego w publicznych sieciach rozdzielczych.

61. Pene R.C, Clare J.C., Asher G.M.: *Implementation of Vector Control Strategies for a variable Speed Double-Fed induction Machine for Wind Generation System*. Proc. of EPE, Sevilla 1995.
62. Pene R.S., Clare J.C., Asher G.M.: *Vector Control of a Variable Speed Double-Fed Induction Machine for Wind Generator Systems*. EPE Journal, vol. 6 no. 3-4, 1996.
63. Perdana A., Carlson O., Persson J.: *Dynamic Response of Grid-Connected Wind Turbine with Doubly Fed Induction Generator during Disturbances*. Proc. of Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics, Trondheim 2004.
64. Perruquetti W., Barbot J.P.: *Sliding Mode Control in Engineering*. Marcel Dekker 2002.
65. Petersson A, Thiringer T., Harnefors L., Petru T.: *Modeling and Experimental Verification of Grid Interaction of a DFIG Wind Turbine*. IEEE Transaction on Energy Conversion, vol. 20, no. 4 2005.
66. Petersson A.: *Analysis, Modeling and Control of Doubly-Fed Induction Generators for Wind Turbines*. PhD Thesis, Chalmers University of Technology 2005.
67. Petru T.: *Modeling of Wind Turbines for Power System Studies*. PhD Thesis, Chalmers University of Technology 2003.
68. Poddar G., Ranganathan V.T.: *Sensorless Field-Oriented Control for Double-Inverter-Fed Wound-Rotor Induction Motor Drive*. IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 51, no.5, 2004.
69. Poitiers F., Machmoum M., Le Doeuff P.: *Simulation of a Wind Energy Conversion System Based on a Double-Fed Induction Generator*. Proc. of EPE, Toulouse 2003.
70. Popenda A.: *Stany nieustalone i stabilność wybranych układów sterowania maszyną asynchroniczną dwustronnie zasilaną*. Praca doktorska, Gdańsk 1999.
71. PSE Operator S.A. (2006): *Instrukcja ruchu i eksploatacji sieci przesyłowej*.
72. Qiao F., Zhu Q. M., Winfield A., Melhuish C.: *Design of Takagi-Sugeno fuzzy model based sliding mode controllers for nonlinear systems*. Proc. of IEEE International Conference on Mechatronic & Automation, Canada 2005.
73. Quang N.P., Dittrich A., Ngoc L.: *Doubly-Fed Induction Machine as Generator in Wind Power Plant: Nonlinear Control Algorithms with Direct Decoupling*. Proc. of EPE, Dresden 2005.
74. Quang N.P., Dittrich A., Thieme A.: *Doubly-fed induction machine as generator: control algorithms with decoupling of torque and power factor*. Electrical Engineering vol. 80, Springer-Verlag 1997.

75. Quincy W., Liuchen C.: *An Independent Maximum Power Extraction Strategy for Wind Energy Conversion Systems*. Proc. of the IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, Canada 1999.
76. R. Cardenas, R. Pena i inni: *Rotor current based MRAS observer for doubly-fed induction machines*. Electronics Letters vol. 40 no. 12, 2004.
77. Rädcl U., Navarro D., Berger G., Berg S.: *Sensorless Field-Oriented Control of a Slipring Induction Generator for a 2.5 MW Wind Power Plant from Energy GmbH*. Proc. of EPE, Graz 2001.
78. Rodic M., Jezernik K.: *Speed-Sensorless Sliding-Mode Torque Control of an Induction Motor*. IEEE Transaction on Industrial Electronics vol. 25, 2002.
79. Rodríguez M., Abad G., Sarasola I., Gilabert A.: *Crowbar Control Algorithms for Doubly Fed Induction Generator During Voltage Dips*. Proc. of EPE, Dresden 2005.
80. Sabanovic A., Bilalovic F.: *Sliding Mode Control of AC Drives*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 25, no.1 1989.
81. Salloum G., Ghosn R., Pietrzak-David M., de Fornel B.: *A Comparison of Sensorless Speed Estimation for a Doubly Fed Induction Machine*. Proc. of EPE, Dresden 2005.
82. Seman S., Niiranen J., Kanerva S., Arkkio A.: *Analysis of a 1.7 MVA Doubly Fed Wind-Power Induction Generator during Power Systems Disturbances*. Proc. of the Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics, Trondheim 2004.
83. Seman S., Niiranen J., Kanerva S., Arkkio A., Saitz J.: *Performance Study of a Doubly Fed Wind-Power Induction Generator under Network Disturbances*. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2005.
84. Serban I., Blaabjerg F., Boldea I., Chen Z.: *A Study of the Doubly-Fed Wind Power Generator Under Power System Faults*. Proc. of EPE, Toulouse 2003.
85. Shao Ch., Chen X., Liang Z.: *Application Research of Maximum Wind-energy Tracing Controller Based Adaptive Control Strategy in WECS*. Proc. of IPEMC, 2006.
86. Slotine J.J.E, Li W.: *Applied Nonlinear Control*. Prentice Hall 1991.
87. Soens J., Brabandere K.: *Doubly Fed Induction Machine: Operating Regions and Dynamic Simulation*. Proc. of EPE, Toulouse 2003.
88. Sun T., Chen Z, Blaabjerg F.: *Transient Analysis of Grid-Connected Wind Turbines with DFIG After an External Short-Circuit Fault*. Proc. of Nordic Wind Power Conference, 2004.
89. Sun T., Chen Z, Blaabjerg F.: *Voltage Recovery of Grid-Connected Wind Turbines After a Short-Circuit Fault*. Proc. of EPE, Toulouse 2003.

-
90. Sun T., Chen Z., Blaabjerg F.: *Voltage Recovery of Grid-Connected Wind Turbines with DFIG After a Short-Circuit Fault*. Proc. of 35 th Annual IEEE Power Specialistis Conference, 2004.
 91. Tapia A., Tapia G., Ostolaza X.J., Sáenz J.R.: *Modeling and Control of a Wind Turbine Driven Doubly Fed Induction Generator*. IEEE Transaction on Energy Conversion vol. 18, no. 2, 2003.
 92. Tapia G., Tapia A.: *Wind Generation Optimisation Algorithm for a Doubly Fed Induction Generator*. IEE Proceedings Generation, Transmission & Distribution vol. 152, no.2, 2005.
 93. Tnani S., Diop S.: *Novel Control Strategy of Double-Fed induction Machines*. Proc. of EPE, Sevilla 95.
 94. Tunia H., Kaźmierowski M.: *Automatyka napędu przekształtnikowego*. WNT 1987.
 95. Utkin V., Guldner J., Shi J.: *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*. Taylor&Francise 1999
 96. Utkin V.: *Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives*. IEEE Transaction on Industry Electronics, vol. 40, no. 1, 1993.
 97. Walczyna A.: *Właściwości maszyny indukcyjnej dwustronnie zasilanej sterowanej źródłem prądu w obwodzie wirnika*. Przegląd Elektrotechniczny zeszyt 10, 1982.
 98. Walczyna A.M.: *Comparison of Dynamics of Doubly-Fed Induction Machine Controlled in Field- and Rotor-oriented Axes*. Proc. of EPE, Firenze 1991.
 99. Wojciechowski D.: *Sterowanie przekształtnikiem sieciowym z predykcją siły elektromotorycznej*. Praca doktorska, Gdańsk 2005.
 100. Xiang D., Li Ran, Tavner P., Yang S.: *Control of a Doubly Fed Induction Generator in a Wind Turbine During Grid Fault Ride-Through*. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 21, no. 3, 2006.
 101. Xie B., Fox B., Flynn D.: *Study of fault ride-throuhg for DFIG based wind turbines*. Proc. of IEEE International Conference on Electric Utility Deregulation, Restructuring and Power Technologies 2004.
 102. Yikang H., Jiabing H., Rende Z.: *Modeling and Control of Wind-Turbine Used DFIG under Network Fault Conditions*. Proc. of. ICEMS 2005.