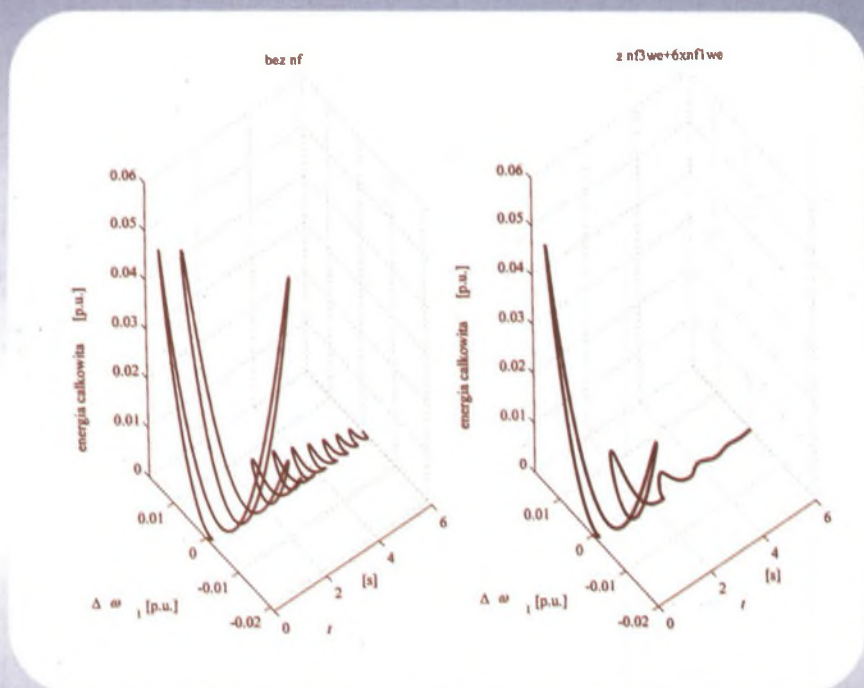


Zbigniew BARTOŃ

**TŁUMIENIE KOŁYSAŃ  
W SYSTEMIE ELEKTROENERGETYCZNYM  
ZA POMOCĄ STABILIZATORÓW  
OPARTYCH NA SZTUCZNEJ INTELIGENCJI**



Gliwice 2003

Zbigniew BARTOŃ



P. 3347/03

**TŁUMIENIE KOŁYSAŃ  
W SYSTEMIE ELEKTROENERGETYCZNYM  
ZA POMOCĄ STABILIZATORÓW  
OPARTYCH NA SZTUCZNEJ INTELIGENCJI**

**WYDAWNICTWO POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ**

**Gliwice 2003**

## **OPINIODAWCY**

Prof. dr hab. inż. Jan MACHOWSKI  
Prof. dr hab. inż. Marian SOBIERAJSKI

## **KOLEGIUM REDAKCYJNE**

REDAKTOR NACZELNY — Prof. dr hab. Zygmunt KLESZCZEWSKI  
REDAKTOR DZIAŁU — Prof. dr hab. inż. Marian PASKO  
SEKRETARZ REDAKCJI — Mgr Elżbieta LEŚKO

**REDAKCJA**  
Mgr Roma ŁOŚ

**REDAKCJA TECHNICZNA**  
Alicja NOWACKA

**ELEKTRYKA z. 185**  
Nr kol. 1582  
PL ISSN 0072-4688

© Copyright by Zbigniew BARTOŃ

## **PRZEDMOWA**

Rozprawa zawiera propozycje rozwiązania problemu tłumienia kołysań w systemie elektroenergetycznym (SEE). Kołysania takie mogą powodować groźne zakłócenia oraz nienormalne stany pracy w SEE i jego elementach.

Starano się zwrócić uwagę na możliwości, jakie oferuje dynamiczny rozwój technik i metod opartych na sztucznej inteligencji. Szybkość i moc obliczeniowa współczesnych komputerów klasy PC sprawia, że coraz bliższe staje się praktyczne zastosowanie zarówno proponowanych, jak i podobnych rozwiązań technicznych.

Autor pragnie wyrazić serdeczne podziękowania recenzentom rozprawy, Profesorom Janowi Machowskiemu i Marianowi Sobierajskiemu za niezwykle szczegółowe i wyczerpujące opracowanie recenzji oraz za wiele cennych uwag, które wpłynęły na ostateczną wersję niniejszej monografii.

Autor

## SPIS TREŚCI

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ.....	7
1. WSTĘP – PRZEDSTAWIENIE PROBLEMU.....	11
2.. MODEL DYNAMICZNY SYSTEMU ELEKTROENERGETYCZNEGO (SEE). 18	18
2.1. Model matematyczny systemu elektroenergetycznego.....	18
2.2. Model stanu systemu elektroenergetycznego.....	19
2.2.1. Odzworowanie systemu w $2n$ -wymiarowej przestrzeni stanów.....	19
2.2.2. Odzworowanie systemu w $2n - 1$ -wymiarowej przestrzeni stanów.....	20
2.2.3. Model stanu systemu elektroenergetycznego z uwzględnieniem układu regulacji prędkości obrotowej turbiny .....	22
2.2.4. Model matematyczny systemu elektroenergetycznego z regulacją wzbudzenia .....	25
2.3. Model turbiny i układu jej regulacji w stanach zakłóceńowych .....	32
2.3.1. Model turbiny parowej z przegrzewaczem i uzasadnienie konieczności jego modyfikacji.....	32
2.3.2. Model układu regulacji prędkości obrotowej turbiny wielomaszynowego SEE.....	35
2.3.3. Model układu szybkiej regulacji przy dużych zakłóceńiach.....	40
3. STABILNOŚĆ SYSTEMU ELEKTROENERGETYCZNEGO.....	44
3.1. Stabilność stanu systemu i jego stabilizacja.....	44
3.2. Funkcja Lapunowa modeli matematycznych SEE.....	49
3.2.1. Zasady konstruowania funkcji $V$ .....	49
3.2.2. Funkcja $V$ modelu SEE odzworowanego w $2n-1$ -wymiarowej przestrzeni stanów.....	51
3.2.3. Funkcja $V$ modelu SEE z uwzględnieniem układu regulacji prędkości obrotowej.....	51
3.2.4. Funkcja $V$ modelu SEE z uwzględnieniem układu regulacji prędkości obrotowej i układu regulacji wzbudzenia.....	52
4. STABILIZATOR ADAPTACYJNY UKŁADU REGULACJI PRĘDKOŚCI OBROTOWEJ TURBINY .....	53
4.1. Weryfikacja algorytmu.....	55
4.2. Optymalizacja nastaw stabilizatora.....	57
4.3. Uwagi końcowe.....	60
5. STABILIZATORY NEURONOWE.....	62
5.1. Realizacja stabilizatora neuronowego.....	62
5.2. Model sieci stabilizatora.....	63
5.3. Architektura sieci.....	64
5.3.1. Adaptacyjna warstwa wyjściowa.....	65
5.4. Algorytm uczenia.....	67
5.5. Weryfikacja stabilizatorów.....	74
5.6. Uwagi końcowe.....	81
6. STABILIZATORY ROZMYTO – NEURONOWE.....	84
6.1. Architektura stabilizatora.....	84
6.1.1. Blok rozmywania .....	85

6.1.2. Porównanie stabilizatora rozmyto-neuronowego z konwencjonalnym....	88
6.1.3. Blok wyostrzania.....	92
6.1.4. Rozmyto-neuronowy system wnioskowania.....	93
6.2. Uczenie stabilizatorów.....	95
6.2.1. Procedury wykorzystujące algorytm wstecznej propagacji błędów.....	96
6.2.2. Zastosowanie metody hybrydowej.....	101
6.2.3. Projektowanie zbioru uczącego.....	104
6.3. Weryfikacja stabilizatorów .....	106
6.3.1. Porównanie stabilizatorów adaptacyjnych i rozmyto-neuronowych.....	116
6.3.2. Weryfikacja metod uczenia.....	119
6.4. Tłumienie kołysań za pomocą stabilizatorów a energia systemu.....	124
6.5. Tłumienie wolnozmiennych oscylacji mocy.....	128
6.6. Uwagi końcowe.....	143
7. PODSUMOWANIE I WNIOSKI KOŃCOWE.....	145
LITERATURA.....	151
ZAŁĄCZNIKI.....	159
Z.1. Uwagi do modeli wykorzystanych przy weryfikacji.....	159
Z.1.1. Przykładowe dane badanych SEE.....	163
Z.2. Przykłady zastosowania stabilizatorów rozmyto-neuronowych do modeli generatorów IV i VI rzędu.....	164
Z.2.1. Przykłady przebiegów przejściowych podczas zwarć trójfazowych w SEE składającym się z turbogeneratorsa i 6 hydrogeneratorów ( SEE_2 ).....	164
Z.2.2. Przykłady przebiegów przejściowych podczas zwarć trójfazowych w SEE składającym się z 7 hydrogeneratorów ( SEE_3 ).....	168
Z.2.3. Przykłady przebiegów przejściowych podczas zwarć trójfazowych w SEE składającym się z hydrogeneratora i 6 turbogeneratorów ( SEE_4 ).....	173
Z.2.4. Zwarcia w SEE składającym się z hydrogeneratora i 6 turbogeneratorów ( SEE_1 - CIGRE ).....	182
Z.2.5. Zakłócenia w SEE składającym się z hydrogeneratora i 6 turbogeneratorów ( SEE_5 )- uzupełnienie wyników z podrozdziału 6.5.....	183
STRESZCZENIE.....	189

## CONTENTS

LIST OF SOME DENOTATIONS AND DEFINITIONS.....	7
1. INTRODUCTION – DESCRIPTION OF THE PROBLEM.....	11
2. DYNAMICAL MODEL OF THE POWER SYSTEM (PS).....	18
2.1. Mathematical model of the power system.....	18
2.2. Model of the power system in the state space.....	19
2.2.1. Representation of the system in the $2n$ state space.....	19
2.2.2. Representation of the system in the $2n-1$ state space.....	20
2.2.3. Model with the turbine governor.....	22
2.2.4. Model with the excitation system.....	25
2.3. Model of the turbine and turbine governor in the emergency operating state.....	32
2.3.1. Steam turbine model with the reheater and governing system – justification of necessity its modification.....	32
2.3.2. Model of the turbine governor in the multimachine power system.....	35
2.3.3. Model the turbine governing system for a big disturbances.....	40
3. STABILITY OF THE POWER SYSTEM.....	44
3.1. Stability of the system state and its stabilization.....	44
3.2. Lypunov function of the model.....	49
3.2.1. Construction of the $V$ – function.....	49
3.2.2. $V$ - function of the system model representation in the $(2n-1)$ state space.....	51
3.2.3. $V$ – function of the model PS with the governing system.....	51
3.2.4. $V$ – function of the model PS with the governing and excitation system.....	52
4. ADAPTIVE STABILIZER OF THE TURBINE GOVERNING SYSTEM.....	53
4.1. Verification of the algorithm.....	55
4.2. Optimalization of the stabilizer setti.....	57
4.3. Final remarks .....	60
5. NEURAL STABILIZERS.....	62
5.1. Realization of the neural stabilizer.....	62
5.2. Model of the stabilizer net.....	63
5.3. Architecture of the net.....	64
5.3.1. Output adaptive layer.....	65
5.4. Learning algorithm.....	67
5.5. Verification of the stabilizers.....	74
5.6. Final remarks.....	81
6. NEURO-FUZZY STABILIZERS.....	84
6.1. Architecture of the stabilizers.....	84
6.1.1. Fuzzyfication.....	85
6.1.2. Comparison of the neuro-fuzzy stabilizer and conventional one.....	88
6.1.3. Defuzzyfication.....	92

6.1.4. Adaptive neuro-fuzzy inference system.....	93
6.2. Learning methods.....	95
6.2.1. Backpropagation algorithm.....	96
6.2.2. Hybrid method.....	101
6.2.3. Design of a training data set.....	104
6.3. Verification of the stabilizers.....	106
6.3.1. Comparison of the neuro-fuzzy stabilizer and conventional adaptive..	116
6.3.2. Verification of the learning method.....	119
6.4. Effect of the damping oscillations on the PS energy.....	124
6.5. Damping of the electrical power low frequency oscillations.....	128
6.6. Final remarks.....	143
7. SUMMARY AND FINAL CONCLUSIONS.....	145
REFERENCES.....	151
APENDIXES .....	159
Z.1. Comments on the models of used for verification.....	159
Z.1.1. Exemplary data of the model PS.....	163
Z.2. Examples of applications neuro-fuzzy stabilizers with IV and VI model order of the synchronous generator.....	164
Z.2.1. Examples of transients during 3-phase-to-ground faults in PS containing turbogenerator and 6 hydrogenerators ( SEE_2 ).....	164
Z.2.2. Examples of transients during 3-phase-to-ground faults in PS containing 7 hydrogenerators ( SEE_3 ).....	168
Z.2.3. Examples of transients during 3-phase-to-ground faults in PS containing hydrogenerator and 6 turbogenerators ( SEE_4 ).....	173
Z.2.4. Faults in PS containing hydrogenerator and 6 turbogenerators ( SEE_1 – CIGRE ).....	182
Z.2.5. Disturbances in PS containing hydrogenerator and 6 turbogenerators ( SEE_5 ).....	183
SUMMARY.....	191



# WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ

## Objaśnienie stosowanych oznaczeń

- $i, j$  - indeks dolny oznaczenia literowego określa przynależność wielkości do  $i$ -tego ( $j$ -tego) podsystemu zastępczego (generatora zastępczego), węzła, elementu macierzy,
- $M_i$  - współczynnik bezwładności generatora zastępczego =  $2H$  [s],
- $D_i$  - współczynnik tłumienia  $i$ -tego podsystemu zastępczego [p.u.],
- $E_i, E_j$  - napięcia węzłowe [p.u.],
- $E_{qi}$  - napięcie wewnętrzne twornika w osi  $q$  [p.u.],
- $E'_{qi}$  - napięcie wewnętrzne twornika w osi  $q$  w stanie przejściowym [p.u.],
- $E_{fd}$  - napięcie wzbudzenia generatora [p.u.],
- $K_i, K'_i$  - współczynniki wzmocnienia występujące w schematach strukturalnych [p.u.],
- $K_{Ai}$  - współczynniki wzmocnienia układu regulacji wzbudzenia [p.u.],
- $k_i, k_{ei}$  - współczynniki bloków nieliniowych odwzorowujących działanie rzeczywistych układów regulacji [p.u.],
- $P_{ei}$  - moc elektryczna [p.u.],
- $P_{mi}$  - moc mechaniczna [p.u.],
- $P_{mi}^o$  - moc mechaniczna turbiny w stanie ustalonym [p.u.],
- $\Delta P_{mi}$  - przyrost mocy mechanicznej = odchyleniu chwilowej mocy mechanicznej od mocy zadanej [p.u.],
- $T'_{doi}$  - przejściowa stała czasowa przy otwartym obwodzie stojana generatora synchronicznego [p.u.],
- $T_i, T_{1i}, T_{2i}$  - stałe czasowe stabilizatora systemowego [p.u.],
- $T_{Ai}$  - stałe czasowe układu regulacji wzbudzenia [p.u.],
- $T_{gi}$  - stałe czasowe układu regulacji prędkości obrotowej turbiny [p.u.],
- $U_i$  - sygnał sterujący [p.u.],
- $U_{PSSi}$  - sygnał sterujący ze stabilizatora klasycznego [p.u.],
- $U_{nfi}$  - sygnał sterujący ze stabilizatora inteligentnego [p.u.],
- $U_{gnfi}$  - sygnał sterujący ze stabilizatora inteligentnego do układu regulacji prędkości obrotowej turbiny [p.u.],
- $x_d, x_q$  - reaktancje synchroniczne generatora [p.u.],
- $x'_d$  - reaktancja przejściowa generatora [p.u.],
- $\omega_s$  - prędkość kątowna synchroniczna [p.u.],
- $\omega_i$  - prędkość kątowna [p.u.],
- $\Delta \omega_i$  - odchylenie prędkości kątownej od wartości synchronicznej [p.u.],
- $\delta_i$  - kąt wirnika generatora zastępczego odniesiony do osi synchronicznej [rad],
- $\delta_{ij}$  - kąt między fazorami sem dwóch generatorów,
- $V_{ti}$  - napięcie stojana generatora zastępczego [p.u.],
- $V_{di}$  - napięcie stojana generatora zastępczego w osi  $d$  [p.u.],
- $V_{qi}$  - napięcie stojana generatora zastępczego w osi  $q$  [p.u.],

- $V_{zi}$  - napięcie zadane regulatora napięcia [p.u.],  
 $V_E$  - napięcie na szynach SEE sztywnego [p.u.].

### Objaśnienie stosowanych skrótów

AI	sztuczna inteligencja,
ANN	sztuczna sieć neuronowa,
ANNC	regulator pracujący w oparciu o ANN,
ANFIS	adaptacyjny rozmyto- neuronowy system wnioskowania,
ARN	automatyczny układ regulacji napięcia,
ARW	automatyczny układ regulacji wzbudzenia,
BP	metoda propagacji wstecznej błędu wykorzystywana do uczenia stabilizatorów,
FL	logika rozmyta,
FILC	regulator pracujący w oparciu o FL,
FIS	rozmyty system wnioskowania,
G1...GN	generator synchroniczny lub oznaczenie zastępczego podsystemu, np. I,
HB	hybrydowa metoda uczenia stabilizatorów rozmyto- neuronowych,
HTG	układ regulacji prędkości obrotowej hydrogeneratora,
IDEE	międzynarodowe stowarzyszenie inżynierów elektryków i elektroników,
KSEE	krajowy system elektroenergetyczny,
PE	metoda planowanego eksperymentu,
PSS	stabilizator systemowy,
PSSAI	stabilizator systemowy oparty na sztucznej inteligencji,
PSSNFL	stabilizator oparty na systemie rozmyto- neuronowym,
PSSNN	stabilizator oparty na sieci neuronowej,
STG	układ regulacji prędkości obrotowej turbogeneratora,
SEE	system elektroenergetyczny,
RT	układ regulacji turbiny,
UCPTE	system elektroenergetyczny Europy Zachodniej,
$U_{nn}$ ( $U_{nf}$ )	sygnał stabilizujący ze stabilizatora neuronowego (rozmyto- neuronowego),
Nf	stabilizator rozmyto- neuronowy,
nf1we	stabilizator rozmyto- neuronowy jednowejściowy,
nf3we	stabilizator rozmyto- neuronowy trzywejściowy,
nn	stabilizator neuronowy,
nn2wa1we	stabilizator neuronowy dwuwarstwowy, jednowejściowy,
nn2wa3we	stabilizator neuronowy dwuwarstwowy, trzywejściowy,
nn3wa1we	stabilizator neuronowy trzywarstwowy, jednowejściowy,
nn3wa3we	stabilizator neuronowy trzywarstwowy, trzywejściowy.

### Dodatkowe objaśnienia

A	macierz stanu SEE,
B	macierz wymuszeń modelu SEE,
C	macierz wyjściowa modelu SEE,
H	hesjan,
g	gradient,
Y	zredukowana admitancyjna macierz węzłowa układu,
I	macierz jednostkowa,

Re, Im	oznaczenie osi rzeczywistej i urojonej,
V	funkcja Lapunowa,
const	stały,
d, q	współrzędne wirnika maszyny synchronicznej,
$\underline{\cdot}$	podkreślenie pod symbolem oznacza wielkość zespoloną (np. $\underline{Y} = G + jB$ ),
$\dot{\cdot}$	gwiazdka oznacza wielkość sprzężoną (np. $(j\omega)^* = -j\omega$ ),
[p.u.]	oznaczenie jednostki względnej,
s	operator Laplace'a,
sem	siła elektromotoryczna,
t	czas [s],
$t_z$	czas trwania zwarcia [s],
$t_o$	czas wystąpienia zwarcia [s],
$t_{cr}$	dopuszczalny czas trwania zwarcia [s],
zw	zwarcie
$\mathbf{X}_i = [x_i]^T$	transponowany wektor kolumnowy zawierający $i$ -elementów $x$ ,
$\dot{\mathbf{X}}$	kropka nad symbolem oznacza pierwszą pochodną względem czasu (np. $\dot{\mathbf{X}} = \frac{d}{dt} \mathbf{X}$ ),
$\ddot{\mathbf{X}}$	dwie kropki nad symbolem oznaczają drugą pochodną względem czasu (np. $\ddot{\mathbf{X}} = \frac{d^2}{dt^2} \mathbf{X}$ ),
$\underline{\mathbf{1}}$	$n$ -kolumnowy wektor jednostkowy,
$f(\boldsymbol{\sigma})$	funkcja wektorowa, której $i$ -tym elementem jest $f_i(\sigma_i)$ ,
$\mathbf{M} = \text{diag}\{\mathbf{M}_i\}$	macierz diagonalna,
$R^n$	przestrzeń $n$ -wymiarowa.

# 1. WSTĘP – PRZEDSTAWIENIE PROBLEMU

W teorii układów dynamicznych zalicza się system elektroenergetyczny (SEE) do obiektów silnie nieliniowych. Warunki pracy SEE, a tym samym stany jego pracy mogą się zmieniać w szerokim zakresie. Nienormalne stany pracy SEE powstają w wyniku wystąpienia zakłóceń, którymi mogą być zaburzenia uniemożliwiające pracę SEE (lub jego elementów) lub zagrożenia, przy których praca SEE (lub jego elementów) jest dopuszczalna przez pewien okres czasu, przed upływem którego powinna być usunięta przyczyna powodująca zagrożenie [155]. Mogą wystąpić np. niezbilansowania mocy elektrycznych i mechanicznych lub zwarcia. Należy wtedy mówić o zakłóceniach, powodujących wystąpienie przebiegów przejściowych, których amplitudy decydują o stabilności pracy.

Współczesne SEE charakteryzuje duża złożoność. Poszczególne ich podsystemy są wzajemnie połączone za pomocą linii przesyłowych (czasami dużej długości). Duże są jednostkowe moce poszczególnych generatorów, co dodatkowo pogarsza warunki stabilności.

Inną, równie istotną z technicznego punktu widzenia, niekorzystną cechą obserwowaną w dużych SEE jest występowanie kołysań wielomodalnych. Jedną z przyczyn pojawiania się kołysań wielomodalnych są duże różnice w wartościach momentów bezwładności wirników generatorów, których oscylacje powodują niepożądane przepływy mocy, szczególnie przy słabych powiązaniach międzysystemowych. Część modów wynika także z istnienia grup generatorów, które są ze sobą silnie powiązane wewnątrz grupy, a słabo powiązane z pozostałymi grupami [113]. Częstotliwość takich kołysań zawiera się w zakresie od 0,2 do 2,5 Hz i można wydzielić trzy podstawowe grupy modów: lokalne, międzywęzłowe oraz międzysystemowe [68, 86, 89, 99, 100, 113, 128].

Należy podkreślić, iż kołysania w polskim SEE (KSEE) pojawiły się po połączeniu z UCPT, na co wyraźnie wskazywały wystąpienia wielu uczestników podczas IX Międzynarodowej Konferencji APE'99 [67], wbrew wcześniejszym optymistycznym szacunkom.

Kołysania i związane z nimi zmiany częstotliwości stwarzają wiele problemów w trakcie eksploatacji SEE. Niepożądanymi zjawiskami są zarówno wyłączenia generatorów, odbiorów, jak i ograniczenia zdolności przesyłowej linii energetycznych. Charakterystyki w stanach przejściowych zależą od rodzaju układów tłumiących oraz od stosowanych strategii sterowania [95, 96, 107, 109].

We współczesnych SEE generatory wyposażone są w wiele często skomplikowanych układów sterowania. Część z nich ma na celu wyłącznie tłumić występujące kołysania [103]. Działania tych układów regulacji oparte są na różnych strategiach, ale w większości przypadków obserwuje się trudności z pełnym wykorzystaniem obszaru dopuszczalnych stanów pracy [56,57,63, 98,128].

Wprowadzanie efektywnych strategii dynamicznego sterowania dużymi połączonymi SEE utrudniają ich wzajemne powiązania oraz hierarchiczną strukturę [18, 19, 21, 25], co szczególnie widoczne jest w nowoczesnych sieciach elektroenergetycznych. Tworzenie modelu matematycznego dużych SEE, gdy liczba zmiennych stanu sięga setek, a nawet tysięcy jest zagadnieniem złożonym. Szczegółowe badania takich systemów wymagają poważnych nakładów zarówno na analizę, jak i na otrzymanie w pełni wartościowych wyników. Skomplikowana dynamika wyklucza próby syntezy regulatorów w wielu technikach projektowania układów sterowania, w oparciu o modelowanie ich pełnego opisu [14, 15]. Uwzględnienie pełnego rzędu równań różniczkowych jest niewygodne zarówno ze względu na czas obliczeń, jak i trudności z selekcją ogromnej liczby danych, które otrzymuje się w wyniku symulacji.

Z powodu złożoności i nieliniowości modelu SEE badanie układów jego sterowania oraz tłumienia kołysań, w wielu przypadkach, musi być ograniczone tylko do badań za

pomocą metod symulacyjnych [113]. Badania symulacyjne wymagają redukcji modelu do postaci wygodnej z punktu widzenia zapisu analitycznego. Należy pamiętać, iż można po drodze zgubić jego istotne właściwości dynamiczne [110]. Przyczyny te spowodowały podjęcie wysiłków zmierzających do zbadania transmitancji, za pomocą której można opisać SEE.

W ogólnym przypadku rząd systemu jest zazwyczaj nieznan, ale na pewno wysoki. Przebiegi przejściowe silnie nieliniowego systemu, mogące zawierać kolorowy szum, nie są łatwe do identyfikacji. Rząd wyznaczonej transmitancji może być tak duży, jak rząd modelu SEE. Zdecydowana większość biegunów (wartości własnych) transmitancji pełnego modelu na szczęście nie występuje w obserwowanych przebiegach przejściowych. Obserwacja ta stała się podstawą koncepcji identyfikacji efektywnej transmitancji pomiędzy dwoma punktami w systemie.

Do identyfikacji wykorzystywano skończoną liczbę okresowych próbek przebiegów wejściowego i wyjściowego. Symulowano zakłócenia zwarciove, które powodowały wystąpienia przebiegów przejściowych [23]. Proces identyfikacji uwzględniał warunki początkowe i pozwalał wyznaczać dominujące mody w sygnałach wyjściowych.

Stosowano różne testy pozwalające ocenić poszczególne modele. W efekcie możliwe było w oparciu o kryteria ilościowe dokonać weryfikacji i ocenić, czy otrzymane modele mają odpowiednią strukturę w określonym sensie [27].

Alternatywne podejście, umożliwiające identyfikację było stosowane przy wykorzystywaniu uogólnień algorytmów AEOPS oraz PEALS [130]. Rozwiązując zagadnienia własne wyznaczano wartości własne i wektory własne macierzy stanu SEE. Analizie poddawano wyznaczone transmitancje. Zauważono, że residua i bieguny składników tworzących te transmitancje znacznie różnią się między sobą. Pozwoliło to na pominięcie składników mało znaczących i tym samym uproszczenie pełnej postaci transmitancji [26, 27].

Metoda identyfikacji Prony'ego została uogólniona w [132]. Pod wieloma względami metoda ta jak i podobne, oparte na wykorzystaniu metody najmniejszych kwadratów, są komplementarne, szczególnie w przypadku analizy małych zaburzeń. Wspomniane metody można stosować bezpośrednio do identyfikacji sygnałów występujących w SEE i określania transmitancji bez konieczności wykorzystywania modeli komputerowych.

Przeprowadzone badania potwierdziły możliwość upraszczania transmitancji operatorowych opisujących stany dynamiczne dużych SEE. Uproszczenia takie są możliwe, ponieważ w analizowanych przebiegach dynamicznych ujawnia się zwykle znikoma liczba znaczących modów. Zastosowanie metody Prony'ego do filtracji powyższych modów w czasie rzeczywistym i wykorzystanie wielkości mierzalnych w postaci ciągów czasowych pozwala określić transmitancję SEE, która jest bardzo zbliżona do transmitancji modelu pełnego rzędu. Stwarza to możliwość wykorzystywania wyników w algorytmach sterowania zapewniających silne tłumienie kołysań, ale w niewielkim otoczeniu punktu pracy.

Kolejnym, istotnym etapem umożliwiającym syntezę algorytmów sterowania było opracowanie nieliniowego modelu ekwiwalentu krajowego SEE. Opierając się na fizycznych (dynamicznych) modelach, opracowano model matematyczny, dający możliwość zarówno analizy, jak i syntezy zjawisk w stanach nieustalonych. Na podkreślenie zasługuje fakt, że parametry rzeczywistego SEE zostały wykorzystane w prowadzonych symulacjach stanów zakłóceńowych. Opracowano, korzystając z oprogramowania Matlab-Simulink, cztero- i siedmiomaszynowe modele, ekwiwalenty KSEE, sterowane według algorytmów realizujących funkcje nieliniowe oraz liniowo-całkowe [17, 20, 44, 50, 116, 117, 126]. Umożliwiło to implementację, do sterowania, technik wykorzystujących sieci neuronowe (neural networks) oraz logikę rozmytą (fuzzy logic).

Zadaniem prowadzonych badań było udoskonalenie metod sterowania w celu silniejszego tłumienia kołysań występujących w SEE. Działania koncentrowały się przede wszystkim na metodach projektowania układów silnej regulacji, które działają efektywnie w maksymalnie szerokim zakresie stanów pracy SEE.

System elektroenergetyczny jest bardzo złożony, o czym wspomniano powyżej. Jednym z jego podstawowych elementów jest sieć elektryczna, której elementami są linie przesyłowe, transformatory etc. Zadaniem sieci, w zależności od roli jaką pełni w SEE, jest przesył lub rozdział energii elektrycznej. Rolą sieci przesyłowych jest wyprowadzenie mocy z elektrowni i przesłanie jej do stacji sieciowych, natomiast sieci rozdzielczych zasilanie rejonów lub odbiorów. Stacje nazywane są często węzłami, przy czym elektrownie przyłączone są tylko do nielicznych węzłów w odróżnieniu od odbiorów, które mogą występować we wszystkich węzłach.

Nieliniowość SEE spowodowana jest między innymi tym, że relacje pomiędzy parametrami systemu oraz zmiennymi stanu są nieliniowe oraz występuje nieliniowość pomiędzy samymi zmiennymi stanu. Nieliniowość parametrów (poza szczególnymi przypadkami) nie jest uwzględniana w analizie i syntezie SEE i można ją pominąć. Nie powinno natomiast zakładać się liniowości pomiędzy zmiennymi stanu.

Rozważane stany SEE zdefiniowano, zakładając, że:

- i) normalny stan pracy jest, gdy w danym stanie pracy spełnione są wszystkie ograniczenia równościowe i nierównościowe – odpowiada on przy wykonywaniu symulacji interwałowi czasowemu  $t_0$ , gdzie  $0 \leq t = t_0$ ,
- ii) zakłóceniaowy stan pracy jest, gdy wystąpiło przekroczenie jednego lub kilku ograniczeń nierównościowych – odpowiada on czasowi trwania zakłócenia  $t_z$ , a  $t_0 \leq t_z \leq t$ ,
- iii) pozakłóceniaowy stan pracy jest, jeżeli jedno, a być może nawet wszystkie ograniczenia równościowe zostały przekroczone, czyli jest to czas  $t$  liczony od momentu wyłączenia zakłócenia – odpowiada czasowi zakończeniu symulacji  $t \geq t_0 + t_z$ . Jego długość ustalana jest metodą prób i błędów przy badaniach symulacyjnych. Praktycznie  $t$  waha się w granicach od 5 do 15 sekund, gdyż w tym interwale czasowym wartości amplitud przebiegów przejściowych dają odpowiedź na pytanie, czy kołysania zostaną wytłumione lub SEE utraci stabilność.

W trakcie zmiany warunków pracy (stanu) zarówno w obwodach elektrycznych, jak i elektromechanicznych zachodzą zmiany energii. W kompleksowej analizie tych zjawisk zmiany takie powinny stanowić ciąg procesów odzwierciedlających zmiany parametrów eksploatacyjnych należących do określonej grupy zmiennych. Narzuca to konieczność traktowania takiego rodzaju zmian równocześnie w czasie i w przestrzeni stanów.

Jednymi z wielu możliwych cech determinujących przebieg stanu nieustalonego mogą być:

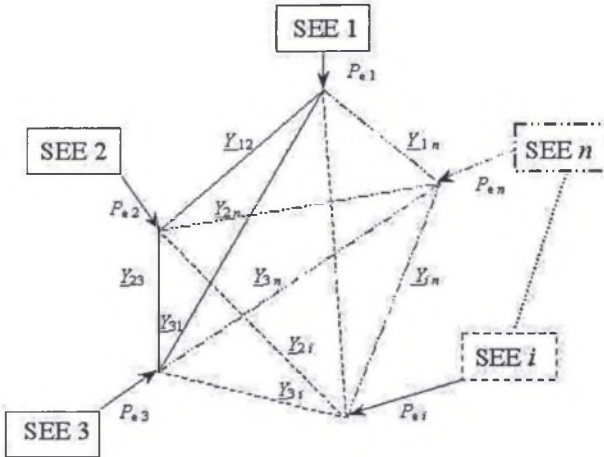
- przyczyna lub przebieg i rodzaj zakłócenia,
- przyjęte założenia.

Wybór metod analizy powinien z powyższych powodów uwzględniać założony zakres analizy i pod tym kątem dobrano odpowiedni aparat matematyczny i obliczeniowy.

W trakcie realizacji badań przyjęto pozytywnie zweryfikowane narzędzia obliczeniowe (software), a modele SEE weryfikowano porównując wyniki symulacji z wynikami otrzymanymi w trakcie prób w systemie rzeczywistym [31].

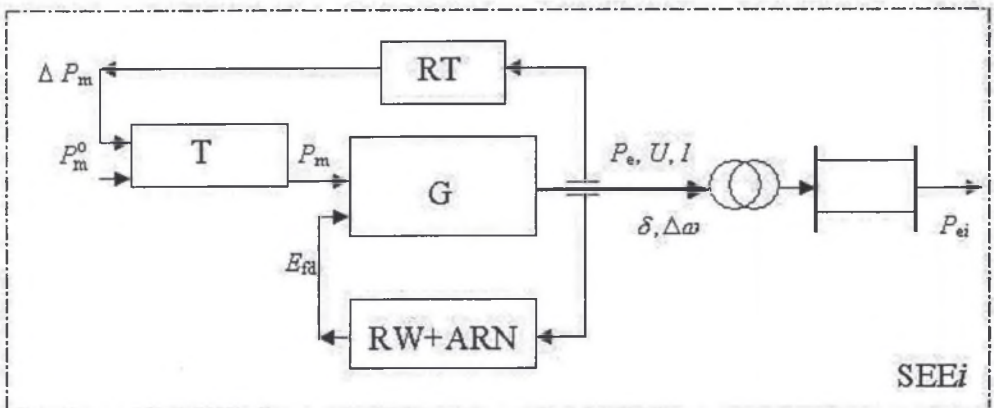
Rozważając duże SEE konieczne jest dokonanie założeń upraszczających. Szczególnie wyraźnie problem ten występuje przy analizie stabilności. Dąży się w takich przypadkach do konstrukcji schematu zastępczego, zawierającego zredukowaną liczbę występujących w rzeczywistości elementów, ale pod warunkiem, że otrzymane wyniki będą dostatecznie reprezentatywne. Równie istotnym zagadnieniem jest redukcja liczby elektrowni.

Wykorzystując metody ekwiwalentowania [109,110], zastępuje się jeden lub kilka węzłów wytwórczych (elektrowni) pojedynczym, ale takim, który zapewnia, że jego parametry (napięcie, moc etc.) nie wymuszają w innych częściach SEE rozptyłów różniących się od tych przed transformacją. Nazywany jest on w rozprawie generatorem lub równoważnie podsystemem zastępczym. Rzeczywisty, wielomaszynowy system elektroenergetyczny można wtedy traktować jako wzajemne połączenie  $n$  zastępczych podsystemów  $SEE_i$ , gdzie  $i = 1, 2, \dots, n$  – oznacza numer danego podsystemu. Uproszczoną strukturę takiego SEE pokazano na rys.1.1.



Rys. 1.1. Uproszczony schemat wielomaszynowego systemu elektroenergetycznego  
Fig. 1.1. Simplified model of the multimachine power system

Podstawowymi elementami każdego podsystemu są: generator (G), turbina (T) i układy regulacji prędkości obrotowej (RT) oraz regulacji wzbudzenia i napięcia (ARW + ARN). Z pozostałymi podsystemami może łączyć go transformator i linia przesyłowa. Schemat blokowy  $i$ -tego podsystemu pokazano na rys. 1.2. Dowolny podsystem  $SEE_i$  może być pojedynczym zespołem wytwórczym, elektrownią lub ich grupą odwzorowaną za pomocą odpowiednich parametrów zastępczych.



Rys. 1.2. Schemat blokowy podstawowych elementów  $i$ -tego podsystemu  
Fig. 1.2. The structural diagram of the basic elements of the  $i$ -th subsystem

Redukcji rzeczywistego SEE dokonuje się z punktu widzenia założonego celu analizy i syntezy. Możliwe są różne metody realizacji tego skomplikowanego zadania.

Jako pierwsze wykorzystywane było podejście polegające na określeniu transmitancji w oparciu o rozwiązanie zagadnienia własnego, zlinearyzowanego, odwzorowanego w przestrzeni stanów modelu matematycznego systemu. Kolejne podejście polegało na wykorzystaniu metod identyfikacji. Model autorski określano na podstawie przebiegów otrzymanych z prób przeprowadzanych w krajowym systemie oraz z przebiegów symulacyjnych, przy korzystaniu z programu symulacji stanów przejściowych i oprogramowania Matlab-Simulink. Ponadto, wykorzystywano metodę Prony'ego. Właściwy, zweryfikowany model niskiego rzędu SEE stanowił punkt wyjścia do opracowania strategii poprawy tłumienia.

Wystąpienie w SEE zmian konfiguracji, nagłych zmian obciążenia lub zwarć, zwanych dalej zakłóceniami, powoduje zmianę stanu pracy. SEE zostaje wtedy wytrącony ze stanu pracy normalnej, czyli stanu ustalonego. W stanie nieustalonym procesy przejściowe powodują, że przebiegi dynamiczne mogą mieć różny charakter i w zależności od tego można wnioskować o stabilności jej zachowania lub nie.

Sterowanie pracą SEE w stanie zakłóceniovym powinno zapewniać, poprzez odpowiednie działanie układów regulacyjnych, synchroniczną współpracę podsystemów. Zasadniczą rolę w zapewnieniu stabilnej pracy, oprócz automatyki prewencyjnej, odgrywają układy automatycznej regulacji wzbudzenia oraz regulacji prędkości obrotowej turbiny. Mogą one nie tylko zapobiegać rozprzestrzenianiu się skutków zakłócenia, ale również zwiększać obszar stabilności.

Od dawna obiektem szczególnego zainteresowania badaczy są układy regulacji wzbudzenia. Dlatego też są one dobrze zbadane, szeroko reprezentowane w literaturze [86, 111, 112, 113] i na bieżąco unowocześniane [112, 148].

Klasyczne układy regulacji prędkości obrotowej turbiny mają może nieco mniejszą, ale także obszerną bibliografię [58, 59, 72, 85, 87, 88, 89, 113].

Trudności techniczne i związane z tym stosunkowo duże czasy działania klasycznej regulacji powodowały, że zainteresowanie nimi jako środkami poprawy stabilności SEE było niewielkie.

Autor niniejszej monografii już w drugiej połowie lat siedemdziesiątych, analizując dynamikę układów 4-, 7- i 10-maszynowych sugerował, że szybkie regulatory turbin mogą być cennym narzędziem ograniczającym skutki stanów nieustalonych elektromechanicznych [6, 7, 9]. Część badaczy sceptycznie odnosiła się wtedy do skuteczności takiego podejścia.

Niezwykle silnym impulsem motywacyjnym dla kontynuowania przez autora niniejszej monografii wysiłków w kierunku znalezienia skuteczniejszego sposobu tłumienia kołysań w SEE była analiza raportu [110] oraz problematyki prezentowanej na sesji CIGRE 2000. W szczególności bogaty materiał zawarty w pracy [70] dokumentował występowanie słabo tłumionych oscylacji w przebiegach mocy pomiędzy poszczególnymi podsystemami Europy.

W perspektywie najbliższych lat, przy funkcjonowaniu wolnego rynku, stale rozwijających się i rosnących SEE w zjednoczonej Europie, znaczenie modów o częstotliwościach 0.2 do 0.5 Hz będzie coraz istotniejsze.

W sytuacji gdy regulacja wzbudzenia ma ograniczone możliwości likwidacji kołysań o niskich częstotliwościach, bardzo atrakcyjne wydaje się wykorzystanie turbin, których układy regulacji wspomagane były przez dodatkowe stabilizatory.

Dlatego skoncentrowano się na wykazaniu, że regulacja prędkości obrotowej turbiny może mieć istotny, pozytywny wpływ na zachowanie stabilności SEE w stanach zakłóceniovych.



Badania dynamiki SEE prowadzone przez autora upewniły go, że nie tylko szybkość działania układu regulacji prędkości obrotowej turbiny, ale także algorytm regulacji mogą mieć duży wpływ na tłumienie kołysań będących efektem zakłóceń. Dlatego zaproponowano między innymi klasyczną adaptacyjną regulację, w trakcie której parametry układu regulacji zmieniały się w zależności od chwilowych wartości przebiegów przejściowych.

Skuteczność działania układów automatycznej regulacji w dużej mierze, oprócz rodzaju sterowania, zależy od zastosowanego algorytmu.

Założono, iż jednym z możliwych sposobów zwiększenia skuteczności tych układów jest zastosowanie odpowiednio nauczonych stabilizatorów wykorzystujących sztuczną inteligencję (PSSAI).

Gwałtowny rozwój nowych i obiecujących systemów przetwarzania informacji, jakie niesie ze sobą sztuczna inteligencja, spowodował, że autor zaproponował wykorzystanie połączenia sieci neuronowych z logiką rozmytą, czyli systemów rozmyto-neuronowych w sterowaniu prędkością obrotową turbiny.

Przewidywanym efektem powinno być znaczące poprawienie dynamiki układów regulacji prędkości obrotowej turbiny, jak i układów regulacji wzbudzenia, a w efekcie silne tłumienie kołysań występujących w wielomaszynowych SEE w stanach niestabilnych. Skrócenie czasu trwania tych stanów powinno pozwolić na zwiększenie obszaru stabilności.

Powyzsze uwagi skłoniły autora do sformułowania następującej tezy.

## Teza pracy

**Zastosowanie stabilizatorów opartych na sztucznej inteligencji do zdecentralizowanego sterowania prędkością obrotową turbiny, w oparciu o sygnały mierzalne lokalnie, może znacznie zmniejszyć amplitudy kołysań w SEE i skrócić czas trwania stanu niestabilnego, poprawiając jednocześnie stabilność lokalną oraz globalną.**

Stanowi to przyczynek do rozwiązania problemów, jakie mogą pojawiać się przy współpracy KSEE z systemem UCPT.

Udowodnienie postawionej tezy wymaga zrealizowania następujących celów:

1. Opracowania nieliniowych modeli matematycznych wielomaszynowego SEE umożliwiających przeprowadzenie badań symulacyjnych.
2. Opracowania adaptacyjnego układu regulacji prędkości obrotowej turbiny, poprawiającego skuteczność konwencjonalnych układów regulacji, którego zastosowanie pozwoli uzyskać zbiory danych uczących dla stabilizatorów opartych na sztucznej inteligencji.
3. Opracowania metody realizacji stabilizatorów neuronowych.
4. Opracowania metody realizacji stabilizatorów rozmyto-neuronowych.
5. Przeprowadzenia obliczeń symulacyjnych przy uwzględnieniu dużych i małych zakłóceń w różnych stanach obciążenia SEE oraz dokonania weryfikacji i porównania opracowanych struktur stabilizatorów.

Układ pracy wynika z kolejności wymienionych celów. W rozdziale drugim opisano model matematyczny przyjętego do badań systemu elektroenergetycznego. Bardziej przejrzyste wyjaśnienie celowości założonego modelu turbiny i jej układu regulacji było możliwe dzięki przyjęciu na początku prostego układu zastępczego składającego się z modelu generatora odwzorowanego nieliniowym równaniem różniczkowym drugiego rzędu i modelem regulatora turbiny opisanym transmitancją pierwszego rzędu. Badania następnie rozszerzono o inne bardziej złożone struktury. Rozdział trzeci poświęcony stabilności i stabilizacji SEE uwzględnia opis bezpośredniej metody Lapunowa. Zawiera on zasady

konstruowania funkcji  $V$ , charakterystycznej dla tej metody i podaje jej różne postacie dla dokładniejszych modeli systemu. Funkcja  $V$ , która odpowiada energii całkowitej systemu, jest wykorzystywana w procesie weryfikacji proponowanych stabilizatorów jako wskaźnik syntetyczny umożliwiający zobrazowanie wpływu stabilizatorów na zachowanie się SEE w stanach zakłóceńowych. Rozdziały czwarty, piąty i szósty, dotyczące stabilizatorów układu regulacji prędkości obrotowej turbiny, zawierają podstawy teoretyczne oraz opis rozwiązań opracowanych i zweryfikowanych przez autora. W rozdziale czwartym prezentowany jest stabilizator klasyczny adaptacyjny, którego algorytm sterowania opracowano w oparciu o metodę Lapunowa. W celu określenia optymalnych parametrów stabilizatora, które minimalizowałyby kołysania w SEE spowodowane wystąpieniem zwarcia, wykorzystując metodę planowanego eksperymentu dokonano syntezy układu sterowania. Przebiegi przejściowe uzyskane z wielomaszynowych modeli SEE, w których zastosowano te stabilizatory, stanowiły zbiory danych uczących dla przedstawianych w rozdziale piątym, adaptacyjnych stabilizatorów neuronowych oraz w rozdziale szóstym rozmyto-neuronowych. Pozwoliło to uzyskać zadowalające efekty uczenia, co nie byłoby możliwe przy stosowaniu tylko konwencjonalnych układów regulacji. Piąty rozdział dotyczy stabilizatorów neuronowych. Przedstawiono w nim zasady projektowania i uczenia stabilizatorów neuronowych oraz architekturę zastosowanych sieci z adaptacyjną warstwą wyjściową. Omówiono przyjętą, dyskretną w czasie, metodę uczenia wzorowaną na metodzie wstecznej propagacji błędów. Zwrócono uwagę na zalety i duże korzyści, jakie uzyskano stosując do uczenia sieci algorytm Levenberga-Marquardta. Porównania opracowanych stabilizatorów dokonano w podpunkcie prezentującym wyniki weryfikacji. Pierwsza część rozdziału szóstego to opis stabilizatorów rozmyto-neuronowych, w których sieć neuronowa realizuje zależności funkcyjne, umożliwiające generowanie sygnałów stabilizujących z rozmytego systemu wnioskowania typu Takagi-Sugeno. Przedstawiono architekturę stabilizatora oraz strukturę systemu wnioskowania rozmytego. Po wprowadzeniu do problematyki uczenia stabilizatorów rozmyto-neuronowych kolejne podrozdziały poświęcone są wykorzystywanym do uczenia procedurom – gradientowej, wynikającej z metody wstecznej propagacji błędów oraz hybrydowej. Stabilizatory testowano dla takiego samego modelu jak w rozdziale piątym. Wybrane wyniki testów pozwalają prześledzić działanie stabilizatorów rozmyto-neuronowych zarówno dla wartości krytycznego czasu zwarcia, jak i czasów krótszych. Stwierdzono, po zastosowaniu zaprojektowanych stabilizatorów, obniżanie się energii SEE w stanach nieustalonych. Zilustrowano to, wykorzystując zdefiniowaną w rozdziale trzecim funkcję Lapunowa, która odpowiadała energii całkowitej systemu, będącej sumą energii kinetycznych i potencjalnych, liczonej względem punktów równowagi. Rozdział siódmy stanowi podsumowanie wyników analiz zamieszczonych w niniejszej pracy.

W rozprawie przyjęto wiele założeń upraszczających. Odnoszą się one do konkretnych problemów szczegółowych i są opisane w odpowiednich rozdziałach.

## 2. MODEL DYNAMICZNY SYSTEMU ELEKTROENERGETYCZNEGO

### 2.1. Model matematyczny systemu elektroenergetycznego

Rozmiar współczesnych wzajemnie połączonych układów wytwórczych i przesyłowo-rozdzielczych stanowi główną przeszkodę w rozwoju strategii sterowania wykorzystującego zmienne stanu całego SEE. Szczegółowa analiza takich systemów wymagałaby zaangażowania, w czasie rzeczywistym, potężnego potencjału obliczeniowego oraz konieczności analizowania ogromnych baz danych. Powyższe przyczyny eliminują możliwość zastosowania wielu metod i strategii sterowania, które muszą opierać się na pełnym modelu matematycznym.

Stosowanie modelu matematycznego dużych SEE, gdy liczba zmiennych stanu sięga setek, a nawet tysięcy, jest zagadnieniem złożonym. Mimo to realizuje się badania przy dużej liczbie zmiennych stanu [70]. Opisanie SEE przy wykorzystaniu metody koherencji i agregacji generatorów koherentnych [110] pozwala na redukcję modelu do postaci wygodnej z punktu widzenia zapisu analitycznego, nie gubiąc jego istotnych właściwości dynamicznych. Można wtedy do analizy i syntezy dynamiki SEE oraz układów regulacji tłumiących kołysania zastosować metody symulacji komputerowej.

W najbardziej uproszczonym modelu matematycznym generatora założono, że w rozpatrywanym przedziale czasu strumień magnetyczny uzwojenia wzbudzenia jest stały, a stałe czasowe regulatorów turbin są większe od czasu trwania stanu nieustalonego.

Inne przyjęte założenia przy formułowaniu wstępnym poniżej przedstawionych modeli matematycznych to

- i) odwzorowanie generatora zastępczego za pomocą stałego napięcia za reaktancją przejściową  $x_d'$ ,
- ii) stałość mocy mechanicznej,
- iii) zastąpienie odbiorów stałymi impedancjami,
- iv) niezmiennosc impedancji sieci,
- v) redukcja SEE, przy wykorzystaniu metod agregacji, do modelu niskiego rzędu, ale uwzględniającego reaktancje przejściowe,
- vi) uwzględnienie zredukowanej admitancyjnej macierzy węzłowej układu.

Równanie różniczkowe ruchu wirnika  $i$ -tego generatora lub zastępczego podsystemu  $n$ -maszynowego SEE można, przy wyżej wymienionych założeniach, przedstawić w następującej postaci [111, 131, 133, 148]

$$M_i \ddot{\delta}_i + D_i \dot{\delta}_i = P_i - E_i \sum_{\substack{j=1 \\ i \neq j}}^n E_j B_{ij} \sin(\delta_i - \delta_j), \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (2.1)$$

$$b_{ij} = |E_j| B_{ij} = |E_j| B_{ji} = b_{ji}, \quad i \neq j, \quad i, j = 1, 2, \dots, n \quad (2.2)$$

$$P_i = P_{mi}^0 - |E_i|^2 G_{ii}, \quad (2.3)$$

$$B_{ij} = \text{Im } \underline{Y}_{ij} \quad \text{oraz} \quad G_{ij} = \text{Re } \underline{Y}_{ij}, \quad (2.4)$$

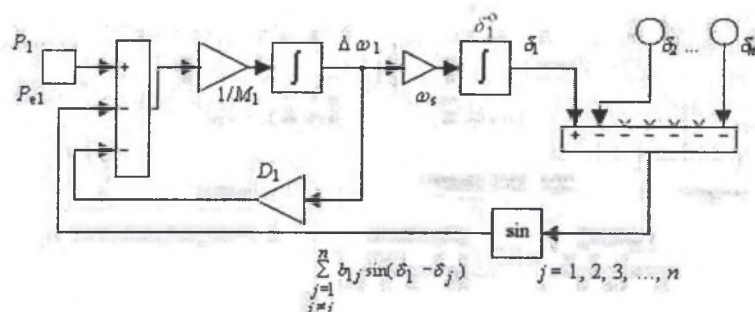
gdzie:  $n$  - liczba generatorów.

We wzorze (2.4)  $\underline{Y}_{ij}$  jest admitancją wzajemną między szynami generatorów  $ij$ . W SEE wielomaszynowym impedancyjna macierz węzłowa jest powiązana z admitancyjną macierzą zależnością  $\underline{Z} = \underline{Y}^{-1}$ . Należy jednak pamiętać, że każdy element pozadiagonalny, zredukowa-

nej impedancyjnej macierzy węzłowej  $Z_{ij} \neq Y_{ij}^{-1}$ , natomiast dla dowolnego węzła słuszny jest wzór  $Z_k = 1/Y_k$ . Oznacza to równość odpowiadających sobie elementów diagonalnych [97].

W relacjach powyższych założono, ponieważ ma to często miejsce w systemach rzeczywistych, że  $|G_{ij}| \ll |B_{ij}|$  dla  $i \neq j$ , co pozwala pominąć konduktancje wzajemne  $|G_{ij}|$  układu przesyłowego.

Schemat blokowy modelu (2.1) zastępczego generatora nr 1 pokazano na rys. 2.1.



Rys. 2.1. Schemat blokowy modelu matematycznego zastępczego generatora nr 1  
Fig. 2.1. The block diagram of the mathematical model of the equivalent subsystem no. 1

Pokazane na rys. 2.1, odniesione do osi synchronicznej kąty fazorów sem  $\delta_i$ , generatorów zastępczych, opisane są równaniem

$$\dot{\delta}_i = \omega_s \Delta \omega_i, \quad (2.5)$$

gdzie:  $\omega_s$  – prędkość kątowna synchroniczna,

$\Delta \omega_i$  - odchylenie prędkości kątownej od wartości synchronicznej.

Schemat blokowy, przedstawiony na rys. 2.1, pomija modele układów regulacji prędkości obrotowej turbiny, napięcia i wzbudzenia. Układy te zostaną jednak uwzględnione w dalszych podpunktach, a wpływ układów regulacji prędkości obrotowej turbiny na tłumienie kołysań, w wielomaszynowym SEE, będzie przedmiotem szczegółowej analizy. Wy tłumienie kołysań warunkuje zachowanie stabilności zarówno podsystemów, jak i globalnej.

Z uwagi na fakt, iż stabilność globalną wygodnie jest oceniać wykorzystując bezpośrednią metodę Lapunowa, w kolejnych podpunktach przedstawione zostaną odwzorowania SEE w przestrzeni stanów, umożliwiające uzyskanie funkcji  $V$ .

## 2.2. Model stanu systemu elektroenergetycznego

### 2.2.1. Odwzorowanie systemu w $2n$ -wymiarowej przestrzeni stanów

Odwzorowanie systemu elektroenergetycznego w  $2n$ -wymiarowej przestrzeni stanów jest podstawowym, a jednocześnie jednym z pierwszych opisów stosowanych do analizy stabilności [134]. Uzyskuje się go przyjmując jako zmienne  $X_{i+n}$  kąty fazorów sem maszyn  $\delta_i$ , przy czym  $X_{i+n} = [\delta_i : i = 1, 2, \dots, n]^T$  oraz jako zmienne  $X_i$ , proporcjonalne do odchyżeń prędkości kątownych  $\Delta \omega_i$  od prędkości synchronicznej  $\omega_s$ , pochodne kątów fazorów sem, czyli  $X_i = [\dot{\delta}_i : i = 1, 2, \dots, n]^T = \dot{X}_{i+n}$ .

Równanie (2.1) w tym przypadku przyjmie postać

$$\begin{aligned} \dot{X}_{i+n} &= X_i, \\ \dot{X}_i &= \frac{1}{M_i} \left[ P_i - D_i X_i - E_i \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n b_{ij} \sin(X_{i+n} - X_{j+n}) \right], \quad i = 1, 2, \dots, n \end{aligned} \quad (2.6)$$

Rozwiązaniami układu równań (2.6) są trajektorie. Brak rozwiązań w postaci oddzielnych punktów w przestrzeni utrudnia analizę stabilności. Przyczyną tego jest fakt, że gdy dany wektor  $\mathbf{X}_{i+n}^0$  spełnia układ równań (2.6), określając warunki równowagi, to istnieje również i inny stan  $\mathbf{X}_{i+n}^0 + \xi \mathbf{1}$ , który także będzie rozwiązaniem (2.6). Symbol  $\xi$  oznacza w tym przypadku pewną dowolną liczbą rzeczywistą, a  $\mathbf{1}$  to  $n$  – kolumnowy wektor, którego każdy element równa się 1.

System uważa się za stabilny (w określonym sensie), jeżeli po zakłóceniu osiągnie pewien punkt na wspomnianej powyżej trajektorii równowagi, czyli gdy po chwilowej utracie równowagi różnice kątów nie ulegną zmianie. Powrót kątów  $X_{i+n}$  do wartości pierwotnych nie jest w tym przypadku konieczny. Stabilność SEE musi jednak być definiowana w stosunku do trajektorii rozwiązań stabilnych.

Trudności powyższe, które spowodowane są koniecznością rozważania zachowania synchronizmu generatorów w stosunku do całego systemu, można pokonać przez zastosowanie odwzorowania systemu w  $2n - 1$ -wymiarowej przestrzeni stanów, w przypadku istnienia tłumienia niejednorodnego, czyli gdy dla  $i \neq j$  zachodzi  $M_i^{-1}D_i \neq M_j^{-1}D_j$  oraz w  $2n - 2$ -wymiarowej przestrzeni stanów, w przypadku istnienia tłumienia jednorodnego, gdy  $M_i^{-1}D_i = M_j^{-1}D_j = \text{const}$ . Możliwe jest wtedy wyznaczenie odosobnionych punktów równowagi. Analiza stabilności sprowadza się w takim przypadku do badań, których teoria jest dość dobrze rozwinięta. Poniżej zostanie przedstawione odwzorowanie SEE dla przypadku niejednorodnego tłumienia.

### 2.2.2. Odwzorowanie systemu w $2n - 1$ -wymiarowej przestrzeni stanów

Odwzorowanie systemu elektroenergetycznego w  $2n - 1$ -wymiarowej przestrzeni stanów wymaga przyjęcia jako zmiennych stanu różnicy kątów  $\delta$  między fazorami sem maszyn. Należy w tym celu przyjąć dowolną  $n$ -tą maszynę jako maszynę odniesienia i zdefiniować  $n - 1$  wzajemnych kątów między fazorami sem  $i -$  tej i  $n -$  tej maszyny

$$X_{i+n} \stackrel{\text{def.}}{=} \delta_i - \delta_n, \quad i = 1, 2, \dots, n-1. \quad (2.7)$$

Zmiennymi stanu w tym przypadku będą: wektor:  $\mathbf{X}_{i+n} = [X_{i+n} : i = 1, 2, \dots, n-1]^T$  oraz wektor proporcjonalny do odchylenia prędkości kątowych  $\Delta\omega_i$  od prędkości synchronicznej  $\omega_s$ , czyli pochodnych kątów fazorów sem wszystkich generatorów,  $\mathbf{X}_i = [\dot{\delta}_i : i = 1, 2, \dots, n]^T$ .

Niech

$$f_i(\mathbf{X}_{i+n}) \stackrel{\text{def.}}{=} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n-1} b_{ij} \sin(\mathbf{X}_{i+n} - \mathbf{X}_{j+n}) + b_{in} \sin \mathbf{X}_{i+n}, \quad i = 1, 2, \dots, n-1 \quad (2.8)$$

oraz

$$f_n(\mathbf{X}_{i+n}) \stackrel{\text{def.}}{=} - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n-1} b_{nj} \sin(\mathbf{X}_{j+n}), \quad (2.9)$$

wtedy dla  $\mathbf{X}_{i+n} \in R^{n-1}$

$$\sum_{i=1}^{n-1} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n-1} b_{ij} \sin(\mathbf{X}_{i+n} - \mathbf{X}_{j+n}) = 0, \quad (2.10)$$

a stąd

$$f_n(\mathbf{X}_{i+n}) = - \sum_{i=1}^{n-1} f_i(\mathbf{X}_{i+n}). \quad (2.11)$$

Podstawiając  $\sigma_i = \mathbf{X}_{i+n}$  i definiując  $\sigma = [\sigma_i : i = 1, 2, \dots, n-1]^T$ ,  $\mathbf{f}(\sigma) \stackrel{\text{def.}}{=} [f_i(\sigma) : i = 1, 2, \dots, n-1]^T$ ,  $\mathbf{X} \stackrel{\text{def.}}{=} [X_i : i = 1, 2, \dots, 2n-1]^T$ , oraz analogicznie dla wektora mocy wprowadzanych do węzłów  $\mathbf{P} \in R^{n-1}$ ,  $\mathbf{P} \stackrel{\text{def.}}{=} [P_i : i = 1, 2, \dots, n-1]^T$ , po przyjęciu macierzy diagonalnych  $\mathbf{M} \stackrel{\text{def.}}{=} \text{diag}\{M_i : i = 1, 2, \dots, n\}$ ,  $\mathbf{D} \stackrel{\text{def.}}{=} \text{diag}\{D_i : i = 1, 2, \dots, n\}$ , układ równań (2.6) ma postać [6]

$$\dot{\sigma} = \mathbf{T} \mathbf{X}, \quad (2.12a)$$

$$\dot{\mathbf{X}} = -\mathbf{M}^{-1}[\mathbf{T}^T \mathbf{f}(\sigma) + \mathbf{D}\mathbf{X}] + \mathbf{M}^{-1} \mathbf{T}^T \mathbf{P}, \quad (2.12b)$$

gdzie wektor transformacji  $\mathbf{T} = [\mathbf{I}_{n-1}, \mathbf{e}] \in R^{(n-1) \times n}$ ,  $\mathbf{e} = [-1, -1, \dots, -1]^T$ , a  $\mathbf{I}_{n-1}$  jest macierzą jednostkową rzędu  $n-1$ . Układ równań (2.12) ma rozwiązanie przy założeniu  $\sum_{i=1}^n \mathbf{P}_i = \mathbf{0}$ .

Punkty równowagi SEE opisanego układem równań różniczkowych (2.12) określają relacje

$$\mathbf{T} \mathbf{X}^0 = \mathbf{0}, \quad (2.13a)$$

$$\mathbf{T}^T [\mathbf{f}(\sigma^0) - \mathbf{P}^0] + \mathbf{D} \mathbf{X}^0 = \mathbf{0}. \quad (2.13b)$$

Przekształcając zależności (2.13) otrzymuje się

$$\mathbf{T} \mathbf{X}^0 = -\mathbf{T} \mathbf{D}^{-1} \mathbf{T}^T [\mathbf{f}(\sigma^0) - \mathbf{P}^0] + \mathbf{D} \mathbf{X}^0 = \mathbf{0}. \quad (2.14)$$

Macierz  $\mathbf{D}$  zawierająca współczynniki tłumienia jest dodatnia. Na podstawie nierówności Sylwestra [1] można wykazać, że iloczyn  $\mathbf{T} \mathbf{D}^{-1} \mathbf{T}^T$  jest macierzą nieosobliwą rzędu  $(n-1)$ . Wynika stąd, że relacje (2.13a) i (2.14) spełnione mogą być tylko wtedy, gdy

$$\mathbf{f}(\sigma^0) = \mathbf{P}^0 \quad \text{i} \quad \mathbf{X}^0 = \mathbf{0}. \quad (2.15)$$

Przyjęcie nowych zmiennych  $\mathbf{Y} = \sigma - \sigma^0$  oraz  $\mathbf{F}(\mathbf{Y} + \sigma^0) - \mathbf{f}(\sigma^0)$  i uwzględnienie zależności (2.15) pozwala układ równań (2.12) zapisać w postaci

$$\dot{\mathbf{Y}} = \mathbf{C}\mathbf{X}, \quad (2.16a)$$

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} - \mathbf{B}\mathbf{F}(\mathbf{Y}). \quad (2.16b)$$

Rozwiązaniem układu równań (2.16) są macierze  $(\mathbf{Y}, \mathbf{X}) = (\mathbf{0}, \mathbf{0})$ . W efekcie  $2n-1$  równań wyznacza w przestrzeni  $R^{n-1} \times R^n$  odosobnione punkty równowagi.

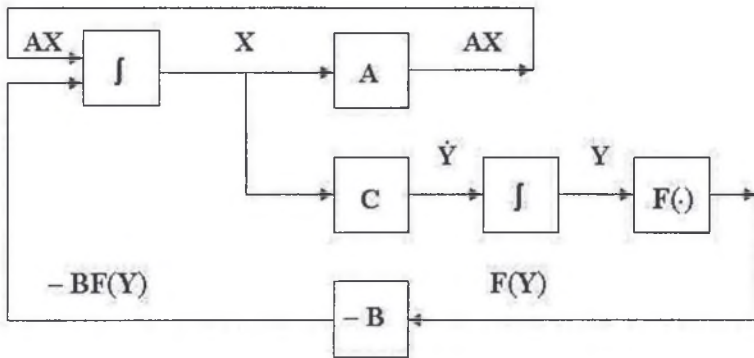
Jeżeli system będzie nietłumiony, czyli  $\mathbf{D} = \mathbf{0}$ , wtedy punkty określane są po rozwiązaniu układu równań

$$\mathbf{T} \mathbf{X}^0 = \mathbf{0}, \quad (2.17a)$$

$$\mathbf{T}^T [\mathbf{f}(\sigma^0) - \mathbf{P}^0] = \mathbf{0}. \quad (2.17b)$$

Rozwiązanie układu równań (2.17) nie wyznacza już odosobnionych punktów w przestrzeni  $R^{n-1} \times R^n$ , ale stanowi ich ciąg lub linię.

Schemat strukturalny modelu (2.16), systemu bez regulacji prędkości obrotowej turbiny, przedstawiono na rys. 2.2.



Rys. 2.2. Schemat strukturalny modelu systemu bez układu regulacji prędkości obrotowej turbiny  
Fig. 2.2. The structural diagram of the system model without the turbine governing system

### 2.2.3. Model stanu systemu elektroenergetycznego z uwzględnieniem układu regulacji prędkości obrotowej turbiny

Stosowane powszechnie w analizie równowagi dynamicznej założenie, przyjmujące stałość mocy mechanicznej w czasie trwania stanu nieustalonego, jest zazwyczaj słuszne przy stosunkowo dużych, w porównaniu z okresem przejściowym, stałych czasowych układów regulacji pierwotnej. Coraz częściej stosowane są jednak bardzo szybkie układy regulacji o stałych czasowych porównywalnych z czasem trwania stanu nieustalonego. Wpływ układu regulacji powinien wtedy być brany pod uwagę. Wielkość mocy przyjmowana w powyższych rozważaniach, w takim przypadku, musi być powiększona o składnik  $\Delta P_m$  uwzględniający oddziaływanie układu regulacji. Zależność (2.3) przyjmuje wtedy postać

$$P_{mi} = P_{mi}^o - |E_i|^2 G_{ii} + \Delta P_{mi} = P_i + \Delta P_{mi}, \quad i = 1, 2, \dots, n. \quad (2.18)$$

Jeżeli transmitancja operatorowa  $\Delta P_{mi}$  względem  $\Delta \omega_i$  będzie pierwszego rzędu [6], czyli

$$W_i(s) = \frac{\Delta P_{mi}(s)}{\Delta \omega_i(s)} = -\frac{K_i}{s + 1/T_i}, \quad K_i, T_i > 0, \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad (2.19)$$

wtedy dynamikę regulatora  $i$ -tej maszyny można opisać układem równań

$$\begin{aligned} \dot{Z}_i &= l_i Z_i + g_i X_i, \\ \Delta P_{mi} &= h_i Z_i, \end{aligned} \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (2.20)$$

gdzie  $Z_i$  jest zmienną stanu.

Porównując (2.19) i (2.20) można zauważyć, że współczynniki ( $l_i$ ,  $g_i$ ,  $h_i$ ) odpowiadają  $(-1/T_i, -K_i, 1)$ .

Definiując  $\mathbf{Z} = [Z_i : i = 1, 2, \dots, n]^T \in R^n$ ,  $\Delta \mathbf{P} = [\Delta P_{mi} : i = 1, 2, \dots, n]^T \in R^n$  oraz macierze  $\mathbf{L} = \{l_i : i = 1, 2, \dots, n\} \in R^{n \times n}$ ,  $\mathbf{G} = \{g_i : i = 1, 2, \dots, n\} \in R^{n \times n}$ ,  $\mathbf{H} = \{h_i^T : i = 1, 2, \dots, n\} \in R^{n \times n}$  otrzymuje się układ równań

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{Z}} &= \mathbf{L} \mathbf{Z} + \mathbf{G} \mathbf{X}, \\ \Delta \mathbf{P} &= \mathbf{H} \mathbf{Z}, \end{aligned} \quad (2.21)$$

opisujący dynamikę  $n$  regulatorów prędkości obrotowej turbiny.

Macierze  $\mathbf{L}$ ,  $\mathbf{G}$  i  $\mathbf{H} = \mathbf{I}_n$  są macierzami diagonalnymi w  $R^{n \times n}$  i dlatego można włączyć układ równań (2.21) do układu (2.12). W efekcie otrzymuje się układ

$$\begin{aligned} \dot{\boldsymbol{\sigma}} &= \mathbf{T} \mathbf{X}, \\ \dot{\mathbf{X}} &= -\mathbf{M}^{-1} [\mathbf{T}^T \mathbf{f}(\boldsymbol{\sigma}) + \mathbf{D} \mathbf{X}] + \mathbf{M}^{-1} \mathbf{T}^T \mathbf{P} + \mathbf{M}^{-1} \Delta \mathbf{P}, \end{aligned} \quad (2.22)$$

gdzie  $\mathbf{P} = [P_1, P_2, \dots, P_{n-1}]^T \in R^{n-1}$  jest wektorem mocy mechanicznej w stanie ustalonym.

Przyjęcie nowej zmiennej  $\mathbf{X}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{X} \\ \mathbf{Z} \end{bmatrix}$  oraz macierzy

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\mathbf{M}^{-1} \mathbf{D} & \mathbf{M}^{-1} \mathbf{H} \\ \mathbf{G} & \mathbf{L} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{M}^{-1} \mathbf{T}^T \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_1 = [\mathbf{T}, \mathbf{0}],$$

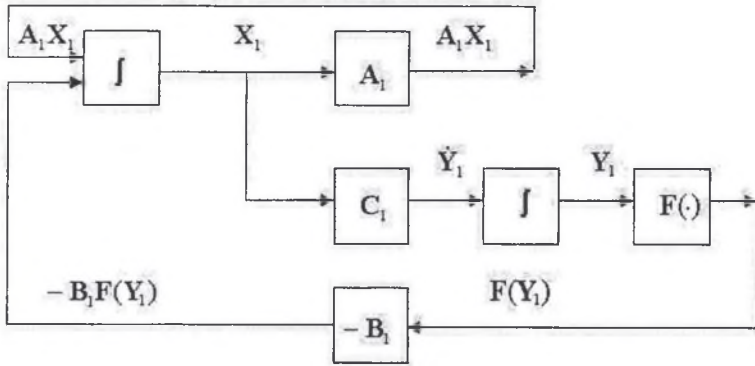
pozwała zapisać układ równań (2.22) w postaci

$$\dot{\mathbf{Y}}_1 = \mathbf{C}_1 \mathbf{X}_1, \quad (2.23a)$$

$$\dot{\mathbf{X}}_1 = \mathbf{A}_1 \mathbf{X}_1 - \mathbf{B}_1 \mathbf{F}(\mathbf{Y}). \quad (2.23b)$$



Schemat strukturalny modelu (2.23), systemu z regulacją prędkości obrotowej turbiny, przedstawiono na rys. 2.3.



Rys. 2.3. Schemat strukturalny modelu systemu z regulacją prędkości obrotowej turbiny  
Fig. 2.3. The structural diagram of the system model with the turbine governing system

Porównując modele (2.23) i (2.16) można stwierdzić, że są one tego samego typu. Na podstawie analogicznej jak w p. 2.1.2 analizy można wykazać, że warunkiem  $(Y^0, X^0)$  rozwiązania układu (2.23) jest spełnienie zależności

$$f(\sigma^0) = P^0 \quad \text{oraz} \quad X^0 = 0. \quad (2.24)$$

Przedstawiony model może mieć zastosowanie także do innych transmitancji regulatora.

Model (2.23) był wykorzystany w pierwszych badaniach symulacyjnych [6, 7, 9]. Na ich podstawie dokonano modyfikacji modelu, celem urealnienia wyników tak, aby uzyskać odwzorowanie rzeczywistych procesów, które występują w SEE w stanach: przedzakłóceniovym, zakłóceniovym i pozakłóceniovym. Wprowadzone modyfikacje dotyczą modelu układu prędkości obrotowej turbiny i są przedstawione w kolejnych podpunktach.

Do rozważań przyjęto rzadko wprawdzie występujący, ale groźny z punktu widzenia stabilności globalnej, przypadek zwarcia trójfazowego na szynach generatorowych jednego z wzajemnie połączonych podsystemów ekwiwalentu cztero- i siedmiomaszynowego krajowego SEE i siedmiomaszynowego modelu CIGRE 220 kV. Analizowano także, mogące doprowadzić do utraty stabilności, wolnozmiennie oscylacje mocy.

Przyjęta koncepcja zakładała, że sterowanie zmierzające do likwidacji stanu nieustalonego jest zdecentralizowane. Wykorzystuje ono tylko wielkości, które są dostępne i mierzalne lokalnie w danym podsystemie. Nie występuje więc problem uwzględniania interakcji. Wzajemne oddziaływania pomiędzy połączonymi ze sobą podsystemami odwzorowują jednak, w każdej chwili próbkowania, bilanse mocy elektrycznych i mechanicznych.

Poszukując sposobu skuteczniejszego tłumienia kołysań w stanach nieustalonych, postawiono tezę, że zastosowanie stabilizatorów wspomagających działanie klasycznych układów regulacji znacznie wydłuży dopuszczalny czas trwania zwarcia, zmniejszy amplitudy kołysań w stanie nieustalonym, skracając jednocześnie czas jego trwania. Dlatego badania porównawcze dotyczyły modeli bez regulacji prędkości obrotowej z klasyczną, ale szybką

regulacją oraz ze stabilizatorami adaptacyjnymi tradycyjnymi, neuronowymi, rozmytymi i rozmyto-neuronowymi.

#### 2.2.4. Model matematyczny systemu elektroenergetycznego z regulacją wzbudzenia

Model matematyczny systemu elektroenergetycznego z regulacją wzbudzenia oznacza rezygnację z założenia stałości sem. Konsekwencją powyższego jest występowanie w równaniu

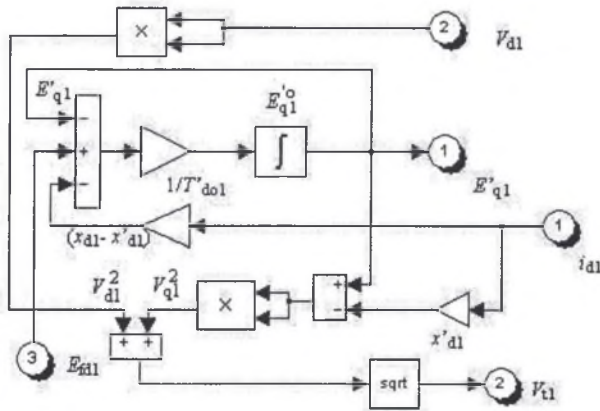
$$M_i \ddot{\delta}_i + D_i \dot{\delta}_i = P_i - E_i \sum_{\substack{j=1 \\ i \neq j}}^n E_j B_{ij} \sin(\delta_i - \delta_j), \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (2.25)$$

sił elektromotorycznych (sem)  $E$  generatorów zastępczych  $i, j$ , nie jako stałych wielkości, ale funkcji czasu  $E_{i,j} = f(t)$  będących trajektoriami rozwiązań równań różniczkowych. Wymaga to odwzorowania dynamiki układu automatycznej regulacji wzbudzenia (ARW) oraz napięcia (ARN).

Biorąc pod uwagę typowe zastępcze stałe czasowe [130, 131] obwodów stojana i wirnika, przy pominięciu wpływu uzwojeń tłumiących w stanach zakłóceń, równanie różniczkowe uwzględniające zmienność sem  $i$ -tego generatora w osi poprzecznej ma następującą postać [106, 139, 146]

$$T'_{doi} \dot{E}'_{qi} = E_{fdi} - E'_{qi} - (x_{di} - x'_{di}) i_{di}, \quad i = 1, 2, \dots, n. \quad (2.26)$$

Schemat strukturalny modelu odpowiadający układowi równań (2.26) pokazano na rys. 2.4.



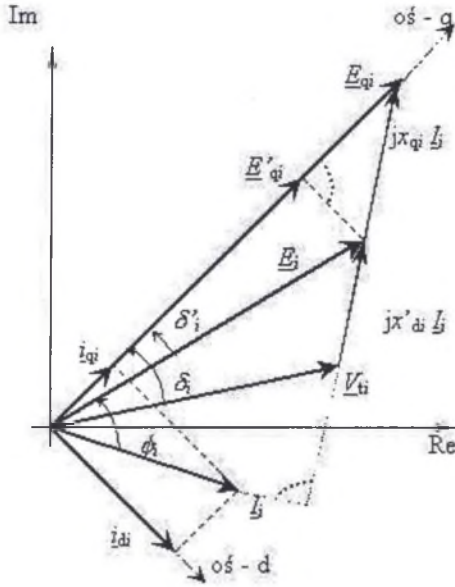
Rys. 2.4. Schemat blokowy modelu siły elektromotorycznej  $E'_q$  generatora G1  
Fig. 2.4. Block diagram of the transient internal emf  $E'_q$  model of the generator G1

Znalezienie relacji pomiędzy wielkościami  $E_t$  oraz  $E'_{qi}$  umożliwi analiza wykresu wektorowego generatora w stanie ustalonym przedstawionego na rys. 2.5.

Równanie (2.26) w przypadku SEE  $n$ -maszynowego przyjmuje postać

$$T'_{doi} \dot{E}_i = E_{fdi} / \cos \delta'_i - E_i + (x_{di} - x'_{di}) \sum_{j=1}^n B_{ij} E_j \cos (\delta_i - \delta_j) - \tan \delta'_i (x_{di} - x'_{di}) \sum_{j=1}^n B_{ij} E_j \sin (\delta_i - \delta_j), \quad i = 1, 2, \dots, n. \quad (2.27)$$

Kąt  $\delta'_i$  jest mały i w czasie pierwszych kołysań po wystąpieniu zwarcia zmiany jego amplitudy nie przekraczają przedziału  $\pm 0.04$  rad [139]. Możliwe więc jest założenie jego stałości i pominięcie ostatniego członu równania (2.27).



Rys. 2.5. Wykres wektorowy napięć i prądów generatora w osiach d, q  
Fig. 2.5. Phasor diagram of the voltages and currents for the generator in the d, q axes

Przyjmując powyższe założenie i zakładając, że w stanie ustalonym  $E_i = E_i^0$ , a  $\delta_i = \delta_i^0$  oraz  $\delta_j = \delta_j^0$  równania różniczkowe (2.6) i (2.8)  $i$ -tego generatora, lub zastępczego podsystemu wielomaszynowego SEE $_i$  można przedstawić w następującej postaci [98]

$$M_i \ddot{\delta}_i + D_i \dot{\delta}_i = \sum_{j=1}^n B_{ij} \{ E_i^0 E_j^0 \sin (\delta_i^0 - \delta_j^0) - E_i E_j \sin (\delta_i - \delta_j) \}, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (2.28)$$

$$\dot{E}_i = -\alpha_i (E_i - E_i^0) - \beta_i \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n B_{ij} E_j \{ \cos (\delta_j^0 - \delta_j^0) - \cos (\delta_i - \delta_j) \}, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (2.29)$$

gdzie

$$\alpha_i = [ 1 - (x_{di} - x'_{di}) B_{ii} ] / T'_{doi}, \quad \beta_i = (x_{di} - x'_{di}) / T'_{doi}, \quad i = 1, 2, \dots, n. \quad (2.30)$$

Równania (2.28) i (2.29) dotyczą stanu pozakłóceniewego, a indeks "0" oznacza po zakłóceniu stabilny punkt równowagi.

Definiując dodatkowy wektor stanu  $\Delta E$  w przestrzeni  $(3n-1)$ -wymiarowej

$$\Delta E_i = (E_i - E^0_i), \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (2.31)$$

wektory wyjścia  $(m+n)$ -wymiarowe  $\sigma$

$$\begin{aligned} \sigma_k &= (\delta_{ij} - \delta_{ij}^0), & k &= 1, 2, \dots, m, \\ \sigma_k &= (E_i - E^0_i), & k &= m+1, m+2, \dots, m+n, \end{aligned} \quad (2.32)$$

gdzie  $k = (i-1)n - (i+1)/2 + j$ ,  $m = n(n-1)/2$  oraz  $i = 1, 2, \dots, n-1$  i  $j = 1, 2, \dots, n$  [139], i wprowadzając do nieliniowej funkcji  $F(\sigma)$  drugą funkcję wektorową, czyli

$$F(\sigma) = [f_1^T(\sigma) \ f_2^T(\sigma)], \quad (2.33)$$

gdzie  $f_1(\sigma)$  -  $m$ -wymiarowa funkcja wektorowa określona relacją

$$f_{1k} = B_{ij} [E_i E_j \sin(\sigma_k - \delta_{ij}^0) - E^0_i E^0_j \sin(\delta_{ij}^0)],$$

$$\text{dla } k = 1, 2, \dots, m, \quad i = 1, 2, \dots, n-1, \quad j = 1, 2, \dots, n, \quad (2.34)$$

a  $f_2(\sigma)$  -  $(n+m)$ -wymiarowa funkcja wektorowa określona relacją

$$f_{2i} = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n B_{ij} E_j (\cos \delta_{ij}^0 - \cos \delta_{ij}), \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad (2.35)$$

układ równań (2.28) i (2.29) można zapisać w analogicznej do (2.16) postaci

$$\dot{\sigma} = C_2 X_2, \quad (2.36a)$$

$$\dot{X}_2 = A_2 X_2 - B_2 F(\sigma), \quad (2.36b)$$

gdzie wektor  $X_2$  w  $(4n-1)$ -wymiarowej przestrzeni stanów uwzględniający (2.20)

$$X_2 = \begin{bmatrix} X_1 \\ \Delta E \end{bmatrix}. \quad (2.37)$$

Porównując modele (2.23) i (2.36) można stwierdzić, że są one tego samego typu. Na podstawie analogicznej jak w p. 2.1.2 analizy można wykazać, że warunkiem  $(\sigma^0, X^0_2)$  rozwiązania układu (2.36) jest spełnienie zależności

$$F(\sigma^0) = 0 \quad \text{oraz} \quad X^0_2 = 0. \quad (2.38)$$

Należy podkreślić, że przedstawiony model może mieć zastosowanie do dowolnego schematu zastępczego regulatora.

Układ regulacji sem  $E_{fdi}$  można odwzorować za pomocą relacji:

$$T_{Ai} \dot{E}_{fdi} - E_{fdi} = K_{Ai} (V_{zi} - V_{ui} + U_{PSSi}), \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad (2.39)$$

gdzie

$$V_{ui} = \sqrt{V_{di}^2 + V_{qi}^2}, \quad (2.40)$$

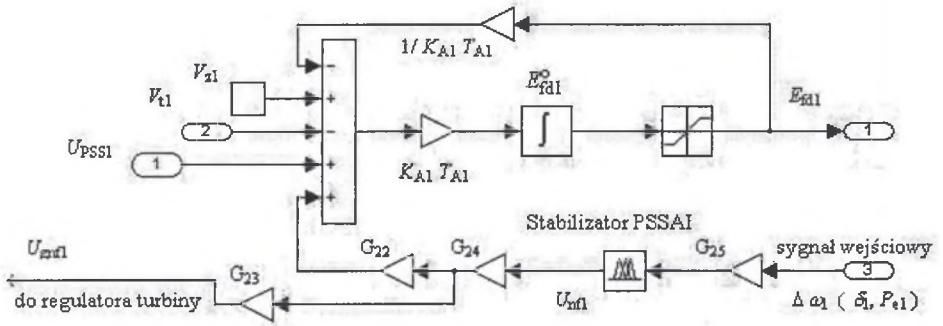
oraz

$$V_{di} = x_{qi} E_i \sin \delta_i / (x_e + x_q) \quad \text{i} \quad V_{qi} = E'_{qi} - x'_{di} i_{di}, \quad (2.41)$$

a w stanie ustalonym  $E_{fdi} = E^{\circ}_{fdi}$ .

Objaśnienie poszczególnych oznaczeń zawiera wykaz oznaczeń.

Schemat strukturalny modelu odpowiadający układowi równań (2.39) pokazano na rys. 2.6.



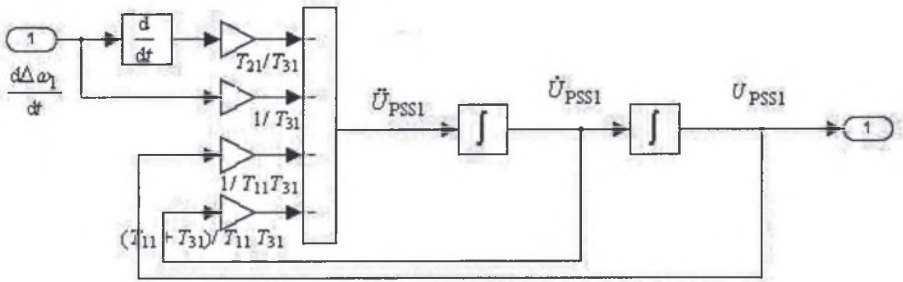
Rys. 2.6. Schemat blokowy modelu sem wzbudzenia  $E_{fd}$  zastępczego generatora nr 1  
Fig. 2.6. Block diagram of the excitation emf  $E_{fd}$  model of the equivalent subsystem no. 1

W schemacie blokowym pokazanym na rys. 2.6 uwzględniono dodatkowe elementy, realizujące pętlę sprzężenia zwrotnego, jaką stanowi obwód stabilizatora PSSAI. Sygnały stabilizujące  $U_{nfi}$  i  $U_{gnf}$  z PSSAI są zmiennymi, które uzupełniają równania różniczkowe (2.39) oraz (2.21). Ogólna struktura układów regulacji ze stabilizatorami PSSAI jest pokazana na rys. 3.7.

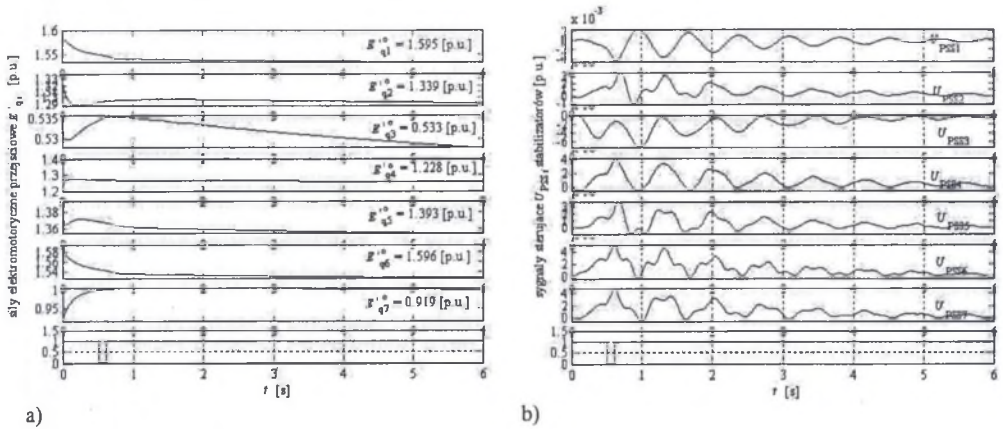
Występująca w równaniu (2.39) wielkość  $U_{PSS}$  jest sygnałem pochodzącym od stabilizatora systemowego (PSS), którego zadaniem jest zwiększenie tłumienia małych kołysań wirników. Połączenie szeregowe idealnego członu różniczkującego, który powinien zapewniać tłumienie przy słabych obciążeniach i członów korekcyjnych wprowadzających dodatkowe przesunięcie fazowe między  $E_{fd}$  i  $P_e$  przy dużych obciążeniach, determinuje postać transmitancji operatorowej PSS. Przyjmując, że sygnałem wejściowym PSS jest sygnał proporcjonalny do odchylenia prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej, klasyczny PSS można odwzorować za pomocą następującego równania różniczkowego

$$T_i T_{2i} \ddot{U}_{PSSi} + (T_i + T_{2i}) \dot{U}_{PSSi} + U_{PSSi} = -T_i \Delta\dot{\omega}_i - T_i T_{1i} \Delta\ddot{\omega}_i, \quad i = 1, 2, \dots, n. \quad (2.42)$$

Schemat strukturalny modelu odpowiadający układowi równań (2.42) pokazano na rys. 2.7.



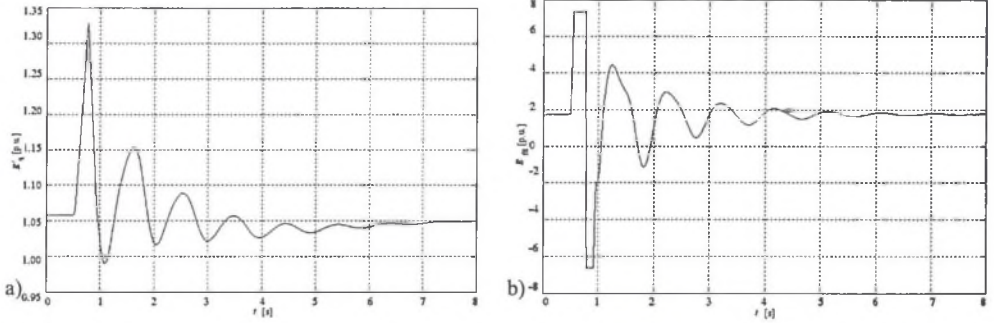
Rys. 2.7. Schemat blokowy modelu klasycznego stabilizatora systemowego zastępczego generatora nr 1  
 Fig. 2.7. Block diagram of conventional power system stabilizer model of the equivalent subsystem no. 1



Rys.2.8. Przebiegi siły elektromotorycznej  $E'_{qi}$  (a) i sygnałów  $U_{PSSi}$  (b) w siedmiomaszynowym SEE po zwarciu trójfazowym na sznycach zastępczego generatora 1; chwila wystąpienia zwarcia –  $t_0=0.50$  s,  $t_2=0.12$  s  
 Fig. 2.8. Transient internal emf  $E'_{qi}$  and the signal  $U_{PSSi}$  transients to a three-phase to ground fault applied on the busbar of the equivalent generator 1, at time  $t_0=0.50$  s and cleared after  $t_2=0.12$  s, in seven – machine power system

Dobór parametrów stabilizatorów konwencjonalnych dokonywany jest w taki sposób, aby możliwe było zachowanie stabilności lokalnej. Skuteczność ich oddziaływania, w systemach wielogeneratorowych, zależy zarówno od ich parametrów, jak i od lokalizacji. Obliczenia optymalizacyjne wykonuje się wykorzystując wartości własne macierzy stanu SEE, zlinearyzowanego w założonych punktach pracy [130].

Przykładowe przebiegi przejściowe sem  $E'_{qi}$  oraz sygnałów  $U_{PSSi}$  stabilizatorów po zasymulowaniu, w SEE siedmiomaszynowym, zwarcia na sznycach pierwszego podsystemu, załączonego w  $t_0 = 0.1$  s i trwającego  $t_2 = 0.12$  s, pokazano na rys. 2.8. Analizując zmienność w stanie nieustalonym sem  $E'_{qi}$  można zauważyć niewielkie ich oscylacje. Ustalenie się przebiegów następuje w miarę tłumienia kołysań i trwa około 8 s. Na podkreślenie zasługuje, że w SEE jednomaszynowym zmienność tej sem jest bardzo duża, co można zauważyć porównując rys. 2.8 oraz 2.9a.



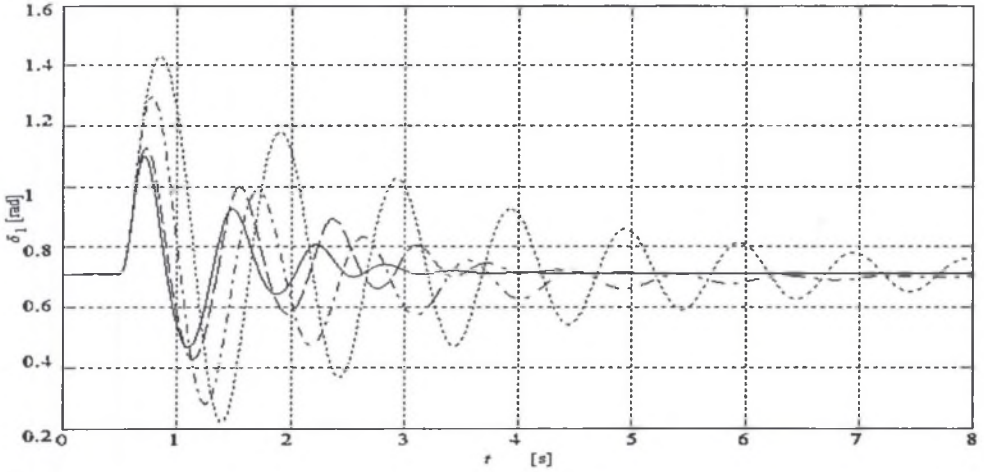
Rys. 2.9. Przebiegi siły elektromotorycznej  $E'_q$  (a) i sem wzbudzenia  $E_{fd}$  (b) w jednomaszynowym SEE  
 Fig. 2.9. Transient internal emf  $E'_q$  (a) and the excitation emf  $E_{fd}$  (b) transients in one machine infinite bus system

Sygnaly sterujace  $U_{PSS}$  stabilizatorow PSS wykazuja silne nieliniowosci. Ich wielkosc jest scisle skorelowana z umiejscowieniem PSS w SEE i ich odlegloscia od miejsca zaklucenia. Najwieksza wartosc ma sygnal PSS generatora, na ktorego szynach wystapilo zwarcie, a najwczesniej zanika sygnal PSS generatora najbardziej odpornego na zaklucenie. Zarowno wielkosc generowanych sygnalow, jak i wyniki wielokrotnych symulacji potwierdzaja, ze stabilizatory konwencjonalne nie sa w stanie skutecznie wytlumic kolysan bedacych efektem dluzej trwajacych zaklucen zwarciovych [23]. Konwencjonalne PSS dzialaja skutecznie, niestety tylko w malym otoczeniu punktu pracy. Nie moga one zapewnic stabilnosci wielomaszynowych SEE przy duzych awariach [99].

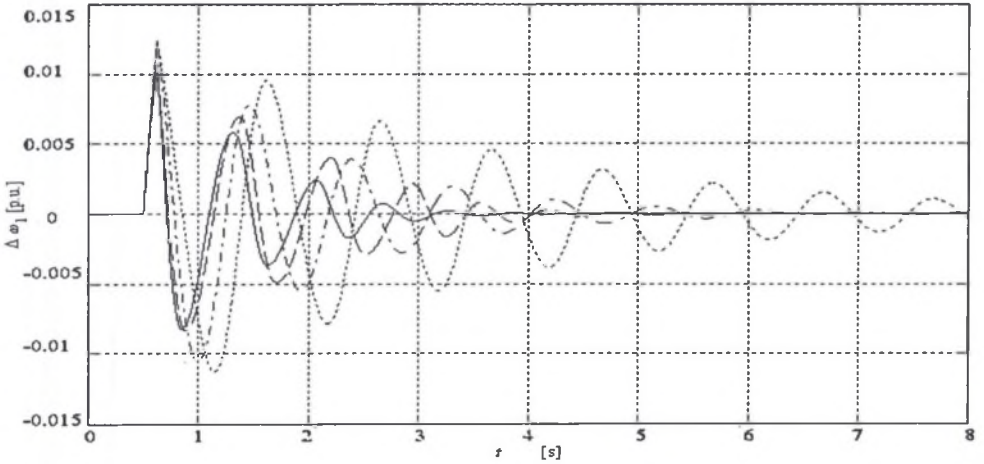
Poprawe stabilnosci potrafia jednak zapewnic dodatkowe adaptacyjne stabilizatory neuronowe, rozmyte i neuro-rozmyte rownolegle pracujace z konwencjonalnymi PSS i takimi samymi stabilizatorami dołączanymi do układow regulacji prędkości obrotowej turbin. Zagadnieniom związanym z zastosowaniem tych skutecznych narzedzi do poprawy stabilnosci SEE i zwiększenia jej obszaru [34] beda poświęcone kolejne rozdzialy.

Nasuwa się pytanie o wpływ poszczególnych układow regulacji na kolysania w stanach nieustalonych. Należy podkreślić, że porównanie wyników symulacji zwarć w SEE zawierajacych układy uwzględniajace regulacje RT, AWR i ARN z układow bez nich, przy krótkotrwalych zwiarcich w wielomaszynowym SEE, wykazuje występowanie bardzo nieznacznych różnic amplitud odchylen  $\Delta\omega$  i katów  $\delta$  w obu przypadkach. Widoczny pozytywny wpływ obserwuje się przy dluzszych zwiarcich i jednoczesnym zastosowaniu stabilizatorow wykorzystujacych sztuczna inteligencje (PSSAI) [37]. Zostanie to pokazane w dalszej czesci niniejszej pracy (rozd. 5,6). Pogladowa ocene mozna uzyskac przeprowadzajac obliczenia symulacyjne w SEE jednomaszynowym polaczonym z siecia sztywna. Wyniki obliczen przedstawiono na rys. 2.10.

Na rys. 2.10a zestawiono zarejestrowane przebiegi kąta  $\delta$  natomiast na rys. 2.10b odchylenia prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej. Zwarcie, trwajace  $t_z = 0.12$  s, symulowano w czasie  $t_o = 0.5$  s. Linia ciagla kreslono przebiegi, gdy SEE odwzorowywany byl przez model z regulatorami RT, ARW i ARN ( $P_m, E'$  regulowane), kropkowa bez regulatorow ( $P_m, E' = \text{const}$ ), przerywana przy dzialaniu regulatora turbiny RT ( $E' = \text{const}$ ), a przerywana z kropka przy dzialaniu regulatorow ARW i ARN ( $P_m = \text{const}$ ).



a)



b)

Rys.2.10. Przebiegi kąta  $\delta$  (a) oraz odchylenia prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej (b) w jednomaszynowym SEE po zwarciu trójfazowym na szynach zastępczego generatora: chwila wystąpienia zwarcia -  $t_0 = 0.50$  s,  $t_z = 0.12$  s; linia ciągła -  $P_m, E'$  regulowane, kropkowana -  $P_m, E' = \text{const}$ , kropkowana + przerywana -  $P_m = \text{const}$ , przerywana -  $E' = \text{const}$

Fig. 2.10. Power angle  $\delta$  (a) and speed deviation  $\Delta\omega$  (b) transients of the equivalent generator connected to an infinite bus system, to a three-phase to ground fault applied on the busbar at time  $t_0 = 0.50$  s and cleared after  $t_z = 0.12$  s; solid line -  $P_m, E' = \text{variab.}$ , dotted line -  $P_m, E' = \text{const.}$ , dash-dot line -  $P_m = \text{const}$ , dashed line -  $E' = \text{const}$

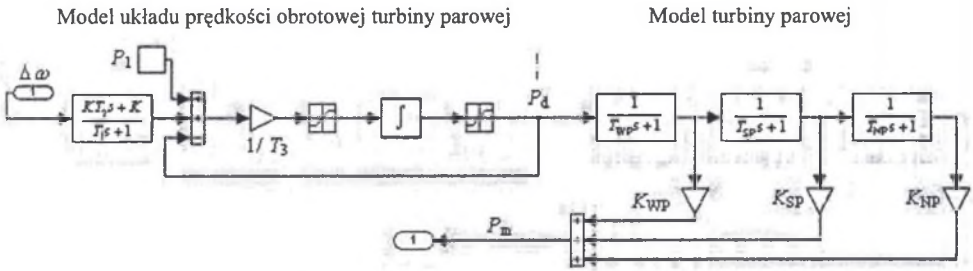
Nieuwzględnienie układów regulacji RT, ARW oraz ARN powoduje, że amplitudy przebiegów przejściowych są znacznie większe, a czas kołysań dłuższy. Większy wpływ zaobserwować można w przebiegach kąta  $\delta$ . W stosunku do amplitudy pierwszego wychylenia SEE z regulatorami moduł amplitudy wzrasta około 8% (gdy  $E' = \text{const}$ ), 21% (gdy  $P_m = \text{const}$ ) i 27% (gdy  $E', P_m = \text{const}$ ).



## 2.3. Model turbiny i układu jej regulacji w stanach zakłóceńowych

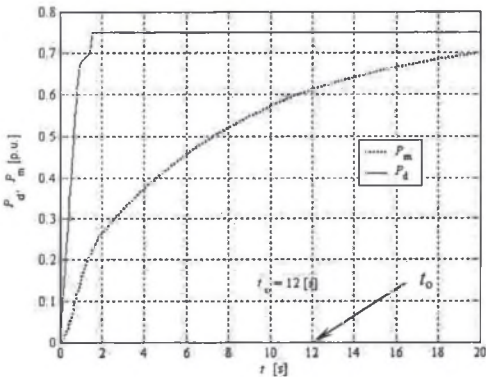
### 2.3.1. Model turbiny parowej z przegrzewaczem i uzasadnienie konieczności jego modyfikacji

Obliczenia symulacyjne mają swoją specyfikę. Dlatego ważną rolę przy aplikacji modelu odgrywa znajomość procesu obliczeniowego. Bezkrytyczne zastosowanie modeli, uznanych za zweryfikowane, może być przyczyną błędów w wynikach. Zagadnienie to zostanie zilustrowane poniżej na przykładzie zastosowania, cytowanego w wielu publikacjach, dynamicznego modelu turbiny i układu regulacji prędkości obrotowej, rekomendowanego przez IEEE [85, 87-8], a oznaczonego jako *ieceg1*. Schemat strukturalny tego modelu przedstawiono na rys. 2.11.



Rys. 2.11. Schemat strukturalny modelu turbiny i układu regulacji prędkości obrotowej  
Fig. 2.11. The structural model of the steam turbine and governing system

Wielkościami wejściowymi układu regulacji jest odchylenie prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej oraz moc zadana  $P_1$ . Model ten uwzględnia udziały części: nisko-, średnio- i wysokoprężnej. Wielkością wyjściową, która jest równocześnie wielkością wejściową do modelu turbiny, jest  $P_d$  – moc przenoszona przez przepływ pary wodnej [130]. Wielkość  $P_m$  to moc mechaniczna doprowadzona do generatora z turbiny.



Rys. 2.12. Przebiegi mocy mechanicznej turbiny  $P_m$  oraz mocy  $P_d$ ; zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.12$  s załączono w chwili  $t_0 = 12$  s

Fig. 2.12. Turbine power  $P_m$  and power  $P_d$  variations; three-phase to ground fault occurs at  $t_0 = 12$  s and was cleared after  $t_z = 0.12$  s

Wielkość  $P_1$  odpowiada wielkości  $P_i$  z relacji (2.18). Jest do niej dodawany składnik  $\Delta P_m$ , będący funkcją  $\Delta\omega$ . Obecność w modelu układu prędkości obrotowej turbiny parowej członu całkującego (rys. 2.11) powoduje, że w pierwszej chwili po rozpoczęciu symulacji wartość  $P_d$  przyjmie wartość równą 0 i  $\Delta\omega = 0$ . W miarę upływu czasu wartość  $P_d$  zwiększa się, zgodnie ze stałą czasową obwodu, gdyż  $P_1 = P_1^0 \neq 0$ .

Badanie stanów przejściowych będących efektem dużych zakłóceń, a do takich zaliczają się zwarcia trójfazowe, wymaga szczegółowej analizy zachowania się modelu i jego reakcji na występujące wymuszenia. Wydaje się, że przeprowadzenie analizy porównawczej przebiegów przejściowych jest właściwą metodą oceny

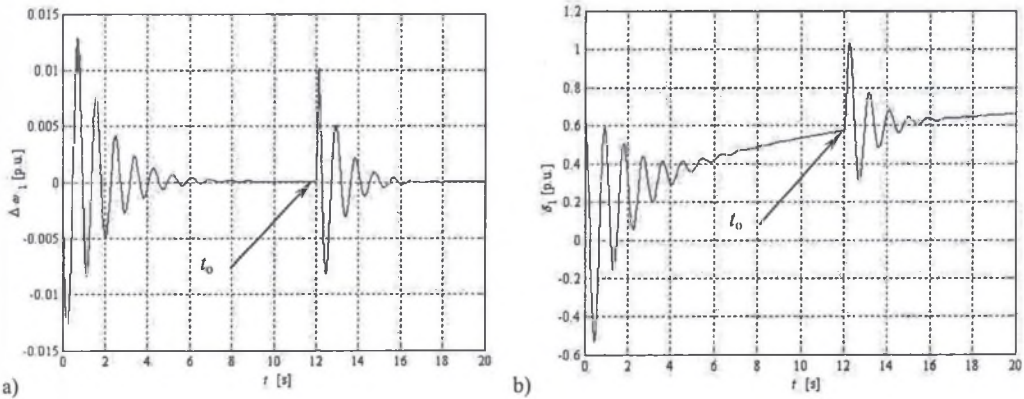
przydatności poszczególnych modeli. Z tego powodu wykonano symulację zwarcia trójfazowego w SEE jednomaszynowym, pokazanym na rys. 1.2 oraz Z.1.4. Założono typowe parametry SEE [104] oraz zamieszczone w [130] parametry modelu z rys. 2.11. Na rys. 2.12 zestawiono przebiegi  $P_d = f(t)$  oraz  $P_m = f(t)$  otrzymane z trwającej 20 s symulacji. Zwarcie, które trwało  $t_z = 0.12$  s, załączono po 12 sekundach trwania obliczeń ( $t_0$ ).

Moc  $P_d$  osiągnęła wartość 0.75 p.u., odpowiadającą mocy mechanicznej zadanej  $P_1^0$ , dopiero po czasie około 1.75 s (rys. 2.12). Chwilowe wartości  $P_d$  podawane są na wejście członu inercyjnego części wysokoprężnej. Wyjście z tego bloku jest wejściem do bloku odwzorowującego część średnioprężną, a wartość pomnożona przez współczynnik udziału  $K_{wp}$  stanowi jeden z trzech składników (27.7 %) mocy mechanicznej  $P_m$ . Udziały części średnioprężnej to 37.6 %, natomiast niskoprężnej 34.7 %. Człony inercyjne części wysoko-, średnio- i niskoprężnych wprowadzają dodatkowe opóźnienie w przepływie sygnału przez model.

Uwzględnienie trójstopniowego modelu turbiny powoduje wykładnicze narastanie mocy mechanicznej w czasie całej symulacji. Po czasie 20 sekund osiąga ona dopiero wartość 0.93%  $P^0$ . Jest to przyczyną wystąpienia stanu nieustalonego w systemie, kołysań, których amplitudy są większe od tych, które generuje modelowane, w 12 sekundzie trwania symulacji, zwarcie trójfazowe.

Niekorzystną cechą jest, iż  $P_m$ , występująca we wzorze (2.1) i na schemacie 2.1, osiąga wartość 0.70 p.u. dopiero po czasie około 20 s. Na rys. 2.12 przebieg  $P_m$  w czasie, od chwili rozpoczęcia symulacji, wykreślono linią kropkowaną.

Wolno narastający przebieg  $P_m$  powoduje, że do 20 s występuje stałe niezbilansowanie prawej strony równania różniczkowego (2.1), nawet przy braku zakłócenia. Jest to przyczyną wystąpienia stanu nieustalonego. Tłumienie kołysań postępuje w miarę zbliżania się do stanu równowagi i pokazane jest na rys. 2.13, 2.14 i 2.15.



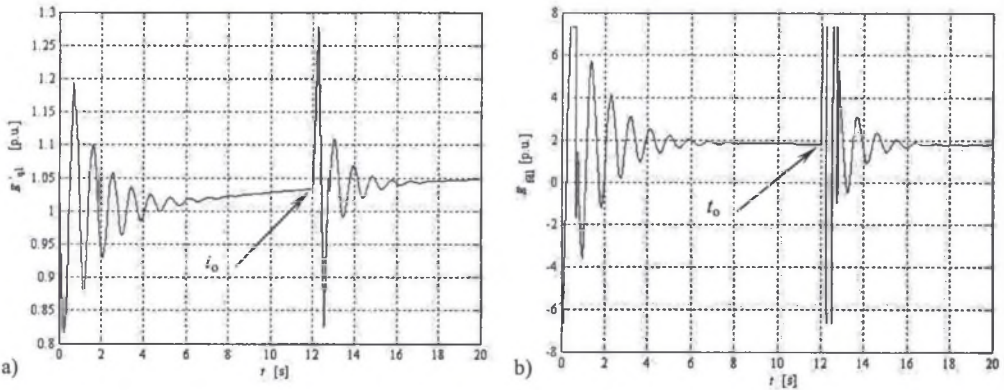
Rys. 2.13. Przebiegi przejściowe odchylen prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej (a) oraz kąta  $\delta$ (b)  
Fig. 2.13. Speed deviation  $\Delta\omega$  (a) and power angle  $\delta$ (b) transients

Na rys. 2.13 przedstawiono przebiegi przejściowe odchylen prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej oraz kąta  $\delta$ . Rysunek 2.14 obrazuje przebiegi siły elektromotorycznej (sem)  $E'_{fd}$  indukowanej przez strumień wzbudzenia i siły elektromotorycznej  $E'_q$ . Przebieg mocy elektrycznej  $P_e$  ilustruje rys. 2.15, natomiast trajektorię fazową rys. 2.16.

Wartościami początkowymi były:  $\Delta\omega^0 = 0$  p.u.,  $\delta^0 = 0.661$  rad,  $P^0 = 0.75$  p.u.,  $E'_{fd} = 1.78$  p.u.,  $E'_q = 1.048$  p.u. Parametry te odpowiadały stanowi ustalonemu badanego SEE.

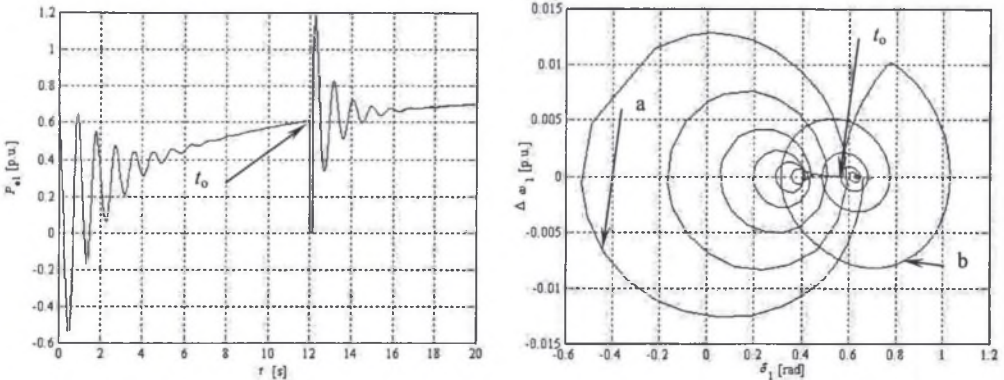
O wielkości zakłócenia spowodowanego zastosowaniem modelu ieeeg1 można zorientować się porównując na rys. 2.13 amplitudy kołysań w chwili  $t = 0$  s, czyli bez zakłócenia, z amplitudami kołysań spowodowanych zasymulowanym zwarcie w chwili  $t_0 = 12$  s. Amplituda  $\Delta\omega$ , pierwsza dodatnia, jest o 25% większa w chwili załączenia symulacji w porównaniu z amplitudą wymuszoną zwarcie w chwili  $t_0$ . Odpowiednio amplituda  $\Delta\omega$ , pierwsza ujemna, jest aż o 50% większa. Jeszcze większe różnice występują w przypadku przebiegu kąta  $\delta$ .

Należy podkreślić, że amplitudy kołysań są w chwili  $t = 0$  s znacznie większe niż te, które wymusza zasymulowane zwarcie trójfazowe w chwili  $t_0 = 12$  s, a stan nieustalony występuje już w chwili rozpoczęcia symulacji.



Rys. 2.14. Przebiegi siły elektromotorycznej  $E'_q$  (a) i sem wzbudzenia  $E_{fd}$  (b)

Fig. 2.14. The transient internal emf  $E'_q$  (a) and the excitation emf  $E_{fd}$  (b) transients



Rys. 2.15. Przebieg przejściowy mocy elektrycznej  $P_c$ ; chwila wystąpienia zwarcia  $t_0 = 12$  s,  $t_z = 0.12$  s

Fig. 2.15. Variation of electrical power  $P_c$ ; fault is occurred at  $t_0 = 12$  s and cleared after  $t_z = 0.12$  s

Rys. 2.16. Trajektorie fazowe  $\Delta\omega = f(\delta)$   
a) w czasie  $0 \leq t \leq 12$  s,  
b) w czasie  $12 \leq t \leq 20$  s

Fig. 2.16. Transient trajectory in  $\delta$ - $\Delta\omega$  plane  
a) during time  $0 \leq t \leq 12$  s,  
b) during time  $12 \leq t \leq 20$  s

Porównując przebiegi z rys.2.12, 2.13÷2.16, można zauważyć, że zwarcie nie wymusiło widocznych interakcji ze strony układu regulator-turbina. Sygnały zarówno  $P_d$ , jak i  $P_m$  nie zmieniały swoich wartości (rys. 2.12) mimo kołysań występujących w SEE. Analiza

przebiegów przejściowych skłania do założenia, że tłumienie przebiegów zapewnia szybka regulacja wzbudzenia (rys. 2.14b).

Badania symulacyjne przebiegów przejściowych w SEE obejmują przedział czasowy od kilku do kilkunastu sekund. Aby uniknąć błędnych oscylacji występujących podczas obliczeń numerycznych, konieczne jest wykonanie modyfikacji modelu.

### 2.3.2. Model układu regulacji prędkości obrotowej turbiny wielomaszynowego SEE

Chcąc stosować w badaniach symulacyjnych model *ieeeg1*, lub podobne, w celu wyeliminowania niebilansowania mocy w pierwszym okresie symulacji, należałoby poczekać na wytłumienie kołysań w modelu bez zakłócenia. Jeżeli za stan quasi-ustalony uzna się wartości  $\Delta\omega$  bliskie zeru, to czas oczekiwania na osiągnięcie w modelu tego stanu wynosi około 12 s (rys. 2.13a). W przypadku kąta  $\delta$  czas oczekiwania na osiągnięcie wartości  $\delta = \delta^0 = \delta_{ustalone}$  jest rzędu co najmniej 20 s (rys. 2.13b), przy parametrach modelu zgodnych z danymi literaturowymi. Dopiero po takim czasie od rozpoczęcia symulacji można by było modelować zakłócenia i otrzymywać wyniki nie obciążone błędem. Z punktu widzenia otrzymywanych wyników należy również pamiętać, że model wprawdzie już w pierwszej chwili wprowadza stan nieustalony, ale z drugiej strony gdyby na początku symulacji zamodelować np. zwarcie, to występujące przyspieszenie mogłoby być mniejsze, mimo że będzie się znacznie różniło w stosunku do rzeczywistego.

Oprócz wiarygodności otrzymywanych wyników istotną rolę odgrywa również czas obliczeń. Mimo ogromnego rozwoju komputerów przykładowy czas symulacji jednej sekundy stanu nieustalonego, SEE siedmiomaszynowego modelowanego trójfazowo, trwa nadal dziesiątki minut. Dlatego wykonywanie symulacji przy wykorzystaniu nieodpowiednich modeli jest kłopotliwe i nieekonomiczne.

Powyższe względy skłoniły autora do opracowania modelu pozbawionego wymienionych wad. Założono, że model nie może wprowadzać stanu nieustalonego już w chwili rozpoczynania symulacji. Po załączeniu zakłócenia otrzymywane przebiegi powinny być jak najbardziej zbliżone do przebiegów, które od 12 sekundy generuje model *ieeeg1*. Na zrównoważenie numeryczne modelu wystarczy czas 0.1 s, a maksymalnie 0.5 s. Będzie też możliwe monitorowanie chwilowych wartości  $\Delta P_m$ .

Model spełniający przyjęte założenia zostanie przedstawiony poniżej.

Właściwości dynamiczne układu regulacji w stanach przejściowych można odwzorować zakładając zmianę struktury modelu zalecanego przez Komitet IEEE. W przypadku przyjęcia transmitancji

$$\frac{\Delta P_m(s)}{\Delta\omega(s)} = - \frac{K_1 + sK_2}{1 + sT_g}, \quad (2.43)$$

stała czasowa  $T_g$  powinna charakteryzować bezwładność układu turbina-regulator. Znak minus w relacji (2.43) determinuje ujemną wartość  $\Delta P_m(t)$ , przy dodatniej wartości  $\Delta\omega(t)$ . Odpowiada to w rzeczywistości zamykaniu zaworów dolotowych (zmniejszaniu dopływu pary do turbiny), czyli zmniejszaniu mocy mechanicznej, gdy prędkość wirnika generatora w pierwszej chwili po zwarcu wzrasta. Stromość zmiany odchylenia prędkości od prędkości synchronicznej, co będzie praktycznie różnicą pomiędzy mocą mechaniczną i elektryczną, odwzorowuje wzmocnienie  $K_1$ . Równanie różniczkowe umożliwiające zamodelowanie takiego układu ma postać

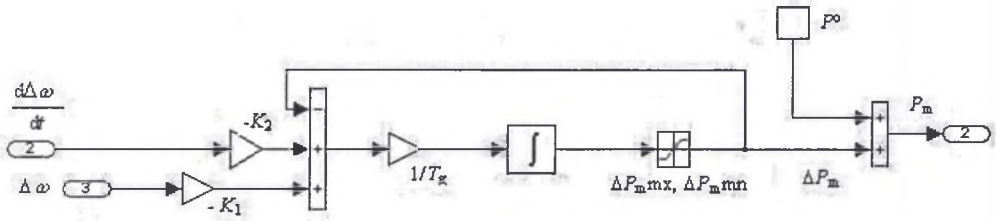
$$T_g \Delta \dot{P}_m + \Delta P_m = -K_1 \Delta\omega - K_2 \Delta\dot{\omega}. \quad (2.44)$$

Moc mechaniczną  $P_m$  określa relacja

$$P_{mi} = P_{mi}^0 - |E_i|^2 G_{ii} + \Delta P_{mi} = P^0 + \Delta P_m, \quad (2.45)$$

przy czym  $\Delta P_m$  – przyrost mocy mechanicznej w danej chwili, odpowiadający odchyleniu  $P_m(t)$  od wartości zadanej  $P^0$ .  $P^0$  jest zadaną wartością mocy turbiny, czyli mocą w stanie ustalonym.

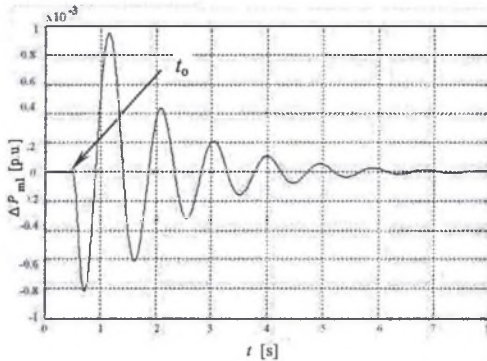
Schemat strukturalny modeli (2.44, 2.45) pokazano na rys. 2.17.



Rys. 2.17. Model strukturalny układu turbina - regulator  
Fig. 2.17. Structural diagram for turbine and its regulating system

Równanie (2.44) ma, przy założeniu  $K_2 = 0$ , identyczną postać do zdefiniowanej w modelu wielomaszynowego SEE (2.21), a założenie  $K_2 = 0$  w zależnościach (2.43) i (2.44) powoduje ich równoważność ze wzorami (2.18) i (2.17). Wpływ tego założenia zostanie pokazany w dalszej części podrozdziału.

Model ieeeg1 przedstawiony w p. 2.3.1 zastąpiono modelem opisanym transmitancją (2.43) i równaniem (2.45). Podejście takie umożliwia badanie dynamiki układu regulacji. W celu dokładnego odwzorowania przebiegów przejściowych podczas zakłóceń założono te same warunki początkowe jak w p.2.3.1. Parametry układu regulacji dobrano tak, aby uzyskać w miarę wierne kopie przebiegów przejściowych dla  $t \geq t_0$ , pokazanych na rys. 2.13 ÷ 2.16 (amplitud i częstotliwości). Przyjęte parametry miały wartości względne [p.u.]:  $T_g = 0.25$ ,  $K_2 = 0.0003095$  oraz  $K_1 = 0.171238$ . Przebieg przyrostu mocy mechanicznej  $\Delta P_m$  pokazano na rys. 2.18. Moc tę należy interpretować jako odchylenie mocy mechanicznej od wartości zadanej.



Rys. 2.18. Przebieg przejściowy mocy mechanicznej  $\Delta P_m$ , chwila wystąpienia zwarcia –  $t_0=0.5$  s,  $t_2=0.12$  s  
Fig. 2.18. Governor power  $\Delta P_m$  transients to a three-phase to ground fault applied at time  $t_0=0.5$  s and cleared 120 ms later (after  $t_2$ )

Wielkość wyjściowa z układu regulacji prędkości obrotowej podawana jest na wejście ogranicznika. Uwzględniając techniczne warunki, ograniczenia zamodelowano wykorzystując funkcję nasycenia ( $\text{sat}(\cdot)$ ) odpowiadającą  $\Delta P_m$  oraz funkcję znaku ( $\text{sign}(\cdot)$ ) zgodnie z relacjami

$$\Delta P_m = \text{sat}(u) = \begin{cases} u, & -\varepsilon_2 < u < \varepsilon_1, \\ \varepsilon_1 \text{sign}(u), & u \geq \varepsilon_1, \\ \varepsilon_2 \text{sign}(u), & u \leq \varepsilon_2, \end{cases} \quad (2.46)$$

przy czym:

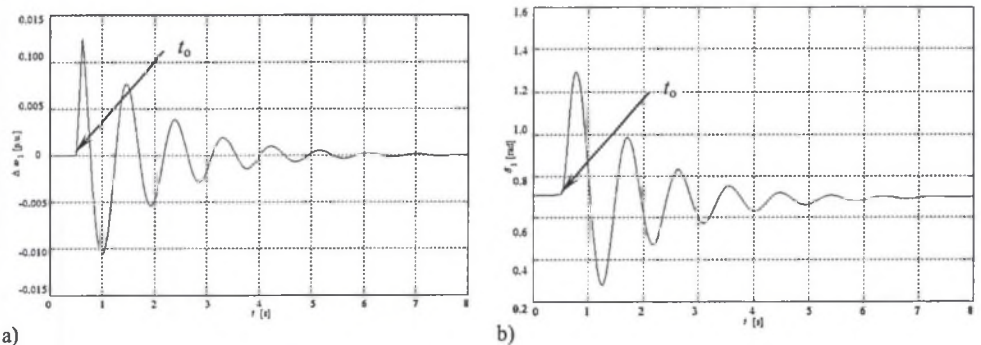
$$\text{sign}(u) = \begin{cases} -P^0, & u < 0, \\ 0, & u = 0, \\ +P^0, & u > 0, \end{cases} \quad (2.47)$$

gdzie wartościami granicznymi  $\varepsilon_i$  były wartości  $\varepsilon_1 = 0.1 P^0$  oraz  $\varepsilon_2 = -0.8 P^0$ . Odpowiada to zakresowi regulacyjnemu zmian mocy mechanicznej turbiny w granicach

$$0.2 P^0 \leq P^0 + \Delta P_m \leq 1.1 P^0. \quad (2.48)$$

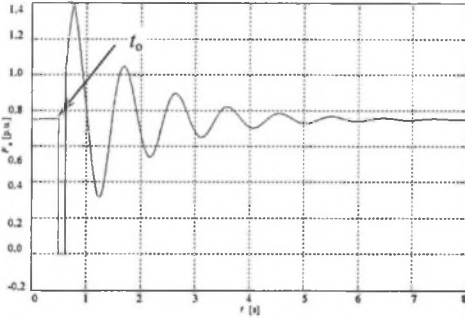
Wartość mocy mechanicznej zmienia się więc jedynie w dopuszczalnych granicach, przy czym  $P^0$  oznacza zadaną wartość mocy turbiny (np. znamionową). Dozwolony zakres zmian mocy regulowanej determinuje, występujący na rys. 2.17, po prawej stronie, ogranicznik ( $\Delta P_{m\text{mx}}, \Delta P_{m\text{mn}}$ ).

Wyniki obliczeń analogicznych, jak zamieszczone na rys. 2.13 ÷ 2.16, pokazano poniżej na rys. 2.19 ÷ 2.22. W celu wyeliminowania wpływu kołysań spowodowanych przez algorytmy numeryczne, a praktycznie ich wytłumienia, zwarcie, trwające  $t_z = 0.12$  s modelowano w czasie  $t_0 = 0.5$  s. Wartościami początkowymi były:  $\Delta\omega^0 = 0$  p.u.,  $\delta^0 = 0.7108$  rad,  $P^0 = 0.75$  p.u.,  $E_{fd}^0 = 1.753$  p.u.,  $E_q^0 = 1.058$  p.u.. Przyjęto, jako wystarczający, 8-sekundowy czas trwania symulacji.



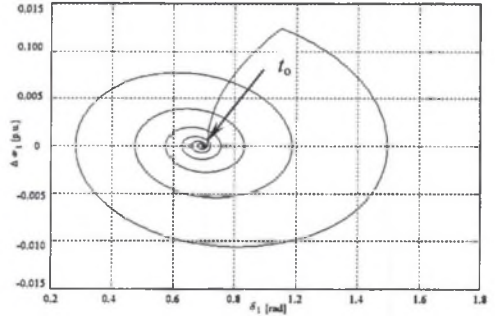
Rys. 2.19. Przebiegi przejściowe odchylen prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej (a) oraz kąta  $\delta$  (b)  
Fig. 2.19. Speed deviation  $\Delta\omega$  (a) and power angle  $\delta$  (b) transients

Porównanie przebiegów  $\Delta\omega(t)$ ,  $\delta(t)$  i  $P_e(t)$  otrzymanych z symulacji pozwala stwierdzić, że są one prawie identyczne z przebiegami przedstawionymi na rys. 2.13 i 2.15 w przedziale czasu  $12 \text{ s} \leq t \leq 20 \text{ s}$ . Niewielkie różnice wielkości amplitud spowodowane były tym, że w pierwszej symulacji, w chwili  $t_0 = 12 \text{ s}$  wartość  $P_m$  wynosiła 0.71 p.u., natomiast w drugim przypadku  $P_m = P^0 = 0.75 \text{ p.u.}$  Reakcja układu regulacji na zakłócenie, pokazana na rys. 2.18, wspomagała tłumienie przebiegów przejściowych. Efektem tego były mniejsze oscylacje napięcia wzbudzenia  $E_{fd}$  (rys. 2.9).



Rys. 2.20. Przebieg przejściowy mocy elektrycznej  $P_e$ ; chwila wystąpienia zwarcia  $t_0 = 0.5 \text{ s}$ ,  $t_z = 0.12 \text{ s}$

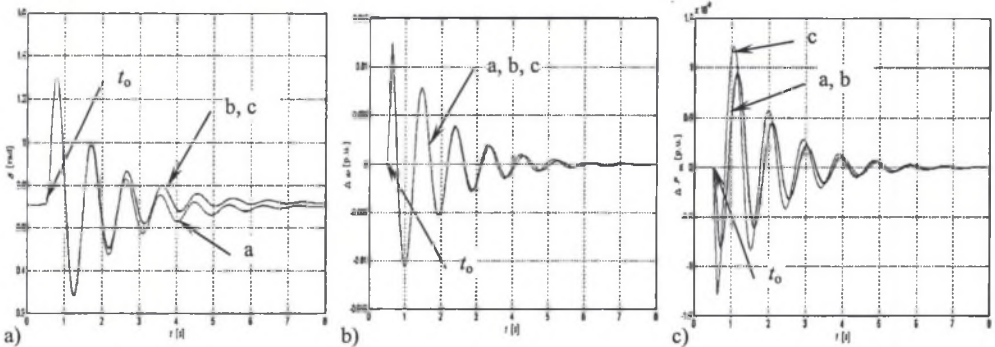
Fig. 2.20. Variation of electrical power  $P_e$ ; fault is occurred at  $t_0 = 0.5 \text{ s}$  and cleared after  $t_z = 0.12 \text{ s}$



Rys. 2.21. Trajektorie fazowe  $\Delta\omega = f(\delta)$  w czasie  $0 \text{ s} \leq t \leq 8 \text{ s}$

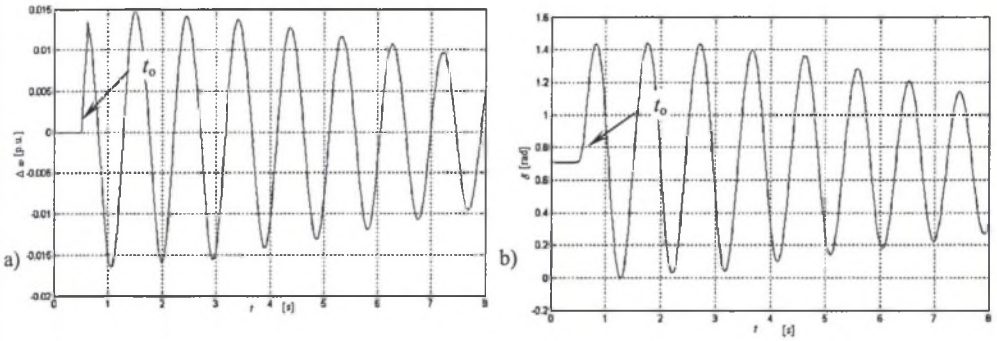
Fig. 2.21. Transient trajectory in  $\delta - \Delta\omega$  plane during time  $0 \text{ s} \leq t \leq 8 \text{ s}$

Założenie w relacji (2.44) wzmocnienia  $K_2 = 0$  ma bardzo niewielki wpływ na przebiegi przejściowe. Na rys. 2.22 zestawiono wyniki obliczeń kąta  $\delta$ , odchyłek prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej oraz przyrostów mocy mechanicznej  $\Delta P_m$ . Na rysunkach zestawiono przypadki, gdy  $K_2^a = 0$ ,  $K_2^b = 0.0003095$  i  $K_2^c = 10 K_2^b$ .

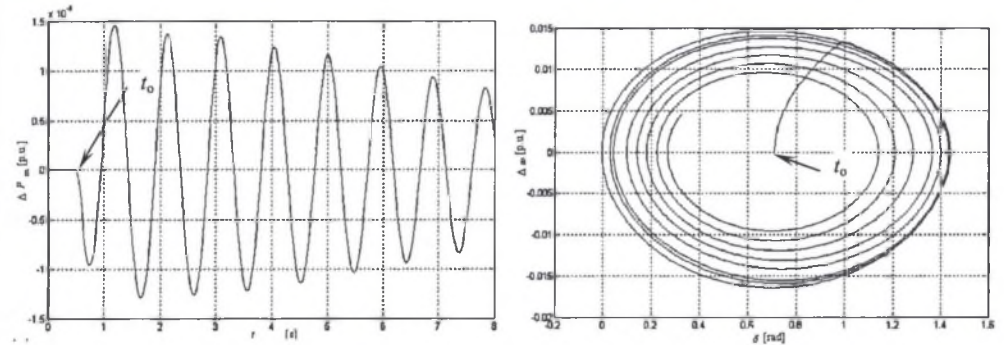


Rys. 2.22. Przebiegi przejściowe kąta  $\delta$  (a), odchyłek prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej (b) oraz przyrostów mocy mechanicznej  $\Delta P_m$  (c); chwila wystąpienia zwarcia  $t_0 = 0.5 \text{ s}$ ,  $t_z = 0.12 \text{ s}$

Fig. 2.22. Power angle,  $\delta$  (a) speed deviation  $\Delta\omega$  (b) and governor power  $\Delta P_m$  (c) transients to a three-phase to ground fault applied at time  $t_0 = 0.5 \text{ s}$  and cleared 120 ms later (after  $t_z$ )



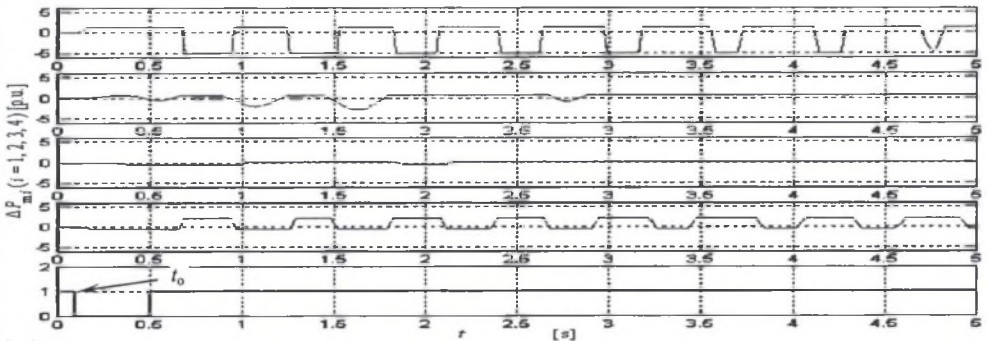
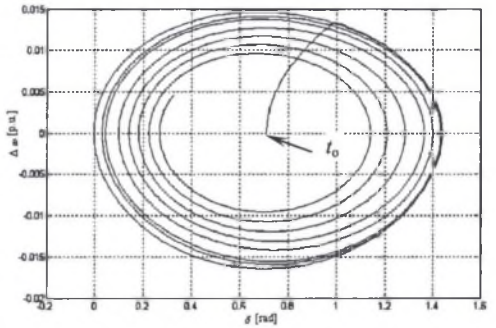
Rys. 2.23. Przebiegi przejściowe odchylenia prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej (a) i kąta  $\delta$  (b);  $t_{cr}=0.13$  s  
Fig. 2.23. Speed deviation  $\Delta\omega$  (a) and power angle  $\delta$  (b) transients ;critical clearing time of fault  $t_{cr}=0.13$  s



Rys. 2.24. Przebieg przejściowy przyrostu mocy mechanicznej  $\Delta P_m$  (chwila wystąpienia zwarcia -  $t_0 = 0.5$  s,  $t_{cr} = 0.13$  s)  
Fig. 2.24. Governor power  $\Delta P_m$  transients to a three-phase to ground fault applied at time  $t_0 = 0.5$  s and cleared 0.13 s later (after  $t_{cr}$ )

Rys. 2.25. Trajektorie fazowe  $\Delta\omega = f(\delta)$  w czasie  $0 \leq t \leq 8$  s ( $t_{cr} = 0.13$  s)

Fig. 2.25. Transient trajectory in  $\delta - \Delta\omega$  plane during time  $0 \leq t \leq 8$  s ( $t_{cr} = 0.13$  s)



Rys. 2.26. Przebiegi przejściowe mocy mechanicznej  $\Delta P_m(1,2,3,4)$  w czteromaszynowym SEE po zwarciu trójfazowym na szynach zastępczego generatora 1; chwila wystąpienia zwarcia -  $t_0=0.1$  s,  $t_2=0.4$  s  
Fig. 2.26. Governor power  $\Delta P_m(1,2,3,4)$  transients to a three-phase to ground fault applied on the busbar of the equivalent generator 1, at time  $t_0=0.1$  s and cleared after  $t_2=0.4$  s, in four - machine PS



Pokazane na rys. 2.22 przykładowe przebiegi pozwalają stwierdzić, że wartość wzmacnienia  $K_2$  praktycznie nie wpływa na wartości kąta  $\delta$  i odchyłeń prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej. Jedynie w oscylacjach przyrostów mocy mechanicznej  $\Delta P_m$  występują zmiany. Przy dziesięciokrotnym wzroście wartości  $K_2$  (przebieg c), w ciągu pierwszej sekundy trwania stanu nieustalonego, amplituda pierwszego ujemnego zakłócenia jest większa około 40%, natomiast dodatniego jest większa około 20%.

Na kolejnych rysunkach pokazano przykładowe przebiegi dla czasu  $t_{cr} = 0.13$  s. Wybrany czas trwania zwarcia  $t_z$  był bliski krytycznemu ( $t_{cr}$ ), czyli maksymalnemu, przy którym system zachowuje jeszcze stabilność.

Z rys. 2.23+2.25 wynika, że większe wymuszenie (np. dłużej trwające zwarcie) spowoduje już utratę stabilności badanego SEE, gdyż konwencjonalne układy regulacji nie są w stanie wytlumić kołysań. Wytlumienie kołysań można jednak uzyskać przez zastosowanie dodatkowych regulatorów pracujących jako stabilizatory, pod warunkiem że sygnały sterujące ze stabilizatora, doprowadzone do konwencjonalnych układów regulacji, będą wzmacniać i przyspieszać ich działanie.

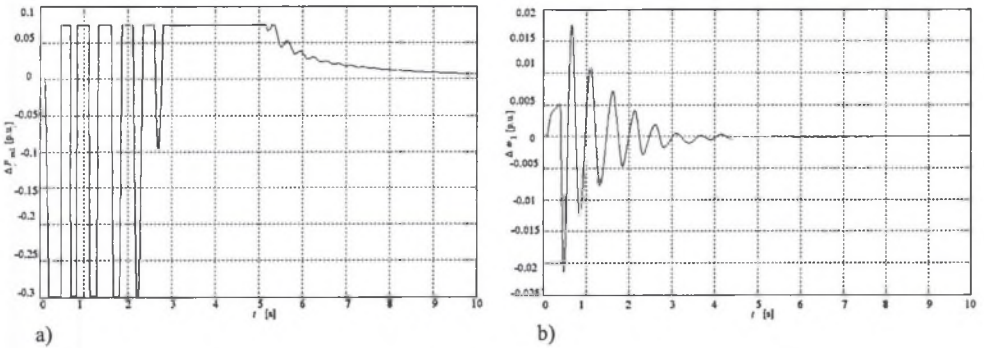
Możliwa jest teoretycznie sytuacja, że wartości wielkości regulowanych teoretycznie będą w krótkim przedziale czasowym zmieniały się w maksymalnie dopuszczalnych granicach. Przykładową symulację takiego reżimu pracy w SEE czteromaszynowym, po zwarcu na szynach pierwszego podsystemu, załączonym w  $t_0 = 0.1$  s i trwającym  $t_z = 0.4$  s, pokazano na rys. 2.26.

Z technicznego punktu widzenia dwupołożeniowy reżim pracy układów ARW nie sprawia dużych problemów. Inaczej jest w przypadku regulatorów turbin. W badaniach symulacyjnych powinien być z powyższych względów uwzględniony model regulacji zapobiegający takiemu reżimowi pracy turbiny.

### 2.3.3. Model układu szybkiej regulacji przy dużych zakłóceniach

Zwarcia, występujące w pobliżu szyn generatora, należą do zakłóceń stwarzających zagrożenie jego uszkodzenia. Algorytm konwencjonalnej automatyki sterowania blokiem przewiduje, że po zadziałaniu zabezpieczeń następuje otwarcie wyłącznika bloku. Konieczny jest wtedy zrzut obciążenia, czyli gwałtowne odciążenie poprzez zamknięcie zaworów szybkozamykających turbiny. Otwieranie zaworów bezpieczeństwa połączone jest zazwyczaj z wykorzystaniem obejścia turbiny [94, 95]. Zakłócenia często mają charakter przemijający. Dlatego zgodnie z zasadą nieodstawiania urzędzeń, ale sprowadzania ich do najbliższego stanu stabilnego [94], dopuszcza się do asynchronicznej pracy turbozespołu. Po utracie synchronizmu występuje nadwyżka mocy napędowej, wirnik przyspiesza, a regulator pierwotny turbiny zmniejsza z opóźnieniem przepływ pary, czyli i moc czynną turbiny. Wzrasta pobór prądu biernego z sieci.

Pożądaną reakcją układu prędkości obrotowej turbiny na wzrost prędkości obrotowej wirnika, a następnie kołysania jest zamykanie zaworów i ich otwieranie, aby następowały szybkie zmiany mocy mechanicznej turbiny. Konwencjonalny model układu regulacji pokazany na rys. 2.11, wspomagany przez silny stabilizator mógłby wytlumić kołysania spowodowane zwarcie, po jego wyłączeniu, gdyby był w stanie zapewnić szybką, teoretyczną regulację turbiny, w określonym zakresie. Przypadek taki pokazano na rys. 2.27. Zwarcie trójfazowe z ziemią, trwające  $t_z = 0.4$  s, po  $t_0 = 0.1$  s zamodelowano w siedmiomaszynowym SEE, na szynach podsystemu 1.



Rys. 2.27. Przebiegi przejściowe przyrostu mocy mechanicznej  $\Delta P_{m1}$  - (a) oraz odchyżeń prędkości  $\Delta \omega_1$  od prędkości synchronicznej - (b), w siedmiomaszynowym SEE, po zwarciu trójfazowym na szynach zastępczego generatora 1; chwila wystąpienia zwarcia -  $t_0 = 0.1$  s,  $t_z = 0.4$  s

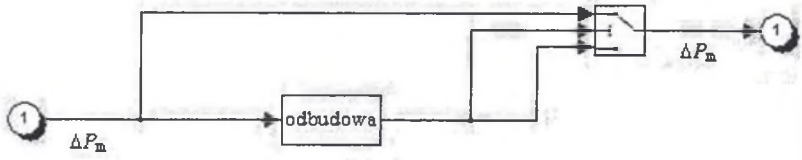
Fig. 2.27. Governor power  $\Delta P_{m1}$  transients - (a) and speed deviation  $\Delta \omega_1$  - (b) to a three - phase to ground fault applied on the busbar of the equivalent generator 1, at time  $t_0 = 0.1$  s and cleared after  $t_z = 0.4$  s, in seven-machine power system

Pokazane na rys. 2.27a sterowanie nie jest możliwe z technicznego punktu widzenia. Model układu regulacji turbiny musi zapewniać generowanie przebiegu mocy  $\Delta P_m$  zbliżonego do rzeczywistego, który występuje przy szybkiej regulacji turbiny [150, 151].

Szybkość odtwarzania mocy mechanicznej związana jest z szybkością otwierania zaworów. Zamykanie zaworów ze względów technicznych następuje w ciągu około  $0.3 \pm 0.4$  s. Szybkość ich otwierania, przy uwzględnieniu wytrzymałości łopatek turbiny, mogłaby nie przekraczać 1 sekundy. Jednak, aby możliwe było utrzymanie synchronizmu generatora z systemem, nie można otwierać zaworów szybciej niż w ciągu 5 sekund, co wykazano w pracy [143].

Sterowanie mocą turbiny jest procesem nieliniowym. Oprócz stref martwych i wartości granicznych pułapów otwarcia zaworów, występują różne stałe czasowe ich zamykania i otwierania. Różne są szybkości zamykania zaworów części wysoko- (WP) i średnioprężnej (ŚP), przy czym szybkość części WP jest większa. Inicjacja działania układu następuje z pewnym (małym) opóźnieniem, odpowiadającym czasowi, jaki upływa od chwili identyfikacji zwarcia do zadziałania regulatora zamykającego zawory. Kryterium zadziałania opiera się na ocenie różnicy pomiędzy mocą elektryczną i mechaniczną, która odpowiada w rzeczywistości pojawiającemu się przyśpieszeniu oraz kontroli ruchu wirnika. Po zamknięciu zaworów może natychmiast rozpocząć się proces ich otwierania lub mogą one pozostać zamknięte przez pewien czas [111, 113]. Można to interpretować jako kolejną martwą strefę. Otwieraniu zaworów towarzyszy wzrost mocy mechanicznej trwający pewien, omówiony powyżej, określony czas (np. około  $5 \pm 6$  s).

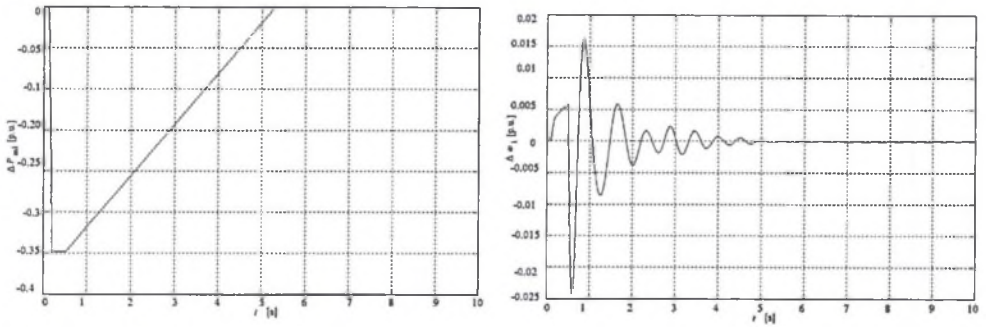
Uwzględnienie dynamiki opisanej powyżej regulacji bezsprzecznie zmniejsza skuteczność układu regulacji, ograniczając szybkość likwidacji stanu nieustalonego i pogarszając warunki stabilności, ale jest niezbędne do tego, aby proces obliczeniowy bardziej dokładnie odwzorowywał stany przejściowe i był bliższy rzeczywistości. Zrealizowany model układu regulacji przy szybkich redukcjach mocy, stanowiący wyjściowy człon modelu z rys. 2.17, pokazano na rys. 2.28.



Rys. 2.28. Schemat blokowy wyjściowej części modelu z rys. 2.17  
Fig. 2.28. Block diagram of the last part the model's with fig. 2.17

Przyrost mocy mechanicznej  $\Delta P_m$  można przedstawić w postaci

$$\Delta P_m = f(P^0, P_m, P_e, \Delta \omega, t). \quad (2.49)$$



Rys. 2.29. Przebiegi przejściowe przyrostu mocy mechanicznej  $\Delta P_{m1}$ , przy szybkiej redukcji  $P_{m1}$  - (a) oraz odchyleni prędkości  $\Delta \omega_1$  od prędkości synchronicznej - (b), w siedmiomaszynowym SEE, po zwarciu trójfazowym na szynach zastępczego generatora 1; chwila wystąpienia zwarcia -  $t_0 = 0.1$  s,  $t_z = 0.4$  s

Fig. 2.29. Governor power  $\Delta P_{m(1)}$  transients during fast valving control - (a) and speed deviation  $\Delta \omega_1$  - (b) to a three - phase to ground fault applied on the busbar of the equivalent generator 1, at time  $t_0 = 0.1$  s and cleared after  $t_z = 0.4$  s, in seven-machine power system

Blok „odbudowa” zawiera procedury obliczeniowe umożliwiające odwzorowanie dynamiki  $P_m(t)$  omówionego układu regulacji, zapewniając szybką redukcję mocy mechanicznej turbiny, a następnie stopniowe jej odtwarzanie. Możliwe jest ustawienie wartości minimalnego przyrostu mocy  $\Delta P_m$  ( na rys. 2.28 jest to  $\max | -\Delta P_m |$  ), czasu odtwarzania mocy do wartości sprzed stanu zakłóceniewego  $P^0$  oraz czasu odpowiadającego interwałowi  $\Delta t$ , w którym zawory pozostają całkowicie zamknięte. Trójpołożeniowy przełącznik realizuje procedurę automatycznego załączania układu, gdy monitorowana różnica pomiędzy mocą mechaniczną i elektryczną osiągnie wartość odpowiadającą górnemu pułapowi zdolności regulacyjnej klasycznego układu regulacji prędkości obrotowej.

Analogiczne do pokazanych na rys. 2.26 przebiegi przejściowe przyrostu mocy mechanicznej  $\Delta P_{m1}$  oraz odchyleni prędkości  $\Delta \omega_1$  od prędkości synchronicznej, w siedmiomaszynowym SEE, po zwarciu trójfazowym na szynach zastępczego generatora 1, przy działaniu modelu pokazanego na rys. 2.28 zestawiono na rys. 2.29.

Porównując przebiegi z rys. 2.27b i 2.29b, można zauważyć, że uwzględnienie regulacji odwzorowującej szybką redukcję mocy, a następnie jej odtwarzanie powoduje zwiększenie amplitudy pierwszego wychylenia wstecznego wirnika. Pozytywnym objawem jest mniejsza częstotliwość kołysań i mniejsze ich amplitudy. Czas tłumienia jest nieznacznie

dłuższy. Po czasie 5.2 s zadanie ostatecznego wytlumienia, już bardzo niewielkich, kołysań przejmuje układ klasycznej regulacji.

Szybka regulacja prędkości obrotowej turbiny jest bardzo efektywnym środkiem poprawy stabilności SEE. Przy dużych i ciężkich awariach jej działanie okazuje się niewystarczające.

Istnieje jednak, wspomniana powyżej, możliwość wzmocnienia reakcji układu regulacji przez wprowadzenie dodatkowych sygnałów sterujących generowanych przez stabilizatory wykorzystujące sztuczną inteligencję [49]. Pozwala to znacząco powiększyć obszar stabilności. Pozytywne oddziaływanie tego typu stabilizatorów będzie wykazane w dalszych punktach pracy.

### 3. STABILNOŚĆ SYSTEMU ELEKTROENERGETYCZNEGO

#### 3.1. Stabilność stanu systemu i jego stabilizacja

W rozdziale 2 przedstawiono matematyczny model SEE umożliwiający ocenę stabilności, opierając się na analizie trajektorii zmiennych stanu w założonym przedziale czasowym  $t \in [t_0, t_k]$

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{Y}} &= \mathbf{C}_2 \mathbf{X}_2, \\ \dot{\mathbf{X}}_2 &= \mathbf{A}_2 \mathbf{X}_2 - \mathbf{B}_2 \mathbf{F}(\mathbf{Y}).\end{aligned}\quad (3.1)$$

System opisany za pomocą układu równań (3.1) jest układem dynamicznym. Jego stan w chwili  $t \in T$ , gdzie  $T$  jest zbiorem liniowo uporządkowanym interpretowanym jako układ ciągły w czasie [120], jest zdeterminowany przez przeszłe wartości chwilowe wejścia – wyjścia. Trajektorie stanu  $\{(x_2(t), y(t), t) \in \mathbf{X}_2, \mathbf{Y} \times T, t \in [t_0, \infty)\}$  i trajektorie fazowe stanu (trajektorie w przestrzeni stanów)  $\{(x_2(t), t) \in \mathbf{X}_2, \mathbf{Y} \times T, t \in [t_0, \infty)\}$  spełniają równanie różniczkowe w przestrzeni  $\mathbf{X}_2, \mathbf{Y}$ , którego niejawną postać jest następująca

$$\begin{aligned}\dot{x}_2(t) &= f_1(x_2(t), y(t), u(t), t), \\ \dot{y}(t) &= f_2(x_2), \quad t \in T = [t_0, \infty),\end{aligned}\quad (3.2)$$

gdzie  $x_2(t) \in \mathbf{X}_2, y(t) \in \mathbf{Y}, u(t) \in U, x_2(t_0) \in \mathbf{X}_2, f_1 = F_1$ . W relacji (3.2)  $U$  jest przestrzenią chwilowych wartości sterowania,  $U = \{u: T \rightarrow U\}$ , natomiast  $F_1$  jest funkcją przejścia stanu w stan [120],

$$F_1: \mathbf{X}_2 \times U_s \times T \times T \rightarrow \mathbf{X}_2. \quad (3.3)$$

Oznaczając przestrzeń funkcji określonych na zbiorze  $T$  o wartościach  $\mathbf{Y}$  przez  $\mathbf{Y}_s$ , zbiór wyjść  $\mathbf{Y}_s = \{y: T \rightarrow \mathbf{Y}\}$  zawiera przestrzeń chwilowych wartości wyjścia układu  $\mathbf{Y}$ . Funkcja wyjścia  $F_2$

$$F_2: \mathbf{X}_2 \times U \times T \rightarrow \mathbf{Y}, \quad (3.4)$$

pozwała określić wyjście układu dla  $t \geq t_0$ , przy czym

$$y(t) = F_2(x_2(t), u(t), t). \quad (3.5)$$

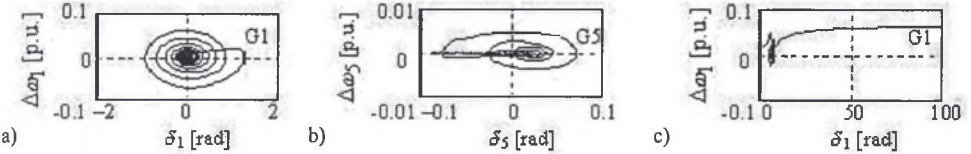
Zakłócenia występujące w SEE można traktować jako zaburzenie stanu ustalonego lub jako zaburzenie funkcji sterującej, która ma wygenerować pożądaną trajektorię stanu. Do poprawnego funkcjonowania SEE niezbędne jest, by w stanie nieustalonym, wywołanym przez zakłócenia, nie występowały zbyt duże odchylenia od pożądanego trajektorii stanu, zwane kołysaniami. Ocena stabilności umożliwia wyznaczenie dopuszczalnych stanów pracy.

Pojęcie stabilności SEE wiąże się z pewnym szczególnym rozwiązaniem  $(\mathbf{X}_2^0, \mathbf{Y}^0)$  układu równań różniczkowych ruchu (3.1) określającym charakter pracy układu.

Rozwiązanie  $x_2^0$  nazywa się stabilnym w sensie Lapunowa [116, 131] wtedy i tylko wtedy, gdy dla każdego  $t_0 \in T$ , dla każdego  $\varepsilon > 0$ , istnieje  $\delta > 0$  taka, że każda trajektoria  $x_2$  spełniająca warunek  $|x_2(t_0) - x_2^0(t_0)| < \delta$  jest określona na  $T_{t_0}$  oraz  $|x_2(t) - x_2^0(t)| < \varepsilon$  w przedziale  $T_{t_0}$ , gdzie  $t \in T_{t_0} = [0, \infty]$ .

Badanie właściwości rozwiązania zerowego układu (3.1) w sensie Lapunowa jest równoważne badaniu stabilności układu (2.35).

Trzy charakterystyczne przebiegi trajektorii, na płaszczyźnie fazowej  $\omega - \delta$ , odpowiadające stabilności asymptotycznej (a), technicznej (b) i utracie stabilności (c) pokazano na rys. 3.1. Wszystkie przebiegi zarejestrowano w czasie symulacji trójfazowego zwarcia na szynach podsystemu 1, trwającego  $t_z = 0.4$  s w przypadku rysunków (a) i (b) oraz  $t_z = 0.85$  s w przypadku rysunku (c), w siedmiomaszynowym SEE. Symulacja trwała osiem sekund.



Rys. 3.1. Trajektorie na płaszczyźnie fazowej  $\omega - \delta$  odpowiadające stabilności asymptotycznej (a), technicznej (b) i utracie stabilności (c) w czasie trójfazowego zwarcia, na szynach zastępczego generatora 1, trwającego  $t_z = 0.4$  s - rys. (a) i (b) oraz  $t_z = 0.85$  s - rys. (c)

Fig. 3.1. The trajectory in  $\omega - \delta$  plane, asymptotically stable (a), technical stable (b) and unstable (c) to a three phase to ground fault applied on the busbar of the equivalent generator 1, at time  $t_0=0.1$  s and cleared 0.4 s later (after  $t_z$ ) - fig. (a, b) and cleared 0.85 s later (after  $t_z$ ) - fig. (c)

Informację dotyczącą stabilności punktów równowagi uzyskać można rozważając zaproponowany przez Lapunowa funkcjonal, znany także pod nazwą funkcji  $V$ .

Funkcja  $V : R^n \rightarrow R$  jest nazywana funkcjonalem Lagunowa, jeżeli w pewnym otoczeniu  $\Omega$  początku układu współrzędnych, będącym rozwiązaniem układu (3.1), istnieje różniczkowalna, skalarna funkcja  $V(\mathbf{X}_2, \mathbf{Y})$ , która spełnia następujące warunki [120, 136]

$$\text{i) } V(\mathbf{X}_2, \mathbf{Y}) > 0 \wedge \mathbf{X}_2, \mathbf{Y} \in (\Omega - \{\mathbf{0}\}), \quad (3.6a)$$

$$\text{ii) } V(\mathbf{0}, \mathbf{0}) = 0, \quad (3.6b)$$

$$\text{iii) } dV/dt \leq 0 \wedge \mathbf{X}_2, \mathbf{Y} \in \Omega. \quad (3.6c)$$

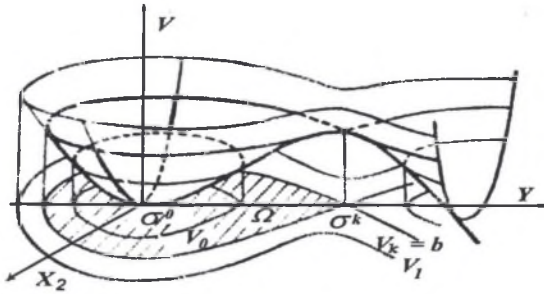
Graficzną interpretację funkcji (3.6) w trójwymiarowej przestrzeni pokazano na rys. 3.2. Na rysunku tym zaznaczono punkt równowagi trwałej  $\sigma^0$ , będący początkiem transformowanego układu i odpowiadający relacji  $\mathbf{Y}^0 = \mathbf{0}$  oraz punkt kryterialny  $\sigma^k$ , dla którego funkcja  $V$  przyjmuje wartość minimalną. Obszar stabilności  $\Omega$  został na płaszczyźnie  $\mathbf{X}_2, \mathbf{Y}$  zakreślony.

Określenie obszarów stabilności jest możliwe dzięki twierdzeniu, które zakłada, że układ (3.1) ma izolowany punkt równowagi w początku układu współrzędnych, mówi o istnieniu dodatniej kryterialnej wartości  $V_k$  funkcji  $V$  takiej, że dla każdej liczby  $b$ , gdzie  $0 < b < V_k$ , równanie  $V = b$  określa zamkniętą hiperpowierzchnię. Jeżeli w obszarze  $V < b$  pochodna  $dV/dt \leq 0$  oraz gdy nie ma punktów  $\mathbf{X}_2, \mathbf{Y} \neq \mathbf{0}$ , w których  $dV/dt = 0$ , wtedy hiperpowierzchnia  $V = b$  określa obszar stabilności asymptotycznej.

Jeżeli pochodna  $dV(\mathbf{X}_2, \mathbf{Y})/dt$  jest niedodatnia dla danych wektorów  $(\mathbf{X}_2, \mathbf{Y})$ , to obszar  $V(\mathbf{X}_2, \mathbf{Y}) < b$  należy do obszaru przyciągania stanu  $(\mathbf{X}_2, \mathbf{Y}) = \mathbf{0}$ .

Wielkość  $b$  oznacza tu najmniejszą wartość, jaką funkcja Lapunowa przyjmuje w punktach kryterialnych otaczających początek układu i definiowana jest jako

$$b = \min \{ V(\mathbf{X}_2, \mathbf{Y}) : \dot{V}(\mathbf{X}_2, \mathbf{Y}) = 0 \} | \mathbf{X}^{ki}, \mathbf{Y}^{ki}. \quad (3.7)$$



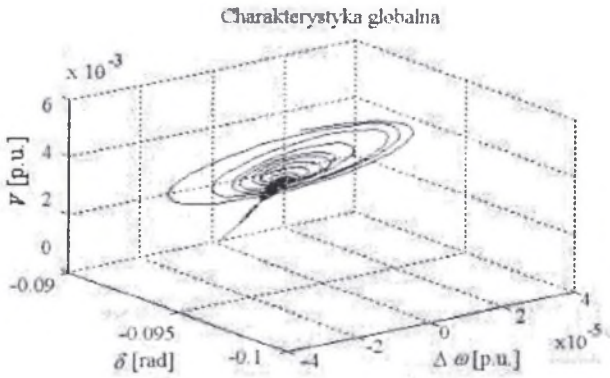
Rys. 3.2. Graficzna ilustracja stabilności w sensie Lapunowa  
Fig. 3.2. Graphical illustration of the Lyapunov theorems on stability

Do atrakcyjnych, z technicznego punktu widzenia, należy zaliczyć możliwość oceny stabilności dowolnego ( $\mathbf{X}^0, \mathbf{Y}^0$ ) stanu SEE bez konieczności całkowania równań różniczkowych opisujących model, w oparciu o kryterium

$$V_0 = V(\mathbf{X}^0, \mathbf{Y}^0) < V_k. \quad (3.8)$$

Oszacowanie stabilności sprowadza się w takim przypadku do obliczenia wartości funkcji  $V$  dla parametrów wybranych wektorów stanu i porównania jej z wyznaczoną wartością kryterialną.

Gdy punkty równowagi systemu (3.1) w stanie pozakłóceniovym (chwila  $t_k = t_0 + t_z + t$ ) określają w przestrzeni stanów relacje (2.38), a  $dV/dt < 0$  wzdłuż trajektorii, to wektory te są asymptotycznie stabilne. Przykład stabilności asymptotycznej ilustruje rys. 3.3.



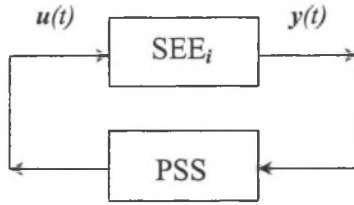
Rys. 3.3. Chwilowe wartości funkcji  $V(t) = f(\omega, \delta)$  wzdłuż trajektorii fazowej (SEE siedmiomaszynowy) [45]  
Fig. 3.3. The instantaneous value of the function  $V$  vs. the phase trajectory (7-machine system) [45]

Sposobem stabilizacji stanu SEE jest wytłumienie przebiegów przejściowych trajektorii stanu lub trajektorii wyjścia układu poprzez zastosowanie sprzężenia zwrotnego, które określa następujący układ równań

$$\begin{aligned} \dot{y}(t) &= f(y(t), u(t)), \\ u(t) &= g(y(t), t), \end{aligned} \quad (3.9)$$

gdzie  $u(t) \in U$ ,  $y(t) \in Y$ ,  $t \in T = [t_0, \infty)$ .

Zamkniętą strukturę takiego układu sterowania przedstawiono na rys. 3.4.

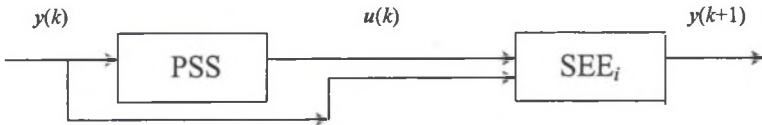


Rys. 3.4. Schemat strukturalny układu stabilizacji SEE  
Fig. 3.4. The structural diagram of the stabilizing power system

W przypadku opisu dyskretnego konieczne jest uwzględnienie, że wektor wyjść  $y(k+1)$ , w chwili  $(k+1)$ , zależy od stanów w chwili poprzedniej, czyli od  $u(k)$  oraz od  $y(k)$ . W związku z powyższym układ równań (3.9) przyjmuje postać

$$\begin{aligned} y(k+1) &= f(y(k), u(k)), \\ u(k) &= g(y(k)). \end{aligned} \quad (3.10)$$

Strukturę układu sterowania w dyskretnym dziedzinie czasu pokazano na rys. 3.5.



Rys. 3.5. Schemat strukturalny dyskretnego układu stabilizacji SEE  
Fig. 3.5. The structural diagram of a discrete-time stabilizing power system

Zadanie stabilizacji polega na poszukiwaniu funkcji  $g(\cdot)$  zapewniającej globalną asymptotyczną stabilność układów (3.2), (3.5) i (3.9). Należy podkreślić, że analityczne wyznaczenie funkcji  $g$  ze względu na silne nieliniowości SEE i ciężkie naruszenia reżimów pracy, np. przy zwarcjach, jest niemożliwe. Praktyczna realizacja celu sterowania sprowadza się do projektowania układów mogących generować aproksymację funkcji  $g(\cdot)$ , która potrafi stabilizować zmienne stanu SEE, określone przez relację (3.5) tak, aby ich wartości chwilowe były maksymalnie bliskie pożądanym.

W przypadku SEE, z punktu widzenia stabilności, sprowadza się to do generacji przez układy RT i ARW + ARN takich wymuszeń, aby kąt  $\delta$  nieznacznie wahał się wokół określonej wartości różnej od zera w stanie ustalonym, a w stanach nieustalonych jak najszybciej dążył do niej przy uwzględnieniu ograniczeń technicznych.

Realizacja tego celu możliwa jest poprzez projektowanie coraz nowocześniejszych, bardziej doskonałych układów regulacji.

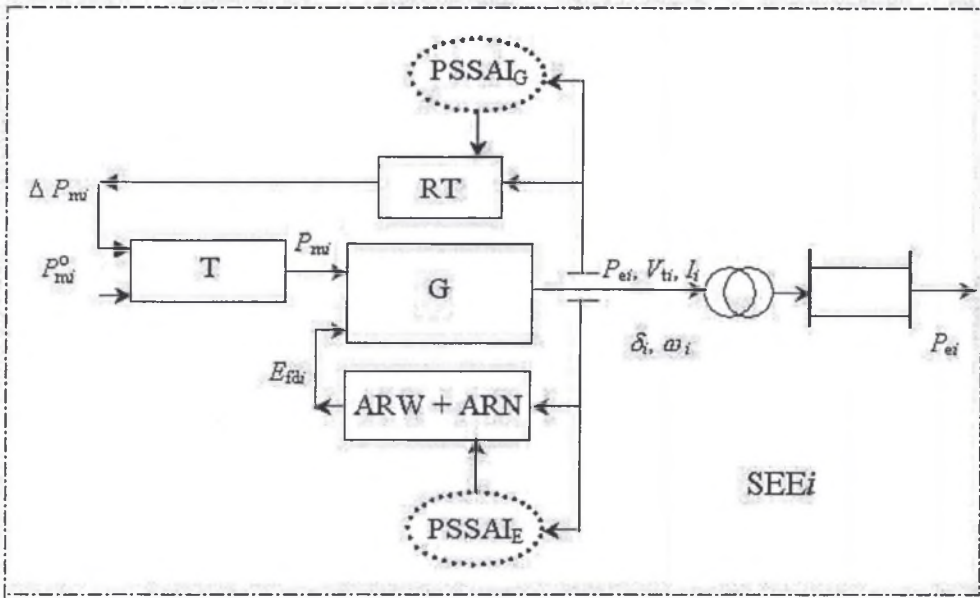
W niniejszej pracy, uwzględniając aspekty zarówno techniczne, jak i ekonomiczne, zdecydowano się poszukiwać środków, które poprawiłyby skuteczność działania już istniejących układów regulacji.



Założono, że odpowiednio zaprojektowane stabilizatory, wykorzystujące sztuczną inteligencję, są w stanie wytlumić kołysania w SEE. Dodatkowo, jeżeli będą one miały właściwości adaptacyjne, to stabilizacja taka będzie odporna. Przez odporność, w oparciu o definicję podaną w pracy [69], rozumie się tu tłumienie kołysań przy szerokim zakresie zmian parametrów stanu SEE. Takie odchylenia parametrów, poza przedziały dopuszczalne w normalnych warunkach eksploatacyjnych, wymuszone są przez zakłócenia. Przykładowe zakłócenia to zarówno małe, jak i duże skokowe zmiany obciążeń oraz najgroźniejsze dla stabilnej pracy SEE zwarcia trójfazowe. Efektem ich jest występowanie stanów nieustalonych, zwanych również przejściowymi i wymuszanie wspomnianych powyżej kołysań, które ze względów technicznych powinny być tłumione w możliwie najkrótszym czasie. Nie mogą tego dokonać klasyczne stabilizatory systemowe (PSS).

Aplikacja regulatorów wykorzystujących sztuczną inteligencję w charakterze stabilizatorów (PSSAI) daje obiecujące wyniki [37, 40, 42, 108]. Wyniki badań takich regulatorów zostaną zaprezentowane w kolejnych podrozdziałach.

Przedstawioną koncepcję ilustruje rys. 3.6. Zaznaczone na tym rysunku dodatkowe PSSAI to stabilizatory neuronowe (PSSNN) lub rozmyto-neuronowe (PSSNFL). Sygnał stabilizujący generowany przez PSSAI jest doprowadzony do konwencjonalnych układów regulacji. Pomaga on tłumić kołysania w stanach zakłóceńowych. Należy podkreślić, że w stanie ustalonym wartość tego sygnału jest stała lub równa zero.



Rys. 3.6. Schemat blokowy podstawowych elementów  $i$ -tego podsystemu ze stabilizatorami  
Fig. 3.6. The structural diagram of the basic elements of the  $i$ -th subsystem with the stabilizers

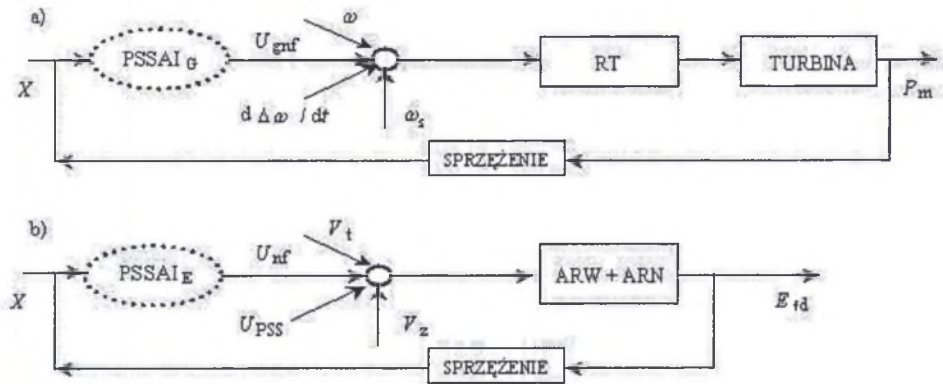
Ogólną strukturę układów regulacji ze stabilizatorami PSSAI pokazano na rys. 3.7. Wektor wejściowy stabilizatora  $X$  jest zdefiniowany następująco

$$X = [\delta, \Delta\omega, P_e]^T, \quad (3.11)$$

gdzie  $\delta$  jest odniesionym do osi synchronicznej kątem fazona sem generatora zastępczego,  $\Delta\omega$  odchyleniem prędkości kątowej od prędkości synchronicznej, a  $P_e$  chwilową mocą elektryczną generatora. W przypadku stabilizatorów jednoweściowych wykorzystywany jest tylko wektor  $\Delta\omega$ .

Wektor sygnałów stabilizujących  $U$  zawiera dwa sygnały - jeden  $U_{gnf}$  (rys. 3.7a) do układu regulacji prędkości obrotowej turbiny oraz drugi  $U_{nf}$  (rys. 3.7b) doprowadzany do układu regulacji wzbudzenia. Wektor ten można przedstawić w postaci

$$U = [U_{gnf}, U_{nf}]^T. \quad (3.12)$$



Rys. 3.7. Struktura układów regulacji  $i$ -tego podsystemu ze stabilizatorami PSSAI

Fig. 3.7. The structural diagram of the control systems of the  $i$ -th subsystem with the stabilizers PSSAI

Jeżeli w chwili  $t_0$  wystąpi zakłócenie, np. zwarcie zlikwidowane w cyklu SPZ po czasie  $t_z$ , to w systemie wystąpi stan przejściowy [4,5]. Trajektorie systemu mogą być stabilne lub niestabilne z technicznego punktu widzenia. Dlatego istotnym zagadnieniem jest określanie obszarów dopuszczalnych zmian zmiennych stanu takich, które gwarantują stabilność całego systemu. Trajektorie całkowite stabilnego układu nie mogą bowiem przecinać obszaru stabilności.

Istnieje wiele metod pozwalających ocenić stabilność nieliniowego systemu przy zadanych odchyleniach zmiennych stanu. Jedną z nich jest druga metoda Lapunowa. Można ją zastosować pod warunkiem utworzenia funkcjonau spełniającego wymagania określone przez relacje (3.6a, b i c). Stosując metodę Lagunowa, należy pamiętać, że podaje ona jedynie wystarczające warunki stabilności. Nie określa jednak warunków koniecznych oraz nie identyfikuje niestabilnych punktów równowagi. Oprócz zalet, jakie oferuje wykorzystanie relacji (3.8) do oceny stabilności, metoda może stanowić bardzo użyteczne narzędzie przy projektowaniu i syntezy układów regulacji i sterowania [6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 14]. Z uwagi na fakt, że funkcja  $V$  była wykorzystywana w analizach i syntezach prezentowanych w dalszych punktach, poniżej w skróconej formie zostanie przedstawiony jeden ze sposobów jej konstruowania.

## 3.2. Funkcja Lapunowa modeli matematycznych SEE

### 3.2.1. Zasady konstruowania funkcji $V$

Konstruowanie funkcji Lapunowa ( $V$ ) nie jest zagadnieniem łatwym. Stosuje się wprawdzie w tym celu wiele metod, ale dotychczas nie znaleziono optymalnej postaci funkcji  $V$ . Wyniki otrzymywane przy wykorzystaniu różnych postaci funkcji niewiele różnią się między sobą i dają mniejsze lub większe obszary stabilności. Bardzo często dla modelu SEE

tworzy się funkcję mającą postać energii w oparciu o twierdzenia Andersona [1], dotyczące macierzy funkcji zmiennej zespolonej. Dla modelu opisanego układem równań różniczkowych ruchu (2.16)

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{Y}} &= \mathbf{C}\mathbf{X}, \\ \dot{\mathbf{X}} &= \mathbf{A}\mathbf{X} - \mathbf{B}\mathbf{F}(\mathbf{Y}),\end{aligned}\quad (3.13)$$

wspomniane twierdzenie poleca badać transmitancję operatorową

$$\mathbf{Z}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}. \quad (3.14)$$

Jeżeli  $\mathbf{Z}(s)$  będzie rzeczywistą i dodatnią macierzą wymiernych funkcji zmiennej zespolonej, co będzie wtedy i tylko wtedy, gdy istnieją dodatnio określone macierze  $\mathbf{P}_1$  i  $\mathbf{Q}$  takie, że

$$\begin{aligned}\mathbf{P}_1 \mathbf{A} + \mathbf{A}^T \mathbf{P}_1 &= \mathbf{Q}\mathbf{Q}^T, \\ \mathbf{P}_1 \mathbf{B} &= \mathbf{C}^T.\end{aligned}\quad (3.15)$$

Jeśli dodatkowo  $\mathbf{Z}(\infty) = 0$ , a bieguny  $\mathbf{Z}(s)$  znajdować się będą w lewej półpłaszczyźnie  $Re s < 0$ , natomiast macierze  $\{\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}\}$  stanowią minimalną realizację  $\mathbf{Z}(s)$ , wtedy funkcja Lapunowa może mieć postać

$$V(\mathbf{X}, \mathbf{Y}) = \mathbf{X}^T \mathbf{P}_1 \mathbf{X} + \int_0^{\mathbf{Y}} \mathbf{F}^T(\mathbf{Y}) d\mathbf{Y}. \quad (3.16)$$

Przy sprawdzeniu warunków, jakie nakłada twierdzenie Andersena, korzysta się z lematu, który mówi, że  $\mathbf{Z}(s)$  będzie macierzą rzeczywistą i dodatnią, gdy

$$\text{i) } \mathbf{Z}(s) \text{ ma elementy będące funkcjami analitycznymi dla } Re s > 0, \quad (3.17a)$$

$$\text{ii) } \mathbf{Z}^*(s) = \mathbf{Z}(s^*) \text{ dla } Re s > 0, \quad (3.17b)$$

$$\text{iii) } \mathbf{Z}^T(s^*) + \mathbf{Z}(s) \text{ jest nieujemnie określone dla } Re s > 0. \quad (3.17c)$$

Ponadto, wykorzystuje się właściwość, że każda minimalna realizacja spełnia warunek całkowitej sterowalności (cs) i całkowitej obserwowalności (co). Sprowadza się to do sprawdzenia par macierzy  $\{\mathbf{A}, \mathbf{B}\}$  i  $\{\mathbf{A}, \mathbf{C}\}$ . Udowodniono [1, 6], że gdy

$$\text{iv) rząd macierzy } \{\mathbf{B}, \mathbf{A}\mathbf{B}, \mathbf{A}^2\mathbf{B}, \dots, \mathbf{A}^{n-1}\mathbf{B}\} \text{ równy jest } n, \text{ wtedy para } \{\mathbf{A}, \mathbf{B}\} \text{ jest cs,}$$

$$\text{v) rząd macierzy } \{\mathbf{C}^T, \mathbf{A}^T\mathbf{C}^T, (\mathbf{A}^T)^2\mathbf{C}^T, \dots, (\mathbf{A}^T)^{n-1}\mathbf{C}^T\} \text{ równy jest } n, \text{ wtedy para } \{\mathbf{A}, \mathbf{C}\} \text{ jest co,}$$

przy czym  $n$  jest wymiarem realizacji  $\{\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}\}$  i określa stopień macierzy  $\mathbf{A}$ , będący równy stopniowi macierzy  $\mathbf{Z}(s)$ . Ostatnie wymagane założenie, aby  $\mathbf{A}$  była macierzą o ujemnych wartościach własnych, dla modelu wyprowadzonego w rozdziale 2, w przypadku dodatniego tłumienia jest zawsze spełnione.

Sprawdzanie właściwości wymienionych macierzy umożliwia znalezienie odpowiedniej, dodatnio określonej formy kwadratowej. W efekcie o dodatniej określoności funkcji (3.16) decyduje drugi jej składnik.

### 3.2.2. Funkcja $V$ modelu SEE odwzorowanego w $2n-1$ -wymiarowej przestrzeni stanów

Zakładając, że model SEE opisuje układ równań różniczkowych ruchu (2.12), konstruowanie funkcji  $V$  musi rozpoczynać sprawdzenie hipotez Andersona. Transmitancja operatorowa liniowej części układu jest następująca

$$\mathbf{Z}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} = \mathbf{T}(s\mathbf{I} + \mathbf{M}^{-1}\mathbf{D})^{-1} \mathbf{M}^{-1}\mathbf{T}, \quad (3.18)$$

gdzie macierz  $\mathbf{A} = \text{diag} \{ a_i : i=1,2,\dots,n \}$ ,  $a_i = -D_i / M_i < 0$ .

W wyrażeniu (3.18) elementy  $\mathbf{Z}(s)$  są analityczne dla  $\text{Re } s > 0$ . Zachodzi więc  $\mathbf{Z}^*(s) = \mathbf{Z}(s^*)$ . Sprawdzenie hipotezy iii) daje relację

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}^T(s^*) + \mathbf{Z}(s) &= \mathbf{T} \{ \mathbf{M}^{-1}(s^*\mathbf{I} + \mathbf{M}^{-1}\mathbf{D})^{-1} + (s\mathbf{I} + \mathbf{M}^{-1}\mathbf{D})^{-1}\mathbf{M}^{-1} \} \mathbf{T}^T = \\ &= \mathbf{T} \text{diag} \{ 2(\text{Re } s - a_i) / M_i (a_i^2 - 2a_i \text{Re } s + |s|^2), \quad i = 1,2,\dots,n \} \mathbf{T}^T > 0 \quad \text{dla } \text{Re } s > 0. \end{aligned} \quad (3.19)$$

W podobny sposób [6] można udowodnić, że para macierzy  $(\mathbf{A}, \mathbf{B})$  spełnia warunek całkowitej sterowalności, natomiast para macierzy  $(\mathbf{A}, \mathbf{C})$  spełnia warunek całkowitej obserwowalności.

Przyjmując  $\mathbf{P}_1 = \mathbf{M}$ , otrzymuje się

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_1 \mathbf{A} + \mathbf{A}^T \mathbf{P}_1 &= -\mathbf{M}\mathbf{M}^{-1}\mathbf{D} - \mathbf{D}\mathbf{M}^{-1}\mathbf{M} = -2\mathbf{D} = -(\sqrt{2} \mathbf{D}^{1/2}) (\sqrt{2} \mathbf{D}^{1/2})^T = -\mathbf{Q}\mathbf{Q}^T, \\ \mathbf{P}_1 \mathbf{B} &= \mathbf{M}\mathbf{M}^{-1}\mathbf{T}^T = \mathbf{T}^T = \mathbf{C}^T. \end{aligned} \quad (3.20)$$

Uwzględniając relacje (3.1, 3.12 i 3.13), do badania stanów równowagi  $(\sigma^0, \mathbf{0})$  można przyjąć funkcję

$$V(\mathbf{X}, \mathbf{Y}) = V(\mathbf{X}, \sigma) = 1/2 \mathbf{X}^T \mathbf{M} \mathbf{X} + \int_{\sigma^0}^{\sigma} [f(\sigma) - f(\sigma^0)]^T d\sigma. \quad (3.21)$$

Postać funkcji (3.21) odpowiada funkcji użytej, m.in. w pracach [109, 128].

Funkcję (3.21) można traktować jako całkowitą energię systemu, przy czym pierwszy człon określa energię kinetyczną, drugi natomiast energię potencjalną SEE.

Wprowadzenie transformacji zmiennych stanu do początku układu współrzędnych umożliwi zapisanie funkcji  $V$  w następującej ogólnej postaci

$$V(\mathbf{X}, \mathbf{Y}) = V_k(\mathbf{X}) + V_1(\mathbf{Y}) + V_2(\mathbf{Y}), \quad (3.22)$$

gdzie  $V_k(\mathbf{X})$  jest pewną formą kwadratową wektora  $\mathbf{X}$ , pierwszy składnik  $V_1(\mathbf{Y})$  jest liniową funkcją wektora  $\mathbf{Y}$ , natomiast  $V_2(\mathbf{Y})$  jest funkcją trygonometryczną tego wektora. Należy podkreślić, że składniki  $V_1(\mathbf{Y})$  i  $V_2(\mathbf{Y})$  zależne są również od wektora  $\sigma$  w stanie pozakłóceńowym, czyli od  $\sigma^0$ .

### 3.2.3. Funkcja $V$ modelu SEE z uwzględnieniem układu regulacji prędkości obrotowej

Model systemu z uwzględnieniem układu regulacji prędkości obrotowej turbiny wprowadzono w p. 2.2.3. Analizując transmitancję jego liniowej części w sposób

analogiczny jak w p. 3.2.2, można wykazać spełnienie hipotez i) + v) z p. 3.2.1. Pozostaje sprawdzenie lematu (3.20). Wybierając z możliwych realizacji macierz

$$P_1 = \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & -G^{-1} \end{bmatrix}, \quad (3.23)$$

i podstawiając (3.23) do zależności (3.20) otrzymuje się

$$\begin{aligned} P_1 A + A^T P_1 &= \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & -G^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -M^{-1}D & M^{-1}H \\ G & L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -M^{-1}D & G \\ M^{-1}H & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & -G^{-1} \end{bmatrix} = \\ &= - \begin{bmatrix} 2D & 0 \\ 0 & 2G^{-1}L \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \sqrt{2}D^{1/2} & 0 \\ 0 & \sqrt{2}G^{-1/2}L^{1/2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{2}D^{1/2} & 0 \\ 0 & \sqrt{2}G^{-1/2}L^{1/2} \end{bmatrix} = -QQ^T, \\ P_1 B &= \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & -G^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M^{-1}T^T \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T^T \\ 0 \end{bmatrix} = C^T. \end{aligned} \quad (3.24)$$

Jeżeli spełnione są wymienione warunki, do analizy stabilności w obszarze zawierającym  $X_1^0 = 0 = X^0 = Z, 0$  można przyjąć funkcję [6]

$$V(X_1, Y) = V(X, \sigma, Z) = 1/2 X^T M X + 1/2 Z^T (-G^{-1}) Z + \int_{\sigma^0}^{\sigma} [f(\sigma) - f(\sigma^0)]^T d\sigma. \quad (3.25)$$

Funkcję (3.25) w dalszym ciągu można interpretować jako całkowitą energię systemu, a dodatkowa forma kwadratowa w części odpowiadającej energii kinetycznej odzwierciedla wpływ regulatora.

### 3.2.4. Funkcja $V$ modelu SEE z uwzględnieniem układu regulacji prędkości obrotowej i układu regulacji wzbudzenia

Problem uwzględniania w funkcji Lapunowa zmiennej sem  $E$  w stanach nieustalonych przez lata absorbował wielu badaczy [98, 139]. Funkcja  $V$  (na podstawie jednego z bardziej znanych opracowań [98]), dla modelu (2.35) może mieć postać

$$V(X_2, \sigma) = 1/2 X_1^T P X_1 + V_f(E) + 2 V_1(\sigma), \quad (3.26)$$

gdzie  $P$  jest dodatnio określoną, symetryczną macierzą o wymiarach  $(3n-1) \times (3n-1)$ .

W przypadku SEE  $n$ -maszynowego drugi człon wyrażenia (3.14) jest sumą całek

$$V_1(\sigma) = \sum_{k=1}^m \int_0^{\sigma_k} [f_{1k}(\sigma)]^T d\sigma, \quad (3.27)$$

gdzie  $f_{1k}$  określona jest wzorem (2.33), natomiast  $m = n(n-1)/2$ .

Wyrażenie (3.28) uwzględnia zmienną sem  $E_i$  w stanie nieustalonym, w funkcji (3.26) [98].

$$V_f(E) = \sum_{i=1}^n \frac{\alpha_i}{\beta_i} (E_i - E_i^0)^2, \quad (3.28)$$

gdzie  $\alpha_i$  oraz  $\beta_i$  wyznacza się z zależności (2.30).

#### 4. STABILIZATOR ADAPTACYJNY UKŁADU REGULACJI PRĘDKOŚCI OBROTOWEJ TURBINY

Regulacja adaptacyjna polega na automatycznym dopasowywaniu parametrów regulatora do zmieniających się właściwości obiektu regulacji lub jego otoczenia [121]. Tak rozumiana idea może być realizowana różnymi algorytmami regulacji, które w zależności od źródła informacji używanej do zmiany parametrów regulatora można podzielić na:

- regulację z programowalnymi zmianami parametrów,
- regulację z identyfikacją modelu.

Regulator spełniający rolę stabilizatora, prezentowany poniżej, należy do grupy regulatorów z programowalnymi zmianami parametrów. Działanie jego polega na uzależnieniu wzmocnienia regulatora od pomiarowo dostępnej zmiennej wiodącej (prędkości obrotowej turbiny), która charakteryzuje stan dynamiczny turbozespołu.

Adaptacyjny algorytm sterowania zrealizowano opierając się na metodzie Lapunowa [2, 3, 22, 60, 61, 65, 68].

Wykorzystując równanie różniczkowe (3.2), opisujące klasyczny układ regulacji prędkości obrotowej turbiny, model regulatora ze stałym (4.1) oraz zmiennym współczynnikiem wzmocnienia (4.2) stanowią następujące równania

$$T \Delta \dot{P}_m + \Delta P_m = K_1 \delta \quad , \quad (4.1)$$

$$T \dot{Z}_1 + Z_1 = K_C K_V \delta \quad , \quad (4.2)$$

gdzie  $K_V$  - parametr niezmienny,

$K_C$  - parametr zmieniający się automatycznie w stanie zakłóceniovym.

Błąd regulacji określa równanie

$$e = \Delta P_m - Z_1 \quad . \quad (4.3)$$

Pochodną błędu określa relacja

$$\dot{e} = \Delta \dot{P}_m - \dot{Z}_1 \quad . \quad (4.4)$$

Po podstawieniu (4.1) oraz (4.2) do (4.4) otrzymuje się

$$\dot{e} = \frac{1}{T} K_1 \delta - \frac{1}{T} (\Delta P_m - Z_1) + \frac{K_1 - K_C K_V}{T} \delta = -\frac{1}{T} e + \frac{\rho}{T} \Delta \omega \quad , \quad (4.5)$$

gdzie  $\rho = K_1 - K_C K_V$ ,  $\Delta \omega = \delta$ .

Założmy funkcję Lapunowa w postaci

$$V = e^2 + \lambda \rho^2 \quad , \quad \lambda > 0 \quad , \quad (4.6)$$

wtedy pochodną (4.6) względem czasu, obliczoną wzdłuż trajektorii, określa relacja

$$\dot{V} = 2e(\dot{e}) + 2\rho(\dot{\rho})\lambda = 2e\left(-\frac{e}{T} + \frac{\rho}{T} \Delta \omega\right) + 2\rho(\dot{\rho})\lambda \quad . \quad (4.7)$$

Wystarczające warunki istnienia obszaru stabilności, a tym samym zbieżność algorytmu sterowania, zapewnia ujemna określoność pochodnej (4.7).

Tę ujemną określoność można uzyskać zakładając, że

$$\dot{\rho} = \frac{e}{\lambda T} \Delta\omega - \rho. \quad (4.8)$$

Funkcja (4.7) będzie wtedy zawsze ujemna, gdyż po podstawieniu (4.8) do (4.7) otrzymuje się

$$\dot{V} = -2 \frac{1}{T} e^2 - 2 \lambda \rho^2. \quad (4.9)$$

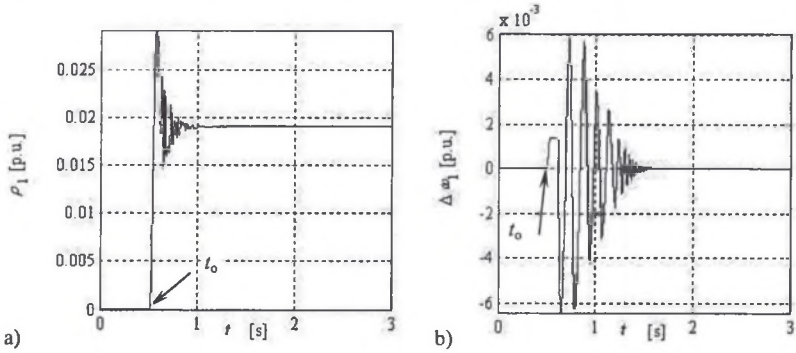
Uwzględniając, że

$$\dot{\rho} = -K_V \dot{K}_C, \quad (4.10)$$

algorytm sterowania przyjmuje postać

$$-K_V \dot{K}_C = \frac{e}{\lambda T} \Delta\omega - (K_1 - K_C K_V). \quad (4.11)$$

Algorytm (4.11) jest prawdziwy tylko dla określonych  $\lambda$ . Jest to spowodowane tym, że  $\lambda$  zależy od nieokreślonego parametru  $K_V$  [2].



Rys. 4.1. Przebiegi przejściowe  $\rho_1$  (a) oraz odchylen prędkości  $\Delta\omega_1$  od prędkości synchronicznej (b) w pod-systemie G1 po włączeniu stabilizatorów: chwila wystąpienia zwarcia –  $t_0 = 0.5$  s,  $t_z = 0.11$  s

Fig. 4.1. Parameter  $\rho_1$  (a) and speed deviation  $\Delta\omega_1$  transients (b) in subsystem G1 to a three - phase to ground fault applied at time  $t_0 = 0.5$  s and cleared 110 ms later (after  $t_z$ ) with the stabilizers

Przebiegi przejściowe  $\rho$  (a) oraz odchylen prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej (b), w SEE ze stabilizatorami adaptacyjnymi, po włączeniu zwarcia trwającego  $t_z = 0.11$  s, które rozpoczęło się w chwili  $t_0 = 0.5$  s, pokazano na rys. 4.1.

Uwzględniając, że  $\rho$  zmienia się o wiele szybciej niż  $\Delta\omega$  (rys. 4.1), [2, 28, 32] i pamiętając, iż  $\Delta\omega \rightarrow 0$ , gdy  $t \rightarrow 0$ ,  $\dot{\rho}$  w (4.8) można zastąpić równaniem:

$$\dot{\rho} = \frac{e}{\lambda T} \Delta\omega. \quad (4.12)$$

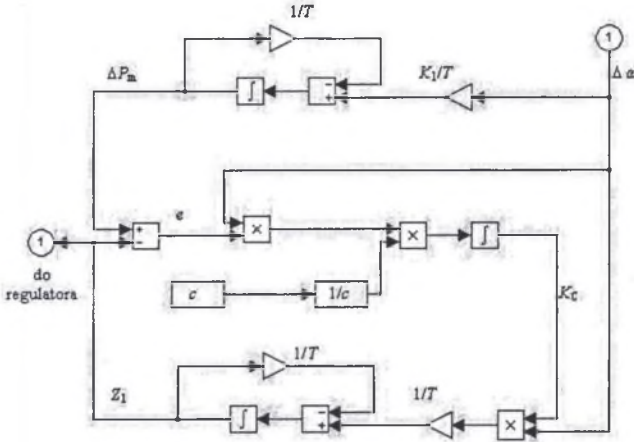
Relacja (4.12) zapewnia, iż  $\dot{V} < 0$  i tym samym umożliwia określenie równania, które zmieniając dynamicznie wzmacnienie zapewni stabilność regulowanego SEE. Współczynnik  $K_C$  będzie wtedy zmieniał się zgodnie z następującą zależnością

$$\dot{K}_C = \frac{e}{\lambda K_V T} \Delta\omega, \quad (4.13)$$

czyli:

$$\dot{K}_C = (\Delta P_m - Z_1) \Delta \omega \frac{1}{c}. \quad (4.14)$$

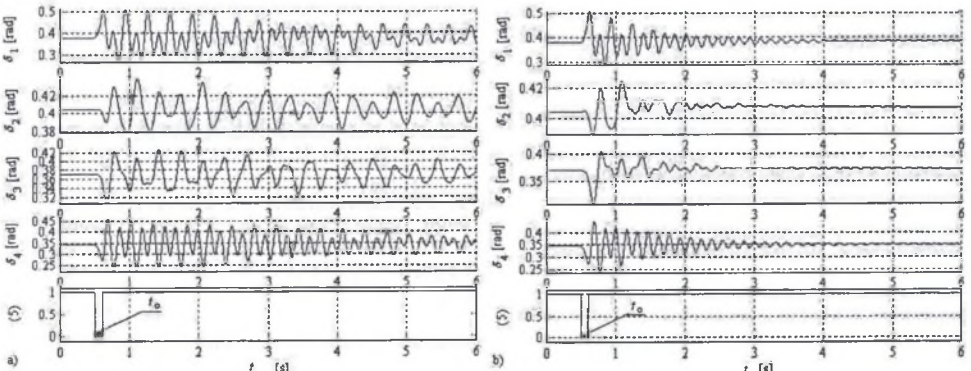
Dla  $K_V > 0$  wielkość  $\lambda K_V T$  można przyjmować jako stałą np.  $c$  niezależną od  $K_V$ . Schemat regulatora, który spełnia powyższe zależności, pokazano na rys. 4.2.



Rys. 4.2. Schemat blokowy stabilizatora adaptacyjnego  
Fig. 4.2. Block diagram of the adaptive stabilizer

## 4.1. Weryfikacja algorytmu

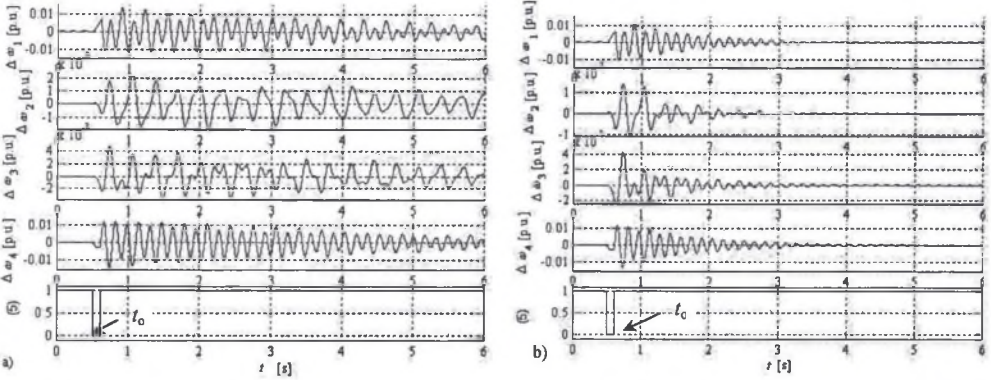
Przedstawiony algorytm sterowania zweryfikowano na czteromaszynowym modelu SEE [61, 65]. Na rys. 4.3 zestawiono przebiegi przejściowe kątów  $\delta$  poszczególnych generatorów, na rys. 4.4 odchylenia prędkości  $\Delta \omega$  od prędkości synchronicznej, natomiast na rys. 4.5 przyrost mocy mechanicznej  $\Delta P_m$  od mocy zadanej. Stan nieustalony w systemie wystąpił po trwającym 0.5 s stanie ustalonym i spowodowany był zwarciem, na szynach podsystemu 1, trwającym 0.11 s, po którym założono udane SPZ.



Rys. 4.3. Przebiegi przejściowe kątów  $\delta_i$  z regulatorami konwencjonalnymi (a) oraz po włączeniu stabilizatorów (b): chwila wystąpienia zwarcia -  $t_0 = 0.5$  s,  $t_z = 0.11$  s

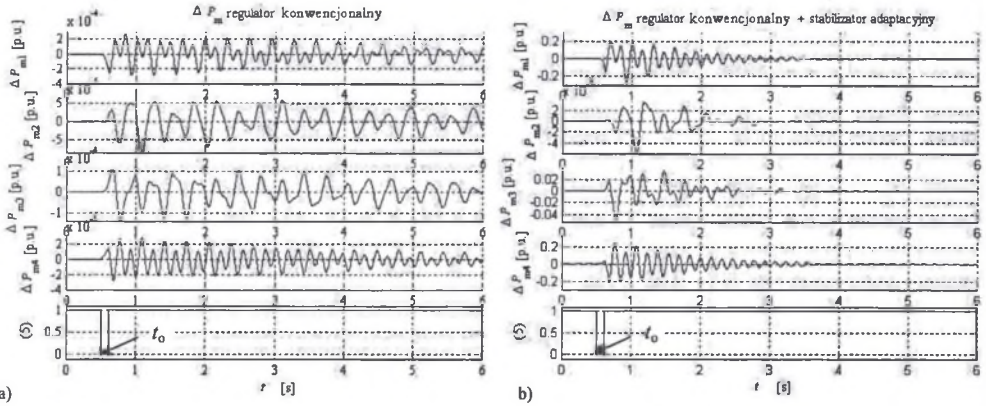
Fig. 4.3. Power angle  $\delta_i$  transients to a three - phase to ground fault applied at time  $t_0 = 0.5$  s and cleared 110 ms later (after  $t_z$ ) with the conventional controllers (a) and with the stabilizers (b)





Rys. 4.4. Przebiegi przejściowe odchylenia prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej z regulatorami konwencjonalnymi (a) oraz po włączeniu stabilizatorów (b): chwila wystąpienia zwarcia –  $t_0 = 0.5$  s,  $t_z = 0.11$  s

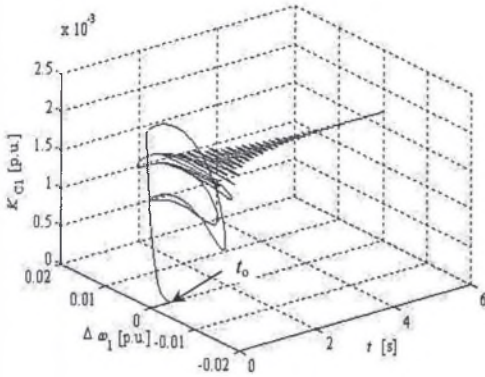
Fig. 4.4. Speed deviation  $\Delta\omega$  transients to a three - phase to ground fault applied at time  $t_0 = 0.5$  s and cleared 110 ms later (after z) with the conventional controllers (a) and with the stabilizers (b)



Rys. 4.5. Przebiegi przejściowe przyrostu mocy mechanicznych  $\Delta P_{mv}$  w SEE z regulatorami konwencjonalnymi (a) oraz po włączeniu stabilizatorów (b): chwila wystąpienia zwarcia –  $t_0 = 0.5$  s,  $t_z = 0.11$  s

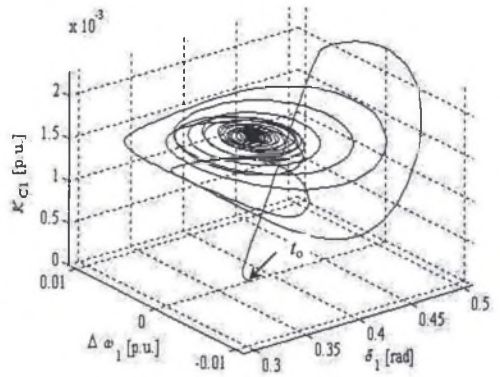
Fig. 4.5. Governor power  $\Delta P_{mv}$  transients to a three - phase to ground fault applied at time  $t_0 = 0.5$  s and cleared 110 ms later (after  $t_z$ ) in PS with the conventional controllers (a) and with the stabilizers (b)

Zestawione przebiegi przejściowe pokazują duże zwiększenie tłumienia kotłosań w SEE po włączeniu stabilizatorów. Zaobserwowano równocześnie silną zależność zmieniającego się w stanie nieustalonym wzmocnienia  $K_C$  zarówno od parametrów regulatora, jak i wartości chwilowych zmiennych stanu. Ilustrują to przebiegi  $K_C = f(\Delta\omega, t)$  i  $K_C = f(\Delta\omega, \delta)$  pokazane na rys. 4.6 oraz rys. 4.7. Analiza uzyskanych przebiegów przejściowych sugerowała celowość przeprowadzenia optymalizacji nastaw regulatora adaptacyjnego. Do syntezy układu regulacji, przedstawionej w następnym punkcie, wykorzystano metodę planowanego eksperymentu [62, 65, 134].



Rys. 4.6. Przebieg  $K_{C1} = f(\Delta\omega_1, t)$  stabilizatora 1: chwila wystąpienia zwarcia –  $t_0 = 0.5$  s,  $t_z = 0.11$  s

Fig. 4.6. Adaptive gain  $K_{C1} = f(\Delta\omega_1, t)$  transient to a three - phase to ground fault applied at  $t_0 = 0.5$  s and cleared 110 ms later (after  $t_f$ )



Rys. 4.7. Przebieg  $K_{C1} = f(\Delta\omega_1 \delta_1)$  stabilizatora 1: chwila wystąpienia zwarcia –  $t_0 = 0.5$  s,  $t_z = 0.11$  s

Fig. 4.7. Adaptive gain  $K_{C1} = f(\Delta\omega_1 \delta_1)$  transient to a three - phase to ground fault applied at  $t_0 = 0.5$  s and cleared 110 ms later (after  $t_f$ )

## 4.2. Optymalizacja nastaw stabilizatora

Celem syntezy układu sterowania było określenie optymalnych parametrów stabilizatora, dla których minimalizowane są kołysania w SEE spowodowane wystąpieniem zwarcia.

Eksperymenty bierne są nieprzydatne do rozwiązywania takich zadań. Prowadzenie zaś eksperymentu w warunkach rzeczywistych jest nie tylko nieekonomiczne, ale nierealne. Dlatego eksperymenty obliczeniowe wykonano na modelu matematycznym w postaci równań różniczkowych przy użyciu komputera.

Zaplanowanie badań tak, aby przy minimalnej liczbie eksperymentów uzyskać maksimum informacji o obiekcie badań, umożliwiła jedna z metod optymalizacji procesu badawczego – metoda planowanego eksperymentu (PE) [62, 65, 134]. Wśród zalet metody PE, predystynujących ją do wykorzystania przy realizacji założonego celu, wyróżniała się jej wysoka efektywność. Ponadto, umożliwiała ona uzyskanie analitycznej zależności wielkości wyjściowych od wejściowych oraz wykluczała intuicyjne podejście.

Postawiony cel narzucił kryterium wyboru planu. Poszukiwany model wiążący parametry układu regulacji z wybranymi parametrami przebiegu przejściowego, przy spełnieniu warunku adekwatności, musiał być prosty, aby możliwe było rozwiązanie zadania syntezy. Warunek prostoty spełniał model w postaci wielomianu

$$y = b_0 + \sum_{i=1}^n b_i x_i + \sum_{i \neq j} b_{ij} x_i x_j + \sum_{i \neq j \neq k} b_{ijk} x_i x_j x_k + \dots \quad (4.14a)$$

gdzie  $y$  – wielkość wyjściowa,  $x_i$  –  $i$ -ta wielkość wejściowa,  $b_i$  – współczynnik równania regresji.

Plan eksperymentów prowadzących do szacowania wielkości współczynników  $b_i$  równania, nazywany planem stopnia pierwszego, dla trzech zmiennych wejściowych, zmienianych na dwóch poziomach zawierał  $2^3$  punktów referencji, w których mierzono wielkość wyjściową. Determinowało to wymiar macierzy planu, która składała się z ośmiu

kolumn i ośmiu wierszy. Elementami macierzy były górne i dolne poziomy zmian wielkości wejściowej, oznaczane odpowiednio jako „+” i „-”. Poziomy zmian wyznaczano od wartości bazowej „0”, którą były parametry już istniejącego, założonego modelu.

Metodą bilansu losowego wyeliminowano czynniki, których wpływ na wielkość wyjściową był bardzo mały. Jako miarę oddziaływania poszczególnych wielkości wejściowych przyjmowano wariancję oceny wielkości wyjściowej. Zakres wpływu wielkości wejściowych na wielkość wyjściową obliczano jako różnicę średnich arytmetycznych dla poziomu „+” i poziomu „-” danej wielkości wejściowej. Zakres zmian parametrów stabilizatora przedstawiono w tablicy 4.1, natomiast w tablicy 4.2 zestawiono plan macierzy i wyniki eksperymentów. Monitorowanymi wielkościami wyjściowymi, charakteryzującymi proces przejściowy, były: czas, po którym SEE wraca do synchronizmu ( $t_s$ ), oraz czas wystąpienia maksymalnego wychylenia kąta ( $t_\delta$ ).

Tablica 4.1

Zakres zmian parametrów stabilizatora

Poziom wielkości wejściowej	Parametry stabilizatora		
	$K_1$	$c$	$T$
„+”	2	3.33	0.50
Baza „0”	1	6.66	0.25
„-”	0	10.0	0.05

Tablica 4.2

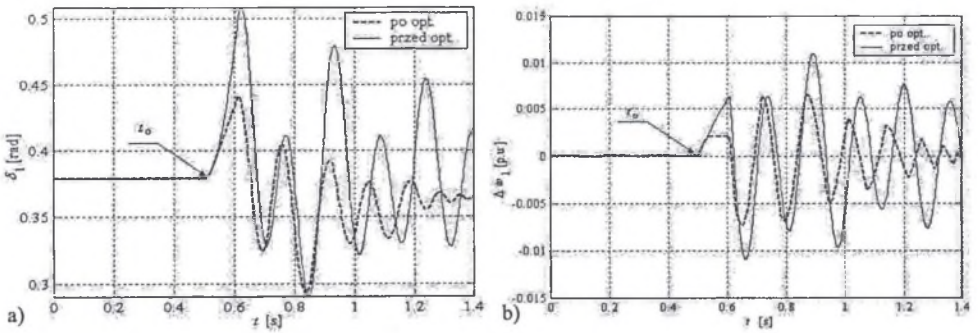
Plan i wyniki eksperymentu

Numer eksperymentu	Oznaczenie zmiennej			$t_s$	$t_\delta$
	$x_1$	$x_2$	$x_3$	s	s
1	-	-	-	3.7647	1.7647
2	+	-	-	3.5294	1.6471
3	-	+	-	3.7647	1.8235
4	+	+	-	3.6765	1.7647
5	-	-	+	3.7647	1.8235
6	+	-	+	3.2353	1.1176
7	-	+	+	3.6747	1.7059
8	+	+	+	3.5294	1.5294
Baza	0	0	0	3.5294	1.5294

gdzie  $x_1 = K_1/T$ ,  $x_2 = 1/T$ ,  $x_3 = 1/c$ .

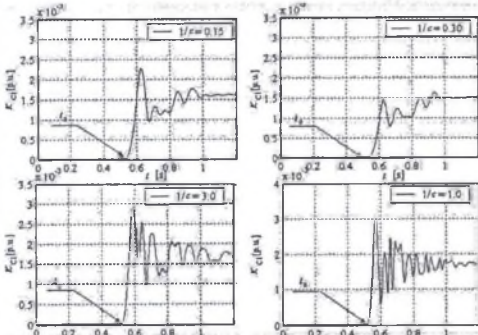
Na podstawie analizy otrzymanych rezultatów metodą bilansu losowego można ocenić, że w układzie przyjętych wartości  $K_1/T = 4$  (+),  $1/T = 20$  (-) i  $1/c = 0.3$  (+) wybrane wielkości wyjściowe mają parametry korzystniejsze niż u układzie bazowym, a czas trwania maksymalnego wychylenia kąta  $\delta$  jest około 1.1 razy krótszy niż w układzie bazowym. W przypadku obu wielkości wyjściowych największy wpływ na nie ma czynnik  $K_1/T$ . Najbardziej niekorzystne warunki występują przy wielkościach wejściowych określonych wierszami 3 i 5 planu macierzy, co w rzeczywistości odpowiada niedziałaniu układu regulacji.

Zoptymalizowane wartości parametrów nastawiono w stabilizatorze adaptacyjnym podsystemu 1 i przeprowadzono symulacje porównawcze. Na rys. 4.8a zestawiono przebiegi przejściowe kątów  $\delta$  poszczególnych generatorów, natomiast na rys. 4.8b odchylenia prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej w SEE ze stabilizatorami przed i po optymalizacji

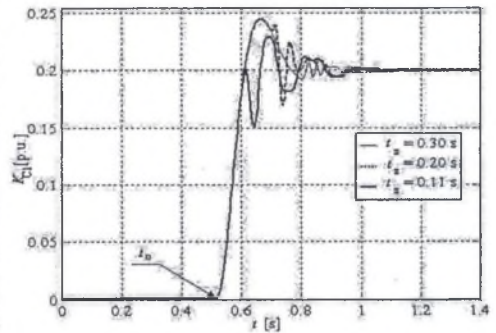


Rys. 4.8. Przebiegi przejściowe kąta  $\delta_1$  (a) i odchylenia prędkości  $\Delta\omega_1$  od prędkości synchronicznej (b) ze stabilizatorem 1 przed i po optymalizacji: chwila wystąpienia zwarcia -  $t_0=0.5$  s,  $t_2=0.11$  s

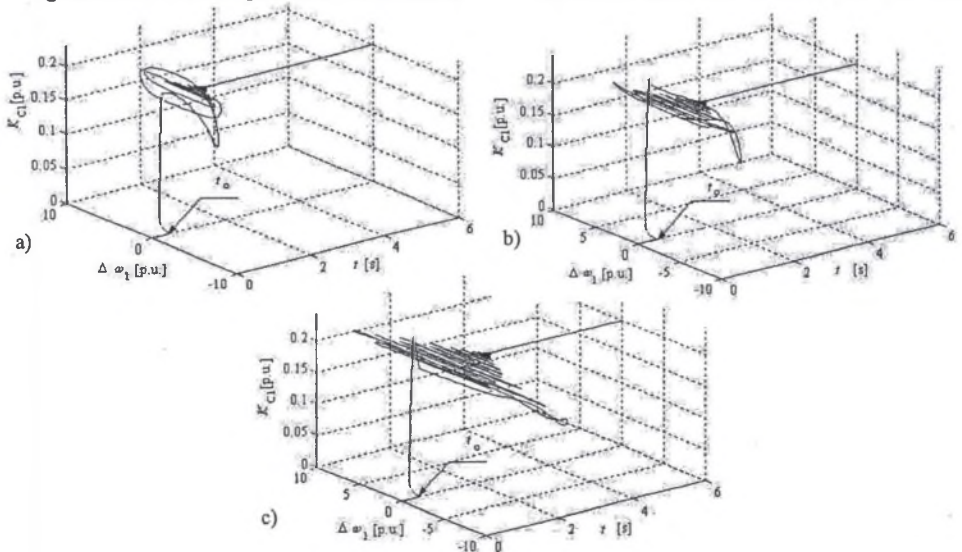
Fig. 4.8. Power angle  $\delta_1$  and speed deviation  $\Delta\omega_1$  transients to a three-phase to ground fault applied at time  $t_0=0.5$  s and cleared 110 ms later (after  $t_2$ ) with the stabilizer 1 before and after optimization



Rys. 4.9. Wpływ parametru  $c$  na wzmocnienie  $K_C$   
Fig. 4.9. Influence of the parameter  $c$  on a gain  $K_C$



Rys. 4.10. Wpływ czasu  $t_2$  na wzmocnienie  $K_C$   
Fig. 4.10. Dependence of the time  $t_2$  on a gain  $K_C$



Rys. 4.11. Przebieg adaptacyjnego wzmocnienia  $K_C$  przy czasach zwarcia: a -  $t_2=0.11$  s, b -  $t_2=0.20$  s, c -  $t_2=0.30$  s  
Fig. 4.11. Adaptive gain  $K_C$  responses to a different time of the fault: a -  $t_2=0.11$  s, b -  $t_2=0.20$  s, c -  $t_2=0.30$  s

od parametrów stabilizatora podsystemu 1. Przebieg wzmocnienia  $K_C$  dla różnych wartości współczynnika  $c$  pokazano na rys. 4.9. Zmiany  $K_C$  dla wybranych czasów trwania zwarcia  $t_z$  na szynach podsystemu 1 zestawiono na rys. 4.10. Na podkreślenie zasługuje fakt, że zoptymalizowany układ regulacji pozwolił zwiększyć dopuszczalny czas trwania zwarcia  $t_z$  z 0.11 s do 0.30 s, a tłumienie kołysań następowało szybciej przy jednoczesnym zmniejszeniu amplitud przebiegów przejściowych. Rysunek 4.11 ilustruje zmienność w czasie wzmocnienia  $K_{C1}$ , jako funkcji odchylenie prędkości  $\Delta\omega_1$  od prędkości synchronicznej  $\omega_s$ .

Wzmocnienie  $K_C$  w czasie zmienia się dynamicznie zgodnie z relacją (4.14). Jest to równanie różniczkowe z zerowymi warunkami początkowymi. Zmienną w równaniu jest odchylenie prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej  $\omega_s$ . W stanie ustalonym wartość  $\Delta\omega = 0$ . Stąd początkowe wartości  $K_C$  na powyżej przedstawionych rysunkach zawsze rozpoczynają się od  $K_C^0 = 0$  [p.u.]. Po likwidacji zakłócenia trajektorie SEE nie powracają asymptotycznie do przedzakłóceniewego stanu pracy. Ustala się inny stan dopuszczalny z technicznego punktu widzenia równowagi (rys. 4.8a). Układy regulacji prędkości obrotowej turbiny biorą udział w bilansowaniu rozplywów mocy ustalając nowe wartości mocy mechanicznych. Powoduje to, że  $\Delta P_m \neq 0$ , a po wytłumieniu kołysań, gdy  $\Delta\omega = 0$ , wartość  $\Delta P_m^1 = \text{const}$ . Z uwagi na fakt, że konwencjonalny układ regulacji prędkości obrotowej turbiny (równanie (2.43) oraz rys. 2.15) reaguje także na  $\Delta\omega$  i jego pierwszą pochodną, to przy  $\Delta\omega = 0$ , określoną  $\Delta P_m^1 = \text{const}$  wymusza tylko stabilizator adaptacyjny, ustalając  $K_C^1 \neq 0 = \text{const}$ , co zapewnia, wynikające z nowego stanu równowagi  $P_m^1 = P_m^0 + \Delta P_m^1 = \text{const}$ . Z technicznego punktu widzenia odpowiada to ustawieniu nowych położań otwarcia zaworów dolotowych turbin poszczególnych generatorów.

Kwantowane przebiegi przejściowe z modelu wspomaganego stabilizatorami adaptacyjnymi wykorzystywano do uczenia adaptacyjnych stabilizatorów neuronowych oraz rozmyto-neuronowych, które zostaną przedstawione w kolejnych punktach pracy.

### 4.3. Uwagi końcowe

W podrozdziale przedstawiono zasady projektowania adaptacyjnych stabilizatorów kołysań oraz jeden ze sposobów optymalizacji ich nastaw. Proponowane podejście, zilustrowane integralnie związanymi z nim wynikami badań i eksperymentów, pozwoliło na sformułowanie poniżej przedstawionego podsumowania.

- ♦ Zaproponowany sposób projektowania w trybie off-line, oparty na metodzie Lapunowa pozwolił na realizację adaptacyjnego stabilizatora zdolnego skutecznie tłumić i stabilizować SEE w stanach nieustalonych.

- ♦ Zasadniczą rolę w procesie tłumienia odgrywają w tym przypadku układy regulacji prędkości obrotowej turbiny, do których podawane są sygnały ze stabilizatorów. Sygnały doprowadzane do układów ARW spełniają funkcje korekcyjne, stabilizujące przede wszystkim małe kołysania przy ustalaniu się przebiegów.

- ♦ Stabilizatory były jednowejściowe.

- ♦ Warunkiem maksymalizacji działania stabilizatora jest określenie jego optymalnych parametrów, po których nastawieniu kołysania w SEE byłyby minimalizowane. Dokonuje się tego wykorzystując odpowiednio dobrane zbiory danych. Wykorzystanie jako wektorów przebiegów z modelu, w których pracują konwencjonalne układy regulacji, nie daje zadowalających wyników. Nie należy również do optymalizacji wykorzystywać zbiorów danych z modelu SEE jednomaszynowego. Trzeba jednak podkreślić, że stabilizator z dobrze dobranymi nastawami równie efektywnie tłumie kołysania w jednomaszynowym SEE.

- ◆ Testy zoptymalizowanych w wyżej wymieniony sposób stabilizatorów potwierdziły poprawne ich działanie przy pracy on-line w szerokim zakresie zmian parametrów sygnałów wejściowych, czyli dla małych i dużych zakłóceń, oraz krótkotrwałych zwarć trójfazowych. Także po założeniu prawie nieprawdopodobnych przypadków zwarć jednoczesnych w kilku podsystemach są one w stanie ustabilizować wywołane kołysania.
- ◆ Z punktu widzenia łatwości technicznej implementacji zaproponowano wykorzystanie jako sygnałów wejściowych stabilizatorów wielkości, które są łatwo dostępne i mierzalne przy zdecentralizowanym, lokalnym sterowaniu. Są nimi odchylenia prędkości od prędkości synchronicznej w poszczególnych podsystemach.
- ◆ Wyniki przeprowadzonych symulacji wykazały, że stabilizator z dobrze zoptymalizowanymi parametrami działa adaptacyjnie w szerszym, ale określonym zakresie zmian parametrów wejściowych i nie wymaga optymalizacji w poszczególnych stanach pracy SEE. Decydujące znaczenie ma jednak prawidłowe określenie współczynników wagowych sygnałów wejściowych i wyjściowych stabilizatora. Współczynniki te powinny być tak dobrane, aby przy małych wymuszeniach, lub krótkotrwałych zwarciach, nie występowała dwupołożeniowa (przełącznikowa) praca układu regulacji prędkości obrotowej turbiny.
- ◆ Efektem oddziaływania adaptacyjnych stabilizatorów jest duże zmniejszenie chwilowych wartości amplitud kątów  $\delta$  i odchyłeń prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej w stanie przejściowym oraz skrócenie czasu wytlumienia kołysań zarówno w podsystemie, w którym wystąpiło zakłócenie, jak i pozostałych podsystemach SEE. Kołysania w podsystemie, w którym wystąpiło zwarcie, zaprezentowanym przykładzie nie są wytlumione przez konwencjonalne układy regulacji w okresie 6 s, po zastosowaniu adaptacyjnych stabilizatorów zanikają w 3 s symulacji (rys. 4.3b). Jeszcze krótszy jest czas wytlumienia kołysań w pozostałych podsystemach (ok. 2.5 s). Nastawienie optymalnych parametrów stabilizatora skraca ten czas z 3 s do około 1.4 s (rys. 4.8). Amplituda kąta  $\delta_i$ , która utrzymywała stałą wartość w pierwszych 2 s (rys. 4.3a), zmniejszyła się już przy drugim dodatnim wychyleniu o ponad 10% (rys. 4.3b), a przy nastawach optymalnych aż o 53% (rys. 4.8a). Odpowiednio, maksymalny czas trwania zwarcia, przy którym SEE nie wypadal z synchronizmu, zwiększył się z 0.11 s do 0.30 s. Zwiększa to obszar stabilności oraz wpływa na poprawę parametrów eksploatacyjnych.

## 5. STABILIZATORY NEURONOWE

Poszukiwanie stabilizatora, którego sygnał sterujący uwzględniałby w szerszym zakresie dynamikę procesów przejściowych w stanie zakłóceniovym, skłoniło autora do opracowania regulatora neuronowego [33,35,38,39]. Po wykonaniu wielu serii eksperymentów stwierdzono, że efektywne działanie zapewnia regulator, którego sieć neuronowa jest uczona danymi otrzymanymi z symulacji zwarć w SEE wielomaszynowym. Zastosowano regulator adaptacyjny neuronowy w układzie bezpośredniej regulacji. Regulator ten monitoruje stan pracy SEE, a dokładniej odchylenie prędkości od prędkości synchronicznej i generuje sygnał stabilizujący podawany na wejścia regulatorów konwencjonalnych (turbiny i wzbudzenia). Do głównych jego zalet należy zaliczyć brak konieczności znajomości parametrów modelu dynamicznego obiektu oraz potrzeby dokonywania syntezy układu stabilizacji.

### 5.1. Realizacja stabilizatora neuronowego

Podstawowym elementem stabilizatora neuronowego jest neuron. Model sztucznego neuronu - to szeregowo połączenie bloku sumowania  $\Sigma$  oraz funkcji aktywacji  $f$ . Wektor sygnałów wejściowych  $x$  mnożony przez wektor współczynników wag  $v$  jest sumowany, dając funkcje aktywacji  $\varphi$ , które zazwyczaj powiększone są o składniki stałe (biały). Biały ( $b$ ) odpowiadają w notacji przyjętej w tym rozdziale wartościom wyrazów wolnych wektorów wag. Przetwarzanie sygnałów  $\varphi$  w blokach  $f$  pozwala otrzymać sygnały wyjściowe  $y$  z warstwy ukrytej. Mogą one być funkcjami sigmoidalnymi, tangesoidalnymi, liniowymi, a w szczególnym przypadku nawet signum. Po weryfikacji stosowano tylko funkcje sigmoidalne.

Z wyżej opisanych neuronów składa się perceptron. Jego wagi i biały określone są w procesie uczenia. Sygnały wejściowe doprowadzane są do neuronów warstwy wejściowej, będącej pierwszą warstwą ukrytą. Każdy neuron z tej warstwy łączy się z każdym neuronem drugiej warstwy ukrytej. W ogólnym przypadku może być  $n$  warstw ukrytych, przy czym każdy neuron w warstwie  $n$  łączy się z wyjściami wszystkich neuronów warstwy  $n-1$ . Sygnał stabilizujący (wyjściowy)  $z$  otrzymuje się po pomnożeniu przez wagi  $w_i$  poszczególnych wyjść z ostatniej warstwy ukrytej i zsumowaniu ich w warstwie wyjściowej. W celu nieograniczania sygnału wyjściowego, którego wielkość powinna być adekwatna do wielkości sygnałów wejściowych stabilizatora, czyli skorelowana z rodzajem zakłócenia, przyjęto liniową funkcję aktywacji w warstwie wyjściowej. Wielkości charakteryzujące daną sieć, czyli wagi ( $v_i, w_i$ ), składniki stałe ( $v_{i0}, w_{i0}$ ), podobnie jak i struktura są korygowane w procesie uczenia.

Proces uczenia, w ogólnym przypadku, polega na minimalizacji błędu  $E$ , będącego kwadratem różnicy pomiędzy sygnałem zadaniem  $d$  oraz wyjściowym  $z$ . Należy podkreślić, że sposób doboru algorytmu, według którego zmienia się wagi, jest zagadnieniem złożonym.

Realizacja regulatora neuronowego polega na:

- i) określeniu struktury sieci, czyli na przyjęciu liczby neuronów w poszczególnych warstwach,
- ii) określeniu rodzaju neuronów w warstwie wejściowej, wyjściowej oraz ukrytej,
- iii) przyjęciu funkcji aktywacji,
- iv) określeniu najbardziej efektywnej metody uczenia z uwagi na wartość błędu globalnego i czas treningu,
- v) pozyskaniu wzorcowego wektora wartości wejściowych i odpowiadającego mu wektora wartości wyjściowych,

- vi) przeprowadzeniu treningu sieci,
- vii) weryfikacji przyjętej struktury, czy jest możliwa do przyjęcia,
- viii) testowaniu reguł pod kątem oceny, czy regulacja daje zadowalające wyniki, jeśli nie, to konieczna jest zmiana struktury.

Należy podkreślić, że punkty i) do vi) realizuje się drogą prób i błędów, a w takich przypadkach duże znaczenie odgrywa doświadczenie i intuicja prowadzącego badania.

## 5.2. Model sieci stabilizatora

Model neuronu w powiązaniu z architekturą sieci neuronowej determinuje sposób transformacji wielkości wejściowych na wyjściowe [54, 80, 123, 139, 147]. Przez transformację w tym przypadku rozumieć należy realizację określonego algorytmu obliczeniowego. Zarówno przyjęty model, jak i architektura, z uwagi na występujące ograniczenia, mogą być stosowane do rozwiązywania problemów w zasadzie tylko przewidzianych w fazie projektowania.

Zależnie od przyjętej konstrukcji i parametrów funkcji perceptronowej łączącej pobudzenie neuronu  $\varphi_i$  z sygnałem wyjściowym  $y_i$  otrzymuje się różne wyniki uczenia. Po serii doświadczeń [35, 36] stwierdzono, że dla celów sterowania mocą turbiny najlepsze efekty otrzymywano, gdy warstwę wejściową oraz ukrytą aktywowała nieliniowa funkcja tan sigmoid (tangens hiperboliczny). W warstwie wyjściowej wykorzystano adaptacyjną funkcję liniową „Adaline”.

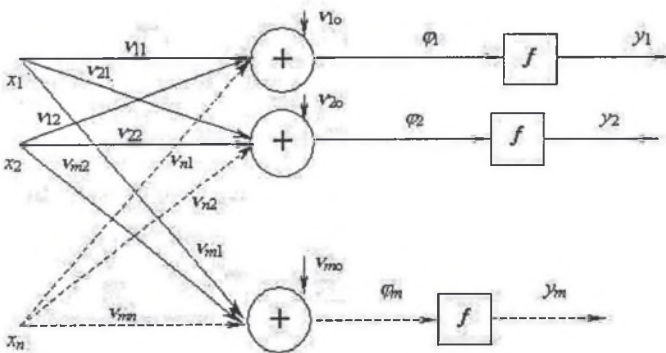
Definiując wektory wejściowe jako  $[x] = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$ , funkcję pobudzenia (wyjście) z neuronu warstwy ukrytej można zapisać w postaci relacji

$$\varphi_i = \sum_{j=1}^n v_{ij} x_j + v_{i0}, \quad i = 1, 2, \dots, m, \quad (5.1)$$

gdzie  $v_{ij}$  są wagami między  $j$ -tym sygnałem wejściowym oraz  $i$ -tym neuronem.

Z relacji (5.1) wynika, że neuron najpierw wykonuje operację sumowania swoich ważonych wejść w celu wyznaczenia łącznego pobudzenia  $\varphi$ , a następnie realizuje nieliniową operację  $f(\varphi)$ , zgodnie ze swoją funkcją aktywacji. Dla warstwy wejściowej i drugiej ukrytej przyjęto ciągle funkcje aktywacji, zwane często sigmoidalnymi. Sygnał wyjściowy  $i$ -tego neuronu w tych warstwach określa relacja:

$$y_i = f(\varphi_i) = \operatorname{tgh}\left(\frac{\alpha \varphi_i}{2}\right) = \frac{1 - e^{-\alpha \varphi_i}}{1 + e^{-\alpha \varphi_i}}, \quad \alpha > 0. \quad (5.2)$$



Rys. 5.1. Model warstwy wejściowej stabilizatora  
Fig. 5.1. Model of the stabilizer input-layer

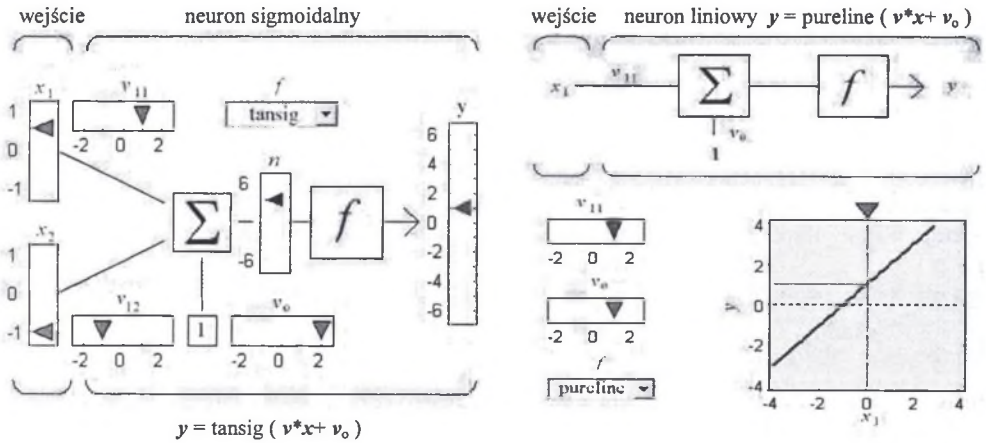


Równania (5.1) oraz (5.2) opisują elementy składowe warstwy wejściowej stabilizatora, którą jest sieć jednokierunkowa. Sieć taką można przedstawić w postaci schematu uwzględniającego poszczególne połączenia. Pierwszą warstwę, która jest także zaliczana do ukrytych, gdyż nie mamy dostępu do jej wyjść, pokazano na rys.5.1.

Dla warstwy wyjściowej przyjęto liniową funkcję aktywacji. Sygnałami wejściowymi dla tej warstwy jest dwanaście sygnałów z warstwy ukrytej. Sygnały z warstwy wyjściowej z doświadczalnie dobranymi wagami stanowią sygnały stabilizujące, które doprowadzane są do regulatorów konwencjonalnych.

Sygnałem wejściowym stabilizatora neuronowego jednowarstwowego jest sygnał odchylenia prędkości od prędkości synchronicznej doprowadzany również z doświadczalnie dobranymi wagami. Na podkreślenie zasługuje fakt, że właściwy dobór współczynników sygnału wejściowego do regulatora ( stabilizatora ) jak i sygnału stabilizującego, który on generuje, ma zasadniczy wpływ na prawidłową pracę samego stabilizatora oraz na uzyskanie lepszego efektu regulacyjnego.

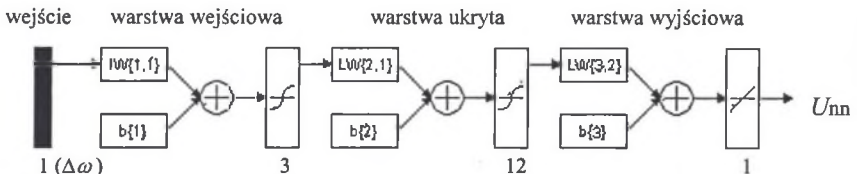
Praktyczną realizację funkcji aktywacji sigmoidalnej oraz liniowej pokazano na rys. 5.2.



Rys. 5.2. Modele neuronu sigmoidalnego oraz liniowego  
Fig. 5.2. Tan Sigmoid and Linear Neuron Model

### 5.3. Architektura sieci

Relacje między wielkością wejściową i wyjściową stabilizatora neuronowego pokazano na rys. 5.3. Warstwy stabilizatora podzielono na trzy części: pierwsza wejściowa składa się z trzech elementów neuronowych, ukryta zawiera dwanaście elementów neuronowych, natomiast wyjściowa - to jeden element neuronowy.



Rys. 5.3. Struktura stabilizatora neuronowego  
Fig. 5.3. Structure of the neuron stabilizer

W sposobie indeksowania wag przyjętym na rysunku założono [154], że pierwszy indeks oznacza węzeł docelowy, a drugi odpowiednio węzeł źródłowy. Zgodnie z tym wektor wag warstwy wejściowej  $LW\{1,1\}$  zawiera jeden wiersz i trzy kolumny  $[1 \times 3]$  i odpowiednio  $LW\{2,1\}$  ma wymiar  $[3 \times 12]$ , a wektor  $LW\{3,2\}$  -  $[12 \times 1]$ . Wymiary biasów są następujące:  $b\{1\}$  -  $[3 \times 1]$ ,  $b\{2\}$  -  $[12 \times 1]$  i  $b\{3\}$  -  $[1]$ . Stabilizator pokazany na rys. 5.3 stanowi jednokierunkową, trzywarstwową sieć neuronową będącą układem neuronów, w którym wyjścia każdego neuronu są połączone poprzez wagi z wejściami wszystkich neuronów, w tym także z jego własnym wejściem. Wagi  $w_{ij}$  łączą wejście  $i$  z neuronami warstwy  $j$ . Łączne pobudzenie  $j$ -tego neuronu opisuje cytowana już relacja (5.1).

Warstwy neuronów, których wyjścia nie są bezpośrednio dostępne (wszystkie oprócz warstwy wyjściowej), nazywane są ukrytymi. Wektory wejściowy i wyjściowy nazywane są czasami odpowiednio obrazem wejściowym i wyjściowym [154].

Transformacja obrazów wejściowych w obraz wyjściowy, czyli sygnał stabilizujący, jest, w ogólnym przypadku, nieliniowym odwzorowaniem w postaci

$$z_k = f(w_k^T y), \quad k = 1, 2, \dots, K, \quad (5.3)$$

gdzie wektor  $w_k$  zawiera wagi na drodze do trzeciego węzła (wyjściowego) i jest zdefiniowany następująco

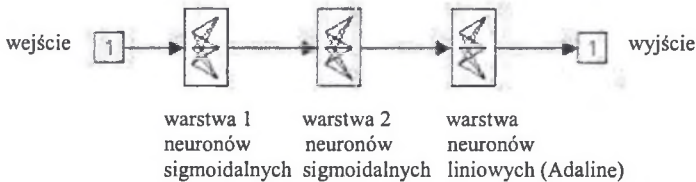
$$w_k \stackrel{def}{=} [w_{k1}, w_{k2}, \dots, w_{kj}]^T. \quad (5.4)$$

Wektory wyjściowe i wyjściowy z drugiej warstwy ukrytej mają postać

$$y = [y_1, y_2, \dots, y_{12}]^T, \quad z = [z_1]^T. \quad (5.5)$$

Wektor wyjściowy  $z$  odpowiada sygnałowi stabilizującemu  $U_{nn}$ , który zaznaczono na rys. 5.3.

Schemat blokowy stabilizatora przedstawia rys. 5.3a.



Rys. 5.3a. Schemat blokowy regulatora neuronowego  
Fig. 5.3a. Block diagram of the neural controller

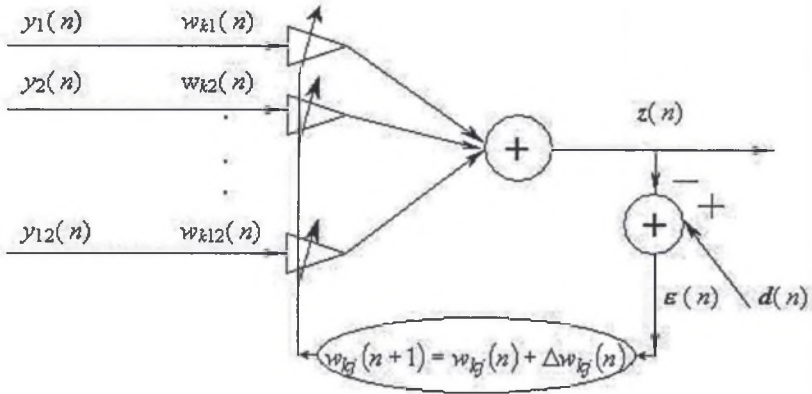
### 5.3.1. Adaptacyjna warstwa wyjściowa

Jakość sterowania, czyli stopień zgodności między sygnałami sterowanymi i zadanymi, w konwencjonalnym podejściu uwarunkowana jest dokładnością odwzorowania modelu matematycznego obiektu. W przypadku stabilizatora neuronowego sygnał wyjściowy zależy tylko od chwilowej wartości sygnału wejściowego. Zastosowanie w warstwie wyjściowej stabilizatora, adaptacyjnego liniowego sumatora ważonego (rys.5.3a) pozwala uwzględniać niestacjonarność SEE bez konieczności znajomości początkowych informacji. Dzięki zdolności uczenia się, na podstawie identyfikacji cech przebiegu przejściowego w stanie zakłóceniovym, stabilizator działa adaptacyjnie modyfikując wagi. Przyjęta liniowa funkcja aktywacji o nachyleniu jednostkowym nie ogranicza zakresu wartości wyjściowych.

Schemat obrazujący działanie adaptacyjne warstwy wyjściowej w stosowanych stabilizatorach pokazano na rys. 5.4.

Układ, nazywany często w literaturze jako „Adaline”, to połączenie liniowego sumatora ważonego realizującego mnożenie składowych wektora wag warstwy wyjściowej przez wyjścia z 12 neuronów ostatniej warstwy ukrytej stabilizatora, czyli zgodnie ze wzorami (5.5), (5.4), (5.3) i (5.1) oraz rys. 5.1 i rys. 5.3a dla  $n$ -tej chwili

$$U_{nn} = z(n) = \sum_{j=1}^{12} w_{kj} y_j(n) \quad (5.6)$$



Rys. 5.4. Wyjściowa warstwa stabilizatora  
Fig. 5.4. The output layer of the stabilizer

Modyfikacja adaptacyjna wag realizowana jest poprzez zastąpienie gradientu kwadratu błędu  $\varepsilon(n)$  w chwili  $n$  różnicą

$$\varepsilon(n) = d(n) - z(n), \quad (5.7)$$

gdzie  $d$  wektor wzorcowy sieci.

Kryterium jakości, zdefiniowane w przestrzeni wag, jest funkcją kwadratu błędu wyjściowego (5.7). Jego gradient zastępuje się estymatą obliczaną według algorytmu najmniejszych kwadratów (LSE), czyli

$$\frac{\partial E(\varepsilon^2(n))}{\partial w(n)} \rightarrow \frac{\partial \varepsilon^2(n)}{\partial w(n)}. \quad (5.8)$$

Zgodnie z LSE modyfikacja  $j$ -tej wagi dokonywana jest zgodnie ze skalarną zależnością [130]

$$w(n+1) = w(n) - \frac{1}{2} \eta \frac{\partial E[\varepsilon^2(n)]}{\partial w(n)} = w_{kj}(n) + \eta y_j(n) \left[ d(n) - \sum_{j=1}^{12} w_{kj}(n) y_j(n) \right], \quad (5.9)$$

czyli

$$w(n+1) = w(n) + \Delta w(n). \quad (5.10)$$

Algorytm (5.9) modyfikuje wagi w kierunku zmniejszania się błędu.

## 5.4. Algorytm uczenia

Każdy neuron ma zdolność adaptacji. Jego wagi podlegają modyfikacji w trakcie uczenia. Uczenie sieci polega na dostrajaniu wektorów wag łączących poszczególne warstwy sieci z warstwą wejściową.

Sygnal uczący  $r$  jest funkcją wektora wag  $w$  oraz jednowymiarowych, dyskretnych w czasie wektorów; wektora  $x$  (chwilowych odchyżeń prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej) oraz wektora wzorcowego sieci  $d$  (chwilowych wartości przyrostu mocy mechanicznej  $\Delta P_m$ ). Można zapisać go w postaci

$$r = r(w, x, d). \quad (5.11)$$

Zgodnie z ogólną regułą uczenia, że wektor wag rośnie proporcjonalnie do iloczynu wektora uczącego i wejściowego, w kroku uczenia zachodzącym w chwili  $n$  przyrost wektora wag wynosi

$$\Delta w(n) = c r[w(n), x(n), d(n)] x(n), \quad (5.12)$$

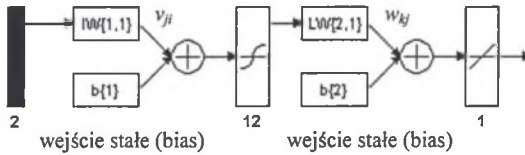
gdzie stała uczenia  $c$  jest liczbą dodatnią. Wpływa ona na szybkość nauki.

Wektor wag zmodyfikowanych w chwili  $n$  przybiera w następnym kroku postać

$$w(n+1) = w(n) + r[w(n), x(n), d(n)] x(n). \quad (5.13)$$

Zastosowana reguła uczenia sieci warstwowej zostanie przedstawiona na przykładzie sieci dwuwarstwowej o schemacie pokazanym na rys. 5.5, która jako pierwsza była testowana przez autora z punktu widzenia jej przydatności do pracy w charakterze stabilizatora.

wejścia ( $x_1, \dots, x_{l-1}$ ) warstwa ukryta ( $y_1, \dots, y_{l-1}$ ) warstwa wyjściowa ( $z_1, \dots, z_K$ )



Rys. 5.5. Struktura dwuwarstwowego regulatora neuronowego  
Fig. 5.5. The neuron's two-layer controller structure

Jeżeli wzorcowy sygnał ma postać

$$d = [d_1, d_2, \dots, d_K]^T, \quad (5.14)$$

to błąd klasyfikacji jednego sygnału wejściowego  $x_l$ ,  $l = 1, 2, \dots, p$ , wynosi [121]

$$E_l = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K (d_{lk} - z_{lk})^2 = \frac{1}{2} \|d_l - z_l\|^2, \quad (5.15)$$

gdzie  $d_l$  i  $z_l$  oznaczają odpowiednio wzorcowe i aktualne sygnały wejściowe, gdy na wejście podawany jest wektor  $x_l$ . Indeks  $k = 1, 2, \dots, K$ , gdzie  $K$  określa liczbę neuronów w warstwie wyjściowej sieci stabilizatora.

Wartości wag minimalizujące błąd  $E_l(w)$  w sieciach warstwowych obliczane są przez przesunięcie w kierunku ujemnego gradientu, wskazującego kierunek najszybszego spadku wartości funkcji, dowolnie obranego wektora  $w$ . Algorytm gradientowy ma postać

$$\mathbf{w}^{k+1} = \mathbf{w}^k - \eta \nabla E_l(\mathbf{w}^k), \quad (5.16)$$

gdzie  $\eta > 0$  jest współczynnikiem korekcji, natomiast  $k$  oznacza numer kroku.

Błąd  $E_l$ , którego wskaźnik będzie pominięty dla uproszczenia zapisu, zdefiniowany wzorem (5.15) zależy od wartości wagi  $w_{kj}$  tylko poprzez funkcję  $\varphi_k = \mathbf{w}_k^T \mathbf{x}$ , gdzie  $\mathbf{w}_k^T$  jest  $k$ -tym wierszem macierzy  $\mathbf{W}$ . Jego gradient jest pochodną cząstkową funkcji złożonej i wynosi

$$\frac{\partial E}{\partial w_{kj}} = \frac{\partial E}{\partial \varphi_k} \frac{\partial \varphi_k}{\partial w_{kj}}. \quad (5.17)$$

Przyjęcie zasady korekcji wag wymaga wyznaczenia relacji

$$\Delta w_{kj} = -\eta \frac{\partial E}{\partial w_{kj}}. \quad (5.18)$$

Pochodna błędu po wielkości  $\varphi$  nazywa się sygnałem błędu delta generowanym przez  $k$ -ty neuron i zdefiniowana jest następująco

$$\delta_{zk} \stackrel{def}{=} -\frac{\partial E}{\partial \varphi_k}. \quad (5.19)$$

Ponieważ

$$\frac{\partial \varphi_k}{\partial w_{kj}} = y_j, \quad (5.20)$$

więc po uwzględnieniu (5.17) do (5.19) wartości wag po skorygowaniu można wyznaczyć z zależności

$$\dot{w}_{kj} = w_{kj} + \eta \delta_{zk} y_j, \quad k = 1, 2, \dots, K, \quad j = 1, 2, \dots, J. \quad (5.21)$$

Uwzględnienie (5.15) umożliwia przedstawienie sygnału błędu w postaci

$$\delta_{zk} = -\frac{\partial E}{\partial \varphi_k} = -\frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \varphi_k} (d_k - z_k)^2 = (d_k - z_k) \frac{\partial \varphi_k}{\partial \varphi_k} = (d_k - z_k) f'(\varphi_k). \quad (5.22)$$

Należy podkreślić, że niezależnie od rodzaju przyjmowanej różniczkowalnej funkcji aktywacji  $f$  wartości sygnału błędu zależą tylko od wartości aktualnej  $z_k$  i wzorcowej  $d_k$  dla wyjścia neuronu  $k$ , co pokazuje (5.22).

Analogicznie stosując metodę gradientową do warstwy ukrytej

$$\Delta v_{kj} = -\eta \frac{\partial E}{\partial v_{kj}}, \quad j = 1, 2, \dots, J-1, \quad (5.23)$$

oraz

$$\frac{\partial E}{\partial v_{kj}} = \frac{\partial E}{\partial \varphi_j} \frac{\partial \varphi_j}{\partial v_{ji}}, \quad i = 1, 2, \dots, I, \quad (5.24)$$

gdzie na podstawie (5.1)

$$\frac{\partial \varphi_j}{\partial v_{ji}} = x_i. \quad (5.25)$$

Pochodna błędu po wielkości  $\varphi$   $j$ -tego neuronu znajdującego się w warstwie ukrytej generującej sygnały  $y$ , będąca również sygnałem błędu delta, zdefiniowana jest jako

$$\delta_{yj} \stackrel{def}{=} - \frac{\partial E}{\partial \varphi_j}. \quad (5.26)$$

Podstawienie (5.23) do (5.26) umożliwia wyznaczenie skorygowanych wartości wag warstwy ukrytej z zależności

$$v'_{ji} = v_{ji} + \eta \delta_{yj} x_i. \quad (5.27)$$

Pamiętając, że pobudzenie  $j$ -tego neuronu  $\varphi_j$  wpływa na wszystkie składowe błędu poprzez wyjście  $y_j$ , sygnał błędu  $\delta_{yj}$  w węzle  $j$  określa się z relacji

$$\delta_{yj} = - \frac{\partial E}{\partial y_j} \frac{\partial y_j}{\partial \varphi_j} = - \frac{\partial E}{\partial y_j} f'(\varphi_j). \quad (5.28)$$

Do wyznaczenia wartości wyrażenia (5.28) konieczne jest obliczenie pochodnej cząstkowej błędu. Korzystając z (5.15) otrzymuje się

$$\frac{\partial E}{\partial y_j} = \frac{\partial}{\partial y_j} \left[ \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K (d_k - z_k)^2 \right] = \frac{\partial}{\partial y_j} \left[ \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K (d_k - f\{[\varphi_k(y)]\})^2 \right] = - \sum_{k=1}^K \delta_{zk} w_{kj}, \quad (5.29)$$

i ostatecznie zgodnie z zasadą korekcji wag

$$v'_{ji} = v_{ji} + \eta f'(\varphi_j) x_i \sum_{k=1}^K \delta_{zk} w_{kj}, \quad j = 1, 2, \dots, J-1, \quad i = 1, 2, \dots, I. \quad (5.30)$$

Z zależności (5.30) wynika, że korekcja wag dochodzących do  $j$ -tego neuronu w warstwie ukrytej jest proporcjonalna do sumy ważonej wszystkich wartości błędu  $\delta$  w warstwie następnej.

Podane reguły korekcji wag wykorzystywane były także do uczenia sieci trzywarstwowej, a można je uogólnić na sieć o większej liczbie warstw.

Przyjęta metoda uczenia jest dyskretna w czasie. Należy do metod krokowych. Przed rozpoczęciem każdego cyklu uczenia sieci wagom należy nadać niewielkie wartości początkowe. W klasycznym podejściu obliczanie sygnałów błędu  $\delta$  przebiega w kierunku odwrotnym do przepływu sygnałów przez sieć, czyli od warstwy wyjściowej poprzez ukryte do wejściowej i stąd jej nazwa – metoda propagacji wstecznej błędu (BP). Przy jej stosowaniu może jednak wystąpić szereg niepożądanych zdarzeń. Jeżeli uczenie powtarza się dla różnych początkowych wartości wag, obliczenia mogą zatrzymać się po napotkaniu lokalnego minimum. BP wymaga obliczania gradientu błędu (5.15) oraz wyznaczania macierzy drugich

pochodnych błędów sieci, czyli hesjanu ( $\mathbf{H}$ ) i dokonywania przyrostowego uaktywniania wag. Obliczanie  $\mathbf{H}$  jest bardzo kosztowne obliczeniowo, gdyż dla  $n$  wag konieczne jest w każdej iteracji odwracanie macierzy  $\mathbf{H}$  o wymiarach  $n \times n$ . Wymaga to za każdym razem wykonania w przybliżeniu  $n^3$  działań. Niestabilność numeryczna powoduje wrażliwość na początkowe wartości przyjętych wag. Szczególnie wyraźnie można to zaobserwować przy stosowaniu sigmoidalnych funkcji aktywacji. Zbyt duże wartości sygnałów wejściowych są przyczyną szybkiego ich nasycania się, co powoduje bardzo wolną zbieżność, a czasami utknięcie procesu uczenia w minimum lokalnym. Wolne zmniejszanie się błędu występuje przy małych wartościach gradientu i małych współczynnikach  $\eta$ . Przy dużych ich wartościach mogą wystąpić oscylacje wokół minimum.

W celu osiągnięcia maksymalnie możliwej zbieżności i możliwie najmniejszego błędu kwadratowego uczenia sieci [124] testowano inne metody. Najlepsze wyniki dało zastosowanie algorytmu Levenberga-Marquardta (LM) [76]. Algorytm ten jest modyfikacją metody BP. Podobnie jak w „quasi-newtonowskich metodach zmiennego operatora” stosowanych do poszukiwania minimum funkcji dwukrotnie różniczkowalnych [74, 75] algorytm LM uzyskuje wielokrotnie większą szybkość uczenia sieci, gdyż nie wymaga obliczania  $\mathbf{H}$ .

Wykorzystując fakt, że minimalizowana funkcja określająca błąd w metodzie BP ma postać sumy kwadratów błędów, stosowana jest aproksymacja elementów hesjanu iloczynem elementów macierzy Jacobiego w formie

$$\mathbf{H} = \mathbf{J}^T \mathbf{J}, \quad (5.31)$$

a gradient wyznaczany jest z zależności

$$\mathbf{g} = \mathbf{J}^T \mathbf{E}, \quad (5.32)$$

gdzie  $\mathbf{J}$  jest macierzą Jacobiego zawierającą pierwsze pochodne błędów sieci ze względu na wagi i biasy, natomiast  $\mathbf{E}$  jest wektorem błędów sieci, którego elementami są błędy  $E$  zdefiniowane wzorem (5.15). Macierz Jacobiego obliczana jest w trakcie uczenia standardową metodą propagacji wstecznej błędów. Po każdym kroku cyklu uczenia algorytm uaktualnia wagi zgodnie z relacją

$$\mathbf{w}^{k+1} = \mathbf{w}^k - [\mathbf{J}^T \mathbf{J} + \mu \mathbf{I}]^{-1} \mathbf{J}^T \mathbf{E}, \quad (5.33)$$

gdzie  $\mu$  jest skalarą, a  $\mathbf{I}$  jest macierzą jednostkową.

Uczenie rozpoczyna się po zadeklarowaniu  $p$  par uczących

$$\{\mathbf{x}_1 \mathbf{d}_1, \mathbf{x}_2 \mathbf{d}_2, \dots, \mathbf{x}_p \mathbf{d}_p\},$$

gdzie  $\mathbf{x}_i$  ma rozmiar  $I \times 1$ ,  $\mathbf{d}_i$  ma rozmiar  $K \times 1$ , a  $x_{ij}$  to wartość stała, natomiast  $i = 1, 2, \dots, p$ .

Proces uczenia realizowany jest według następujących etapów:

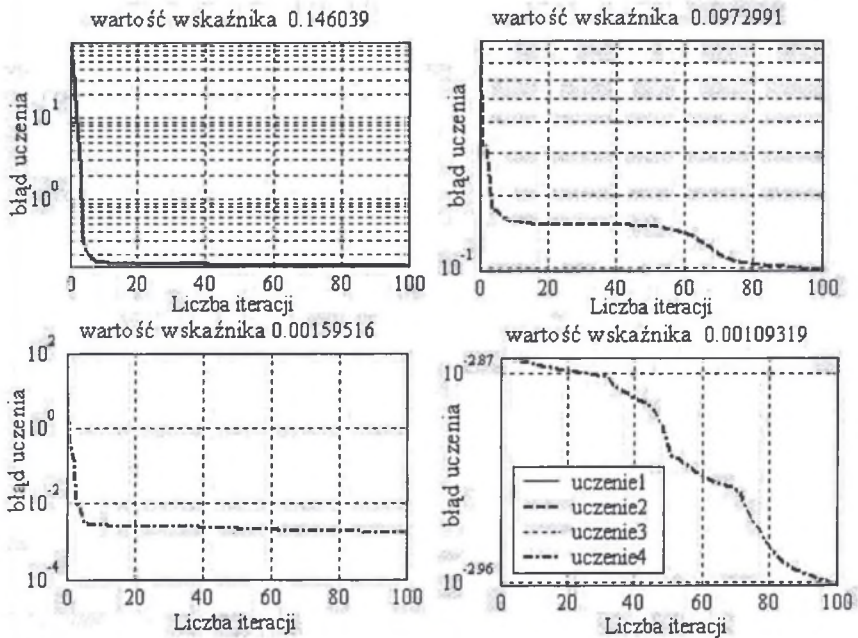
- i) Wybór  $\mu$  oraz  $E_{\max}$  i  $g_{\min}$ .
- ii) Wybór elementów macierzy wag  $\mathbf{W}$  i wektora biasów  $\mathbf{b}$ .
- iii) Podanie sygnału na wejście.
- iv) Obliczenie sygnałów wyjściowego  $z$  oraz  $z$  warstwy ukrytej  $y$  (wzory (5.1 – 5.3)).
- v) Uaktualnienie błędu  $E$  (wzór (5.15)).
- vi) Obliczenie macierzy Jacobiego  $\mathbf{J}$  oraz gradientu  $\mathbf{g}$  (wzory (5.31 – 5.32)).
- vii) Uaktualnienie wag i biasów warstw wyjściowej, a następnie ukrytej (wzór (5.33)).
- viii) Sprawdzenie, czy aktualne jest  $E < E_{\max}$ ,  $g < g_{\min}$  – jeśli tak, zakończenie uczenia, w przeciwnym przypadku rozpoczęcie nowego cyklu.

Proces uczenia może zakończyć się również, gdy liczba iteracji osiągnie założoną wartość.

W czasie procesu iteracyjnego wartość  $\mu$  jest modyfikowana i odpowiednio zmniejszana, gdy wartość błędu maleje, a powiększana, gdy rośnie. Przyjęcie zerowej wartości  $\mu$  sprowadza metodę LM do modyfikacji hesjanu stosowanej w metodzie Newtona. Duże wartości  $\mu$  powodują równoważność metody LM z metodą gradientową.

Na rys. 5.6 zestawiono przebiegi błędów uczenia sieci neuronowej, przy czterokrotnym uczeniu jej, w funkcji liczby cykli iteracji.

Błąd uczenia maleje na początku uczenia w przypadku pierwszych trzech 100 iteracyjnych cykli, dążąc do asymptoty. Przy dalszym kontynuowaniu uczenia w cyklu czwartym błąd zmniejsza się już bardzo wolno. Należy przypuszczać, że dalsze kontynuowanie uczenia poprawi jakość działania na zbiorze uczącym, ale może pogorszyć jakość w populacji generalnej.



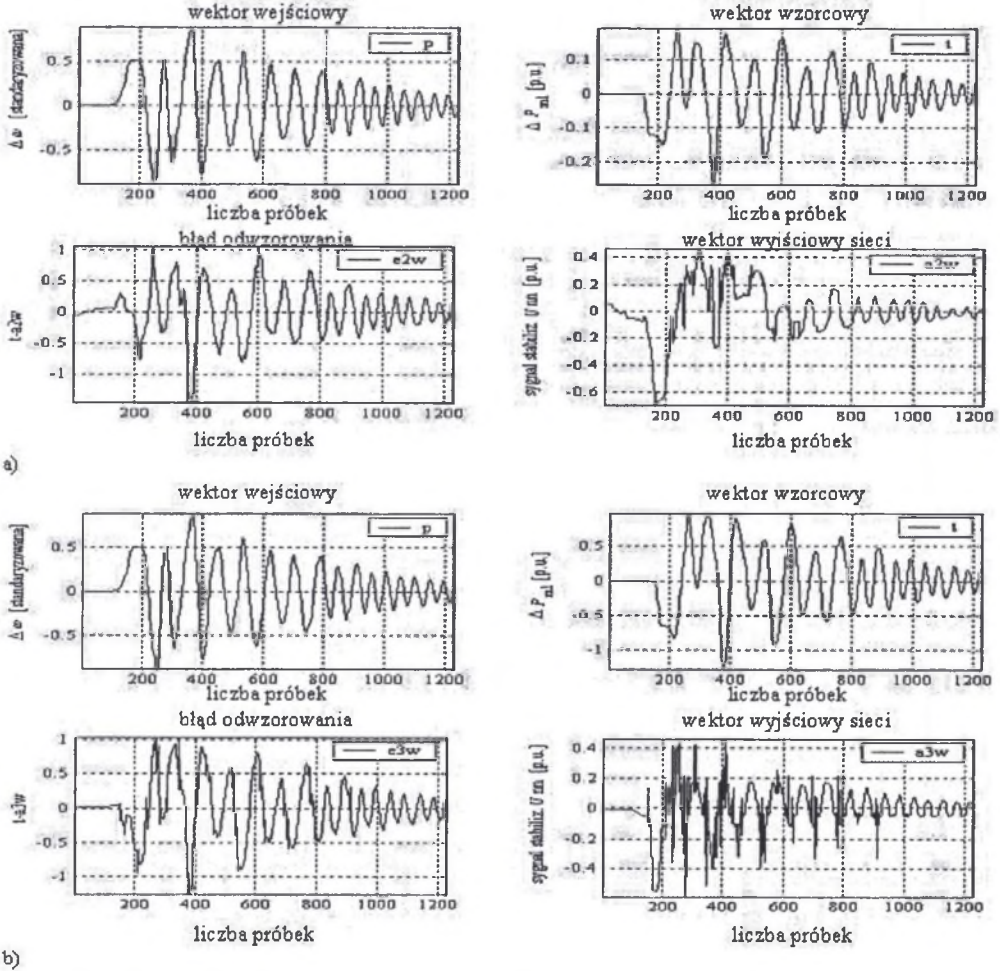
Rys. 5.6. Błąd uczenia sieci trzywarstwowej w funkcji liczby iteracji  
Fig. 5.6. The error training of the three layers network versus epochs

Zagrożeniem jest wystąpienie przetrenowania. Objawia się ono tym, że dla innego zbioru danych błąd będzie malał na początku uczenia, ale po przekroczeniu pewnej liczby iteracji zacznie rosnąć.

Zjawisko przetrenowania spowodowane jest nadmiernym dopasowaniem. Taka sieć skupia się intensywnie na finezyjnych szczegółach oddzielnych próbek, zamiast uczyć się ogólnych cech niezbędnych do podejmowania prawidłowych decyzji [119]. Jakość sieci często po osiągnięciu maksimum w procesie uczenia pogarsza się. Próby nauczenia jej drobnych szczegółów są czasochłonne, a przy tym bezwartościowe, gdyż nie jest możliwe uzyskanie zbioru reprezentatywnego dla całej populacji. W związku z powyższym należy zwracać szczególną uwagę, żeby zbiór uczący możliwie adekwatnie reprezentował populację. W przeciwnym przypadku trzeba spodziewać się wystąpienia opisanego zjawiska. Należy pamiętać, iż nadmierne dopasowanie odzwierciedla fakt, że zbiór uczący nie jest reprezentatywny dla populacji.



Jakość działania stabilizatora zależy od jego wrażliwości na zmiany sygnału wejściowego, czyli jakości odwzorowywania wymuszeń. Ma to szczególne znaczenie przy występowaniu różnych rodzajów zakłóceń w SEE. Bezpośredni wpływ na reakcję regulatora neuronowego, a w szczególności na sygnał stabilizujący, ma struktura sieci. Wyniki uczenia sieci dwuwarstwowej oraz trzywarstwowej zestawiono na rys. 5.7. Sieć trzywarstwowa - to sieć pokazana na rys. 5.5 z dodaną jedną warstwą ukrytą (por. rys. 5.3).



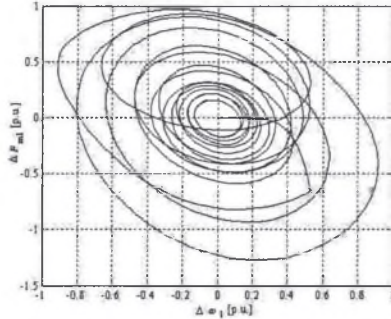
Rys. 5.7. Sygnał wejściowy sieci (p), wzorcowy (t), wyjściowy (a) oraz błąd odwzorowania (e) w funkcji liczby próbek; sieci dwuwarstwowej (a) i sieci trzywarstwowej (b)

Fig. 5.7. The input signal (p), target signal (t), output signal (a) and error of the mapping (e) versus the samples of the two layers network (a) and the three layers network (b)

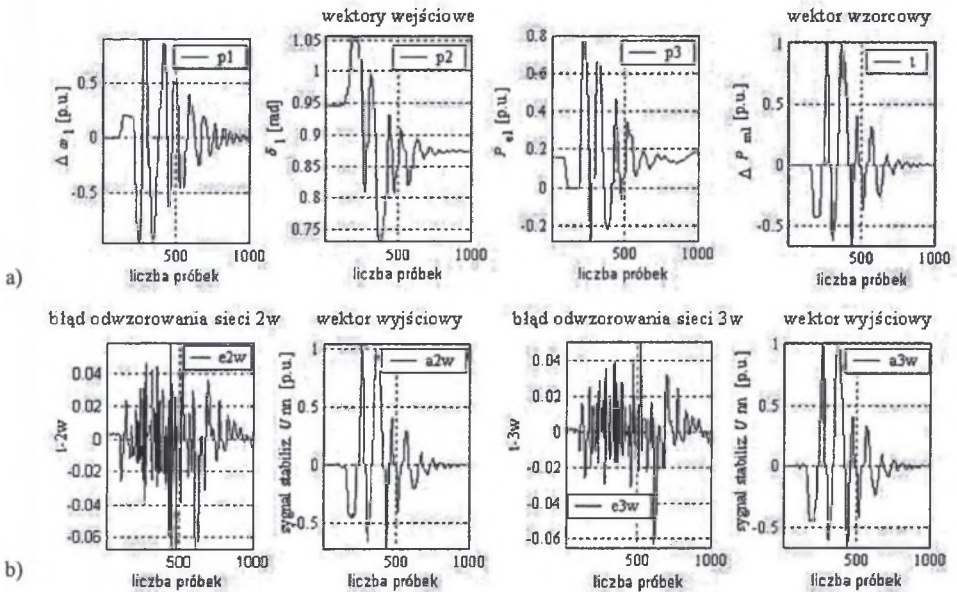
Trajektorię fazową zbioru uczącego regulatorów o jednym wejściu i jednym wyjściu pokazano na rys. 5.8. Zbiory uczące regulatorów trzywejściowych są prezentowane w dalszej części tego podrozdziału.

Na jakość odwzorowywania sieci ma również wpływ ilość odpowiednio dobranych wielkości wejściowych. Przebiegi dyskretne wektorów wejściowych i wektora wzorcowego wykorzystanych do uczenia sieci trzywejściowych zestawiono na rys. 5.9. Rysunek ten

zawiera również odpowiedzi tych sieci, które oznaczono jako a i błędy odwzorowania e. Indeksy 2w oraz 3w odnoszą się odpowiednio do sieci dwu- i trzywarstwowej.



Rys. 5.8. Trajektoria fazowa zbioru uczącego sieci  
Fig. 5.8. The input and target in the in phase plane



Rys. 5.9. Sygnał wejściowy sieci (p), wzorcowy (t), wyjściowy (a) oraz błąd odwzorowania (e) w funkcji liczby próbek; sieci dwuwarstwowej (a) i sieci trzywarstwowej (b)

Fig. 5.9. The input signal (p), target signal (t), output signal (a) and error of the mapping (e) versus the samples of the two layers network (a) and the three layers network (b)

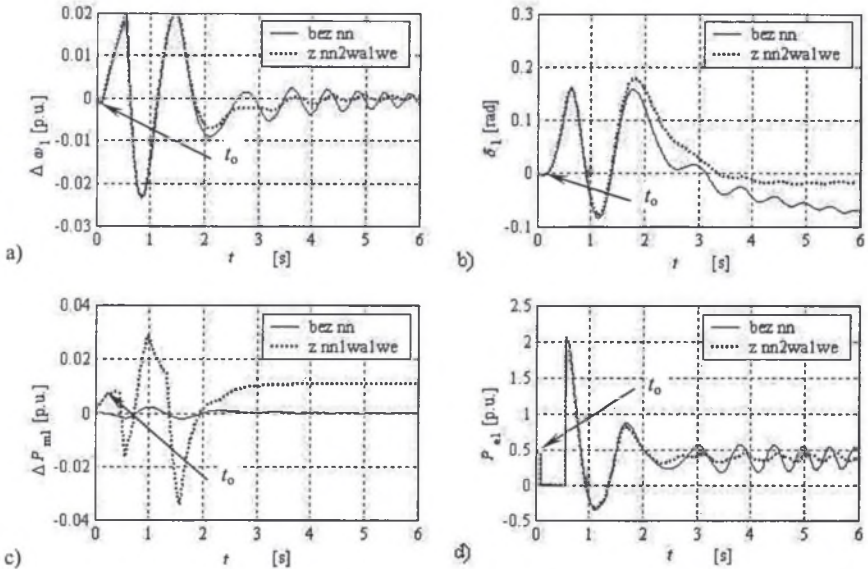
Porównując przebiegi zestawione na rys. 5.7 i 5.9, można zauważyć, że najmniejsze błędy występują w przypadku sieci trzywarstwowej. Porównanie jakościowe wektorów wyjściowych a2w i a3w otrzymanych w wyniku symulacji pozwala zauważyć, że sieć trzywarstwowa dokładniej odwzorowuje wektor wzorcowy.

Wartość błędu nie jest miarodajną wielkością, na podstawie której możliwa jest ocena jakości działania stabilizatora. Konieczna jest weryfikacja poszczególnych struktur stabilizatorów przy symulacji dużych zakłóceń w pracy SEE. Zostanie to dokonane w następnym podpunkcie.

## 5.5. Weryfikacja stabilizatorów

Reakcje poszczególnych podsystemów wielomaszynowego systemu elektroenergetycznego mają swoją specyfikę. Pozytywnie zweryfikowane algorytmy regulatorów prawidłowo działających w węźle wytwórczym, połączonym z systemem sztywnym, mogą nie dawać spodziewanych efektów po zastosowaniu ich w wielomaszynowym SEE. Dlatego do weryfikacji zdecydowano się wykorzystać model siedmiomaszynowego SEE [33] (rys.1.1). Stabilizatory zostały dołączone do konwencjonalnych układów regulacji prędkości obrotowej turbiny i regulacji wzbudzenia podsystemów (rys. 3.6). W celu określenia bazy odniesienia wybrano najniekorzystniejszy, z uwagi na zachowanie stabilnej współpracy poszczególnych podsystemów, przypadek zwarcia trójfazowego na zaciskach pierwszego generatora. Po przeprowadzeniu serii symulacji stwierdzono, że konwencjonalne układy regulacji są w stanie utrzymać stabilną pracę badanego systemu, gdy czas zwarcia nie przekroczy 0.45 s. Dla tej wartości czasu zwarcia testowano poszczególne stabilizatory.

Pierwszy opracowany stabilizator (rys. 5.5) oznaczony nn2wa1we miał dwie warstwy i jedno wejście. Zestawienia przebiegów przejściowych odchylenia prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej, kątów elektrycznych  $\delta$  i przyrostu mocy mechanicznych  $\Delta P_m$  z układu regulacji prędkości obrotowej turbiny oraz  $P_e$  mocy elektrycznych dokonano na rys. 5.10. Linia ciągłą wykreślono przebiegi odpowiadające działaniu tylko konwencjonalnych układów regulacji, natomiast kropkowaną linia to przebiegi po załączeniu w podsystemie 1 dwuwarstwowego jednowejsiowego stabilizatora.



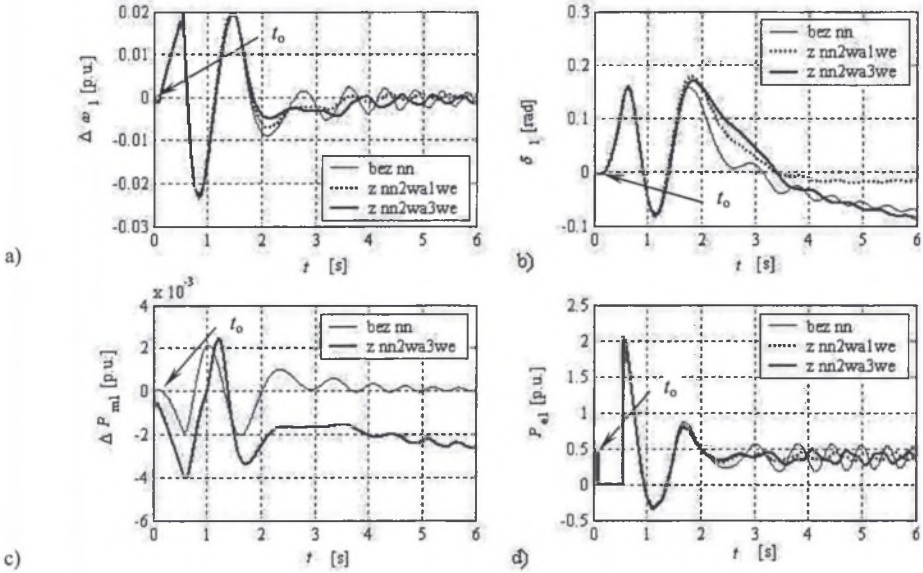
Rys. 5.10. Przebiegi przejściowe odchylenia prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej (a) kąta  $\delta$  (b), przyrostu mocy mechanicznej turbiny  $\Delta P_m$  (c) oraz mocy elektrycznej  $P_e$  (d) bez i ze stabilizatorem nn2wa1we; zwarcie trójfazowe trwające  $t_2 = 0.45$  s załączono w chwili  $t_0 = 0.10$  s

Fig. 5.10. Speed deviation  $\Delta\omega$  (a) and power angle  $\delta$  transients (b), turbine power  $\Delta P_m$  (c) and electrical power  $P_e$  variations (d) without and with the nn2wa1we stabilizer; three-phase to ground fault occurs at  $t_0 = 0.10$  s and was cleared after  $t_2 = 0.45$  s

Porównując przebiegi, można zauważyć zwiększenie tłumienia oscylacji po upływie około 2 sekund od likwidacji zakłócenia. Jest ono efektem oddziaływania sygnału stabilizującego stabilizatora, który wzmacnił działanie układu regulacji prędkości obrotowej turbiny.

Należy podkreślić, że zakres regulacyjny turbiny, który ustawiono na  $[-0.29872, +0.07468]$ , nie został przekroczony.

Analogiczne przebiegi przy zastosowaniu stabilizatora nn2wa3we, dwuwarstwowego trzywejściowego pokazano na rys. 5.11.



Rys. 5.11. Przebiegi przejściowe odchylen prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej (a) kąta  $\delta$  (b), przyrostu mocy mechanicznej turbiny  $\Delta P_m$  (c) oraz mocy elektrycznej  $P_e$  (d) bez i ze stabilizatorem nn2wa3we; zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.45$  s założono w chwili  $t_0 = 0.10$  s

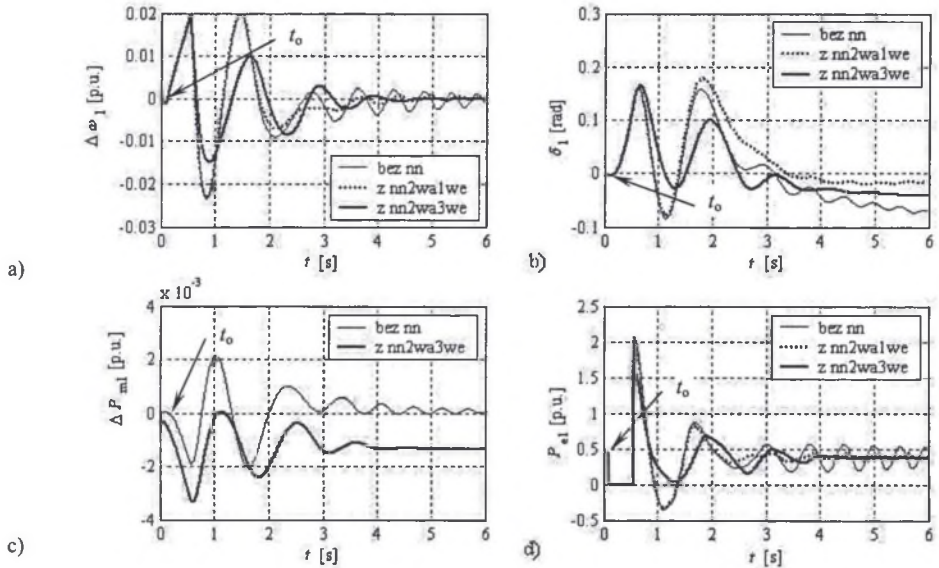
Fig. 5.11. Speed deviation  $\Delta\omega$  (a) and power angle  $\delta$  transients (b), turbine power  $\Delta P_m$  (c) and electrical power  $P_e$  variations (d) without and with the nn2wa3we stabilizer; three-phase to ground fault occurs at  $t_0 = 0.10$  s and was cleared after  $t_z = 0.45$  s

Porównanie zestawionych na rys. 5.11 przebiegów pozwala zauważyć, że stabilizator trzywejściowy niewiele silniej tłumia kołysania. Zalety jego uwidaczniają się jednak dopiero w SEE, gdy pozostałe podsystemy wyposażono w stabilizatory rozmyto-neuronowe. Ilustruje to rys. 5.12. Dzięki innej charakterystyce stabilizator nn2wa3we zmniejsza wtedy amplitudę już pierwszego zakłócenia wstecznego. Poprawia się także efektywność jego oddziaływania na układ regulacji prędkości obrotowej turbiny, a przyrost mocy  $\Delta P_m$  osiąga znacznie mniejsze wartości w porównaniu z pokazaną na rys. 5.11c.

Testy wykonane dla mniejszych czasów trwania zwarcia również potwierdziły pozytywny wpływ stabilizatora na proces tłumienia kołysań. Przykładowe przebiegi przy symulacji zwarcia trwającego  $t_z = 0.3$  s pokazano na rys. 5.13. Tłumienie, dzięki zwiększeniu oddziaływania układu regulacji, jest większe, stabilizacja przebiega szybciej, a wymuszona reakcja układu regulacji jest płynna. Nie występują duże, szybkie przeregulowania, jak ma to miejsce w przypadku pracy stabilizatora jednowejściowego nn2wa1we.

Wpływ sygnału stabilizującego, podawanego do układu regulacji wzbudzenia (AWR), ilustruje rys. 5.14. Amplitudy odchylenia prędkości  $\Delta\omega$ , kąta  $\delta$  i mocy elektrycznej  $P_e$  są nieznacznie mniejsze, gdy stabilizator podaje sygnał do obu układów regulacji (AWR i RT). Duży dodatni wpływ tej stabilizacji jest widoczny przy porównaniu amplitud układu regulacji prędkości obrotowej. Są one wyraźnie mniejsze (rys. 5.14c). Pozytywny wpływ można zaobserwować także przy dłuższych trwających zwiarcich. Przerwanie połączenia

stabilizatora z układem ARW zmniejsza jednak krytyczny czas trwania zwarcia ( $t_{cr}$ ), czyli czas, po którego przekroczeniu SEE traci stabilność. Należy wyraźnie w tym miejscu podkreślić, że prezentowane stabilizatory opracowano nie z punktu widzenia zwiększenia skuteczności działania układów ARN i ARW. Rozwiązania takie proponuje m.in. praca [108].

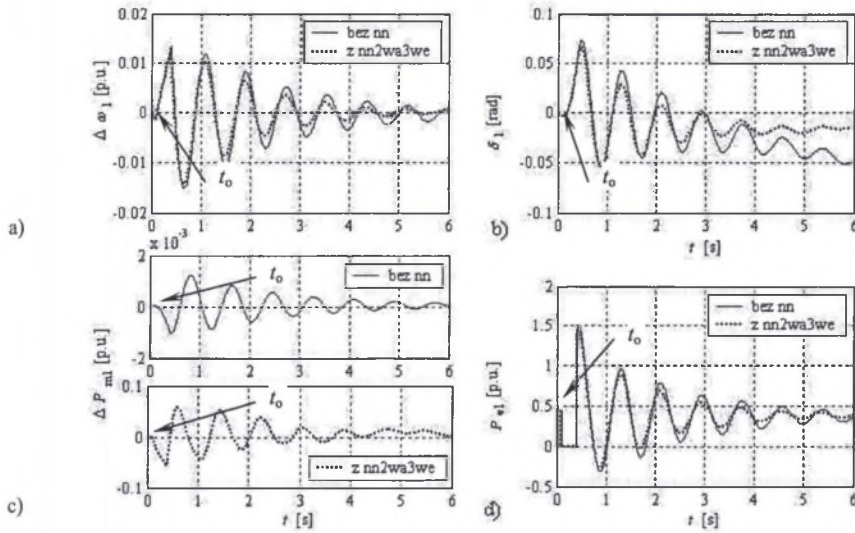


Rys. 5.12. Przebiegi przejściowe odchyień prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej (a) kąta  $\delta$  (b), przyrostu mocy mechanicznej turbiny  $\Delta P_m$  (c) oraz mocy elektrycznej  $P_e$  (d) bez i ze stabilizatorem nn2wa1we – linia pogrubiona G1 z nn2wa3we, a G2 do G7 ze stabilizatorami rozmyto-neuronowymi n1we jednowejsiowymi; zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.45$  s założono w chwili  $t_0 = 0.10$  s

Fig. 5.12. Speed deviation  $\Delta\omega$  (a) and power angle  $\delta$  transients (b), turbine power  $\Delta P_m$  (c) and electrical power  $P_e$  variations (d) without and with the nn2wa1we stabilizer – bold line G1 with the nn2wa3we stabilizer and G2 through G7 with the SIMO neuro-fuzzy n1w stabilizers; three-phase to ground fault occurs at  $t_0 = 0.10$  s and was cleared after  $t_z = 0.45$  s

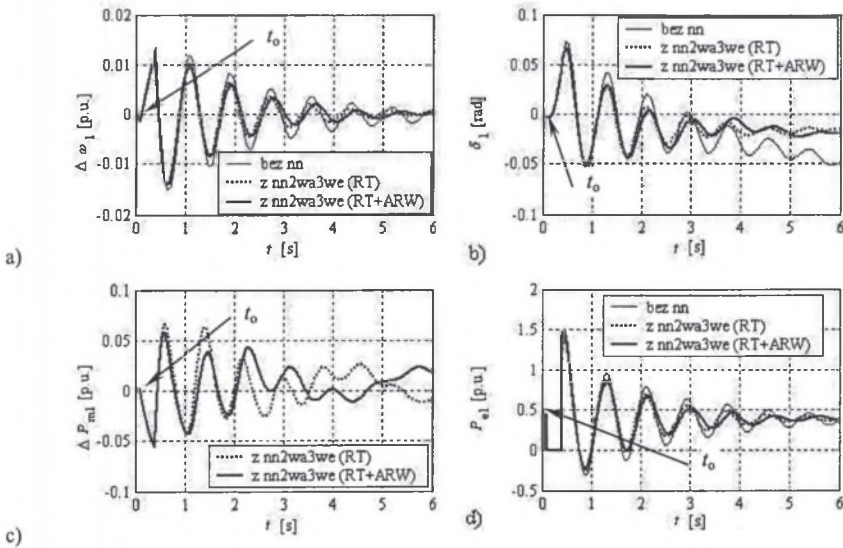
Stabilizatory trzywarstwowe były przedmiotem kolejnych testów. Przebiegi przejściowe odchyień prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej, kąta  $\delta$ , przyrostu mocy mechanicznych  $\Delta P_m$  oraz mocy elektrycznej  $P_e$  bez i ze stabilizatorem nn3wa1we porównywane są z charakterystykami układu ze stabilizatorem nn2wa3we na rys. 5.15. Stabilizator nn3wa1we posiada ograniczone zdolności tłumienia kołysań, co pokazują zarejestrowane przebiegi. Analogiczne przebiegi, gdy podsystem 1 wyposażony był w stabilizator trzywarstwowy trójwejsiowy nn3wa3we pokazano na rys. 5.16.

Sieć neuronowa tego stabilizatora potrafiła najskuteczniej tłumić przebiegi przejściowe, zmniejszając wyraźnie amplitudy kołysań po wyłączeniu zwarcia. Najbardziej widoczne jest zmniejszanie się amplitud dwóch pierwszych kołysań, wstecznego i powrotnego. Do niekorzystnych objawów należy zaliczyć zbyt małe tłumienie w czasie ustalania się pozakłócenieniowego stanu równowagi. Pamiętać należy jednak, iż warunki testu określono w pobliżu granicznych stanów stabilności przyjętego do badań SEE. Potwierdzeniem wyżej zamieszczonych spostrzeżeń są trajektorie fazowe podsystemu, w którym symulowano zwarcie.



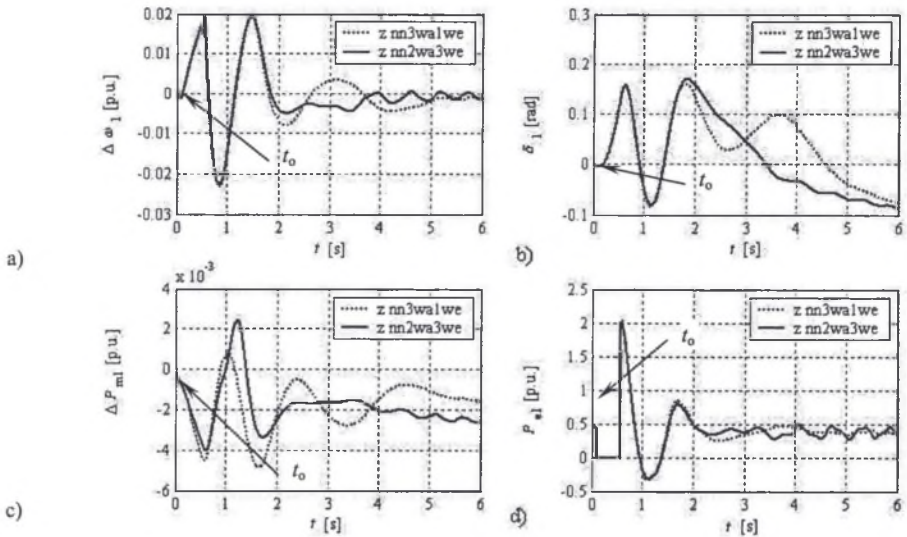
Rys. 5.13. Przebiegi przejściowe odchylenia prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej (a), kąta  $\delta$  (b), przyrostu mocy mechanicznej turbiny  $\Delta P_m$  (c) oraz mocy elektrycznej  $P_e$  (d) bez i ze stabilizatorem nn2wa3we; zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.30$  s założono w chwili  $t_0 = 0.10$  s

Fig. 5.13. Speed deviation  $\Delta\omega$  (a) and power angle  $\delta$  transients (b), turbine power  $\Delta P_m$  (c) and electrical power  $P_e$  variations (d) without and with the nn2wa3we stabilizer; three-phase to ground fault occurs at  $t_0 = 0.10$  s and was cleared after  $t_z = 0.30$  s



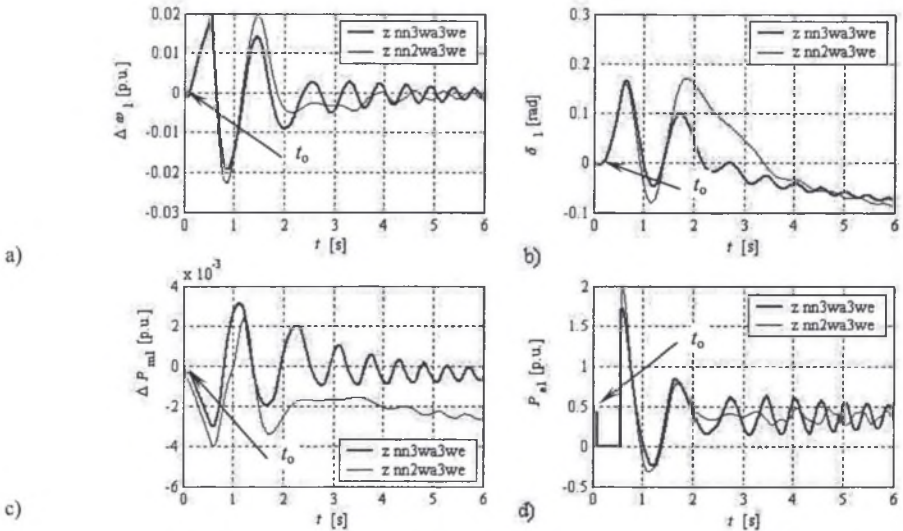
Rys. 5.14. Wpływ dodatkowej stabilizacji regulacji wzbudzenia na przebiegi przejściowe odchylenia prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej (a), kąta  $\delta$  (b), przyrostu mocy mechanicznej turbiny  $\Delta P_m$  (c) oraz mocy elektrycznej  $P_e$  (d) G1 ze stabilizatorem nn2wa3we; zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.30$  s założono w chwili  $t_0 = 0.10$  s

Fig. 5.14. The influence of the nn2wa3we stabilizer signal on the speed deviation  $\Delta\omega$  (a) and power angle  $\delta$  transients (b), turbine power  $\Delta P_m$  (c) and electrical power  $P_e$  variations (d); three-phase to ground fault occurs at  $t_0 = 0.10$  s and was cleared after  $t_z = 0.30$  s



Rys. 5.15. Przebiegi przejściowe odchylen prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej (a), kąta  $\delta$  (b), przyrostu mocy mechanicznej turbiny  $\Delta P_m$  (c) oraz mocy elektrycznej  $P_e$  (d) G1 ze stabilizatorem nn2wa3we – linia pogrubiona oraz G1 z nn3wa1we, a G2 do G7 bez stabilizatorów – linia kropkowana; zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.45$  s załączono w chwili  $t_0 = 0.10$  s

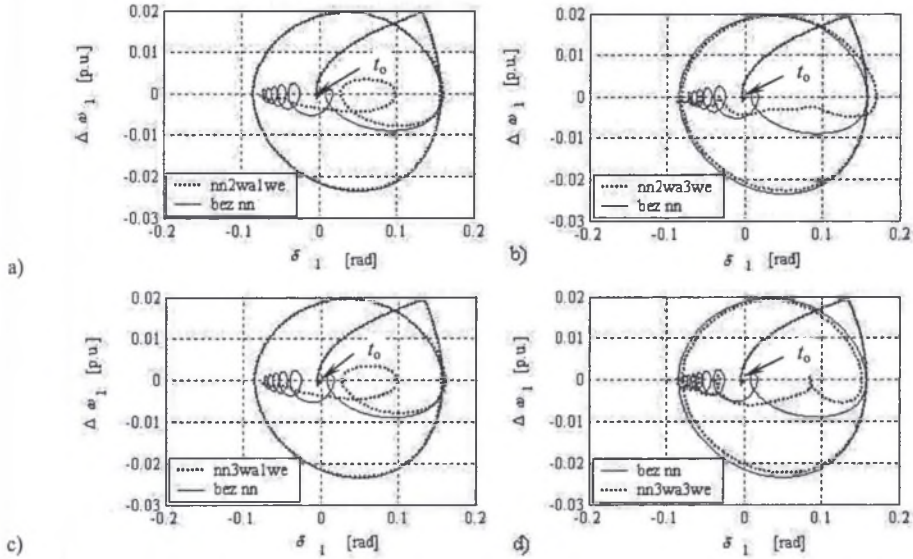
Fig. 5.15. Speed deviation  $\Delta\omega$  (a) and power angle  $\delta$  transients (b), turbine power  $\Delta P_m$  (c) and electrical power  $P_e$  variations (d) with the nn2wa3we stabilizer – bold line and G1 with the nn3wa1we stabilizer and G2 through G7 without stabilizers – dotted line; three-phase to ground fault occurs at  $t_0 = 0.10$  s and was cleared after  $t_z = 0.45$  s



Rys. 5.16. Przebiegi przejściowe odchylen prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej (a), kąta  $\delta$  (b), przyrostu mocy mechanicznej turbiny  $\Delta P_m$  (c) oraz mocy elektrycznej  $P_e$  (d) ze stabilizatorem nn2wa3we – linia cienka oraz G1 z nn3wa3we – linia pogrubiona; zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.45$  s załączono w chwili  $t_0 = 0.10$  s

Fig. 5.16. Speed deviation  $\Delta\omega$  (a) and power angle  $\delta$  transients (b), turbine power  $\Delta P_m$  (c) and electrical power  $P_e$  variations (d) with the nn3wa3we stabilizer – bold line G1 with the nn2wa3we stabilizer – thin line and G2 through G7 without stabilizers; three-phase to ground fault occurs at  $t_0 = 0.10$  s and was cleared after  $t_z = 0.45$  s

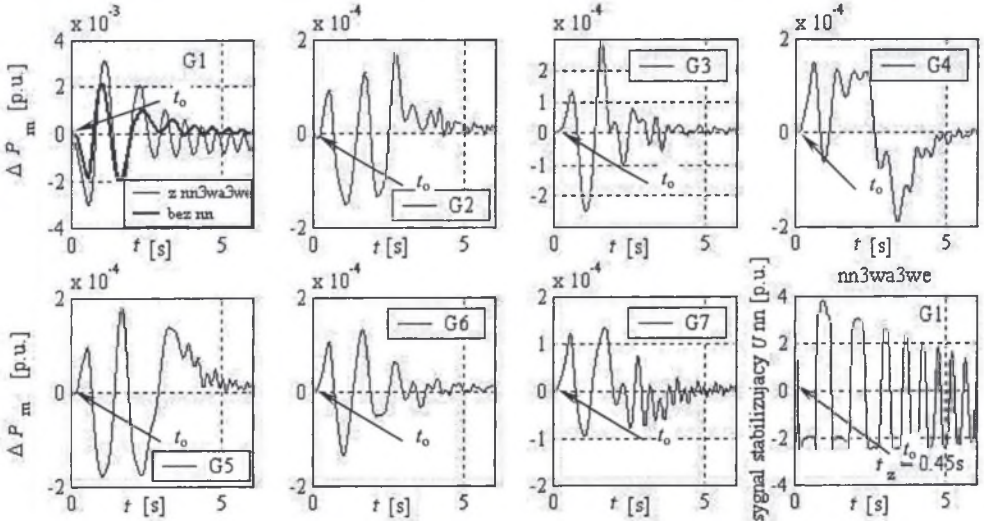
Przebiegi  $\Delta\omega_1(t) = f(\delta_1(t))$  rejestrowane w czasie 6 s, gdy zwarcie trwające  $t_z = 0.45$  s symulowano w czasie  $t_0 = 0.10$  s, zestawiono na rys. 5.17.



Rys. 5.17. Trajektorie fazowe  $\Delta\omega_1(t) = f(\delta_1(t))$  ze stabilizatorami dwuwarstwowymi (a) i (b) oraz trzywarstwowymi (c) i (d); zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.45$  s załączono w chwili  $t_0 = 0.10$  s

Fig. 5.17. The trajectory  $\Delta\omega_1(t) = f(\delta_1(t))$  in the phase plane with the two layers neural network stabilizers (a) and (b) and with the three layers neural network stabilizers (c) and (d); three-phase to ground fault occurs at  $t_0 = 0.10$  s and was cleared after  $t_z = 0.45$  s

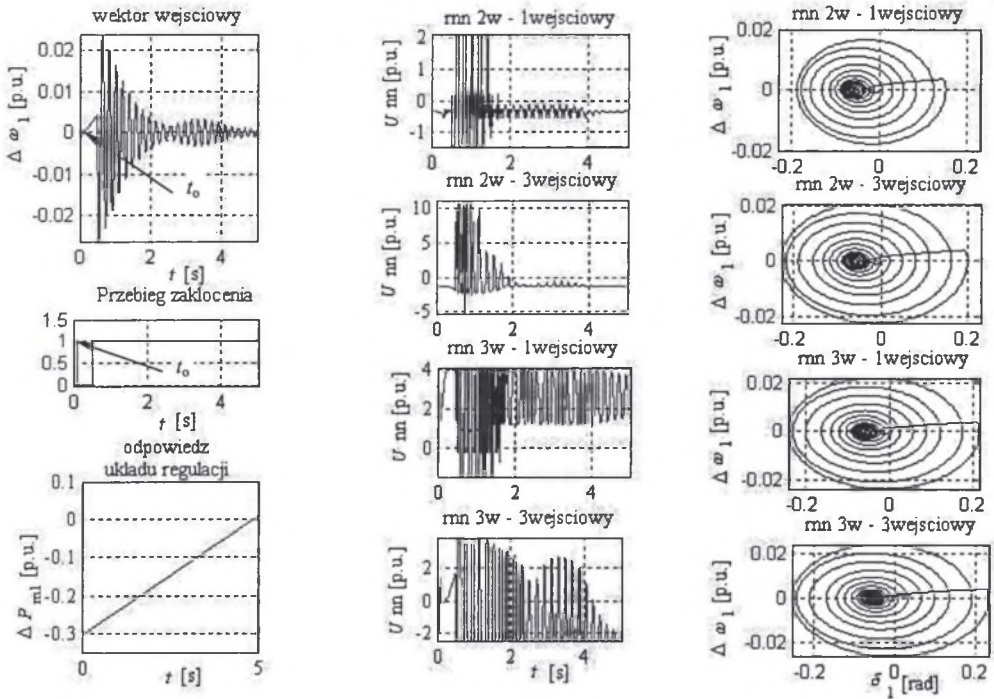
Porównanie trajektorii z rys. 5.17 pozwala stwierdzić, że dla krytycznego czasu trwania zwarcia najmniej skuteczne jest działanie stabilizatorów neuronowych jednowarstwowo.



Rys. 5.18. Przebiegi przyrostu mocy mechanicznej turbiny  $\Delta P_m$  oraz sygnału stabilizującego  $U_{nn}$ ; zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.45$  s załączono w chwili  $t_0 = 0.10$  s

Fig. 5.18. The turbine powers  $\Delta P_m$  and the stabilizing signal  $U_{nn}$  variations; three-phase to ground fault occurs at  $t_0 = 0.10$  s and was cleared after  $t_z = 0.45$  s





Rys. 5.19. Przebiegi przyrostu mocy mechanicznej turbiny  $\Delta P_m$  oraz sygnału stabilizującego  $U_{nn}$ ; zwarcie trójfazowe trwające  $t_2 = 0.45$  s załączono w chwili  $t_0 = 0.10$  s

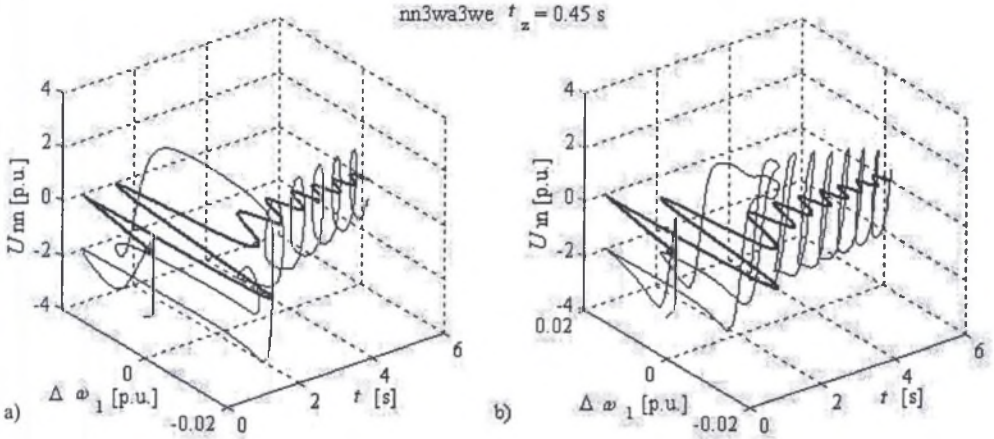
Fig. 5.19. The turbine power  $\Delta P_m$  and the stabilizing signal  $U_{nn}$  variations; three-phase to ground fault occurs at  $t_0 = 0.10$  s and was cleared after  $t_2 = 0.45$  s

Przebiegi przyrostu mocy mechanicznej  $\Delta P_m$  z układu regulacji prędkości obrotowej, w poszczególnych podsystemach, wybrane dla przypadku zastosowania stabilizatora nn3wa3we, zestawiono na rys. 5.18. Ostatni ósmy wykres przedstawia sygnał generowany przez stabilizator, natomiast pierwszy wykres, odpowiadający podsystemowi G1, zawiera przebieg mocy przed i po zastosowaniu stabilizatora. Widoczne jest wyraźne wzmocnienie odpowiedzi układu na zakłócenie. Amplitudy chwilowe o 50 i więcej procent przekraczają wartości generowane w przypadku działania tylko regulacji konwencjonalnej, ale dalekie są od założonego, wymienionego na początku podrozdziału, zakresu regulacyjnego. Wynika z tego, że pełne możliwości wzmocnienia oddziaływania stabilizatora na układ regulacji nie zostały jeszcze wykorzystane. Zagadnienie oceny działania regulacji integralnie związane jest z odpowiednim doбором wag zarówno sygnałów wejściowych do stabilizatora, jak i do konwencjonalnego układu regulacji ze stabilizatora. Wiąże się ono z przyjmowanym a priori kryterium działania. Istnieje zawsze dylemat, czy próbować przy możliwie najbardziej łagodnej regulacji likwidować stan nieustalony w SEE, co może okazać się nieskuteczne, czy zwiększać dużymi wymuszeniami reakcję układów regulacji. Wybrany przypadek, gdy stabilizatory wymuszają zrzut mocy turbiny przy zwarciu trwającym 0.4 s, ilustruje rys. 5.19. Pierwsza kolumna zawiera przebieg przejściowy  $\Delta \omega(t)$  będący jednym z trzech sygnałów wejściowych do stabilizatora, przebieg zwarcia i reakcję układu regulacji; gwałtowny zrzut mocy, a następnie jego stopniową odbudowę. W drugiej kolumnie zestawiono sygnały generowane przez poszczególne stabilizatory. Wyraźnie widoczne jest duże zwiększenie się ich częstotliwości, będące efektem nasycania się neuronów sigmoidalnych. Spowodowane jest to dużymi wartościami sygnału wejściowego stabilizatora.

W trzeciej kolumnie zestawiono trajektorie fazowe  $\Delta\omega(t) = f(\Delta(t))$  podsystemu, w którym zasymulowano zwarcie trójfazowe. Podsystemowi temu przyporządkowano numer „1” (zał. Z.1.) i odpowiada on stosowanemu również oznaczeniu „generator zastępczy G1”.

Porównanie zestawionych przebiegów pokazuje, że najskuteczniejsze w tym przypadku jest działanie stabilizatora nn1 w al we jednowarstwowego, jednowejsiowego.

W świetle zaprezentowanych przypadków nie jest więc możliwe jednoznaczne zakwalifikowanie poszczególnych stabilizatorów do grupy źle lub dobrze stabilizujących kołysania. Taka ocena możliwa jest jedynie dla konkretnej, wybranej grupy przypadków przy przyjęciu ściśle określonych kryteriów.



Rys. 5.20. Przebiegi sygnału stabilizującego  $U_{nn} = f(\Delta\omega(t), t)$  oraz  $\Delta\omega(t) = f(t)$  (linia pogrubiona); zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.45$  s załączono w chwili  $t_0 = 0.10$  s

Fig. 5.20. The stabilizing signal  $U_{nn} = f(\omega(t), t)$  and  $\Delta\omega(t) = f(t)$  (bold line) variations; three-phase to ground fault occurs at  $t_0 = 0.10$  s and was cleared after  $t_z = 0.45$  s

Własności adaptacyjne, omawiane w p. 5.3., ilustruje rys. 5.20. Na rys. 5.20a zestawiono przebiegi  $U_{nn} = f(\Delta\omega(t), t)$  oraz  $\Delta\omega(t) = f(t)$ , zarejestrowane w czasie sześciu sekund trwającej symulacji, gdy wyjście stabilizatora nie było przyłączone do układu regulacji prędkości obrotowej. Analogiczne trajektorie na rys. 5.20b wykreślano przy połączeniu wyjścia stabilizatora z wejściem konwencjonalnego układu regulacji turbiny. Widoczne zmiany sygnału stabilizującego są efektem działania przedstawionego adaptacyjnego algorytmu modyfikacji wag stabilizatora. Minimalizowany jest bowiem, w każdej chwili  $n$ , błąd pomiędzy wektorem wzorcowym i generowanym przez sygnały wejściowe, wektorem wyjściowym stabilizatora. Należy podkreślić, że z uwagi na bardzo silną nieliniowość stabilizatora każdy wektor sygnałów wejściowych generuje inny sygnał stabilizujący.

## 5.6. Uwagi końcowe

W podrozdziale tym przedstawiono zasady projektowania i uczenia stabilizatorów neuronowych. Efekty przeprowadzonych badań oraz wykonanych wielu eksperymentów symulacyjnych pozwoliły sformułować poniżej przedstawione podsumowanie.

♦ Możliwe jest zastosowanie zaproponowanego stabilizatora w postaci jednego modułu generującego sygnał stabilizujący podawany na wejścia konwencjonalnych układów regulacji prędkości obrotowej turbiny i układów regulacji wzbudzenia.

◆ Stabilizator taki może być dwu- lub trzywarstwową jednokierunkową siecią neuronową typu propagacji wstecznej (odpowiednio nauczoną), ponieważ potwierdzono, że sieci takie są w stanie z wystarczającą dokładnością odwzorowywać cechy nieliniowych przebiegów przejściowych SEE w stanach zakłóceńowych.

◆ Korzystne jest przyjęcie w warstwie wyjściowej adaptacyjnego liniowego sumatora ważonego, gdyż pozwala to stabilizatorowi właściwie reagować na zmieniające się w szerokim zakresie parametry stanu SEE i adaptacyjnie zmieniać wielkość sygnału stabilizującego.

◆ Stabilizator można właściwie nauczyć w trybie off-line.

◆ Wykorzystanie do uczenia algorytmu Levenberga - Marquardta, będącego modyfikacją metody propagacji wstecznej, pozwala na wielokrotne skrócenie czasu obliczeń iteracyjnych.

◆ Właściwy dobór wektorów uczących ma decydujący wpływ na własności dynamiczne stabilizatorów.

◆ Uczenie daje zadowalające wyniki, gdy na wejścia sieci podawane są, uzyskane w dyskretnych chwilach czasu, wektory przebiegów przejściowych z symulacji zakłóceń zwarciovych w modelu SEE z klasycznymi adaptacyjnymi układami regulacji prędkości obrotowej turbiny.

◆ Testy nauczonych w wyżej wymieniony sposób stabilizatorów potwierdziły poprawne ich działanie przy pracy on-line.

◆ Z punktu widzenia łatwości technicznej implementacji zaproponowano wykorzystania jako sygnałów wejściowych stabilizatorów wielkości, które są łatwo dostępne i mierzalne przy zdecentralizowanym, lokalnym sterowaniu. Są nimi: odchylenie prędkości od prędkości synchronicznej, kąt elektryczny i moc elektryczna. Testowana jako wielkość wejściowa siła elektromotoryczna wzbudzenia nie dała zadowalających wyników.

◆ Wyniki przeprowadzonych symulacji wykazały, że dobrze nauczony stabilizator działa w szerokim zakresie zmian parametrów wejściowych i nie wymaga optymalizacji w poszczególnych stanach pracy SEE. Decydujące znaczenie ma jednak prawidłowe określenie współczynników wagowych sygnałów wejściowych i wyjściowych stabilizatora. Współczynniki te powinny być tak dobrane, aby przy dużych wymuszeniach lub krótkotrwałych zwarciach nie występowało nasycanie nieliniowych funkcji aktywacji neuronów w warstwach stabilizatora.

◆ Stwierdzono, że efektywność tłumienia kołysań wzrasta, gdy inne podsystemy są również wyposażone w stabilizatory oparte na sztucznej inteligencji. Zaobserwowano wtedy, mimo braku bezpośredniego połączenia, ich interaktywne oddziaływanie, czego efektem było szybsze osiągnięcie przez SEE pozakłóceńowego stanu równowagi.

Do głównych zalet stabilizatorów neuronowych należy zaliczyć możliwość ich uczenia i adaptacji. Nie muszą one znać szczegółowego opisu matematycznego SEE, jak również opisu procesów przejściowych. Na podstawie właściwie dobranych danych uczących stabilizator jest w stanie nauczyć się prawidłowego sterowania w stanach nieustalonych. Sieć neuronowa stabilizatora to wzajemne połączenie dużej liczby neuronów. Nie ma algorytmów pozwalających precyzyjnie ustalić niezbędną ilość warstw, jak i ilości elementów neuronowych w poszczególnych warstwach dla konkretnego zastosowania. Projektowanie jest, niestety, w dużym stopniu intuicyjne. Inną z wad jest rozproszenie wiedzy nabytej przez sieć stabilizatora, co uniemożliwia wykorzystanie jej przez obserwatora w celu udoskonalenia, a tym samym uzyskanie lepszych własności dynamicznych pozwalających silniej tłumić kołysania i szybciej stabilizować SEE w stanach pozakłóceńowych. Tej ostatniej wady pozbawione są stabilizatory konstruowane przy wykorzystaniu idei rozumowania rozmytego i zdolności uczenia sieci neuronowych, a nazywane często rozmyto-neuronowymi lub neuro-rozmytymi. Zostaną one przedstawione w kolejnym podrozdziale.

W rozdziale przedstawiono stabilizatory neuronowe (nn), które uczone były w trybie off-line. Zastosowano je do wspomagania pracy konwencjonalnych układów regulacji RT i ARW w trybie on-line, w zdecentralizowanych systemach sterowania poszczególnych podsystemów SEE. Sygnałami wejściowymi tych stabilizatorów są wyselekcjonowane wielkości mierzalne lokalnie. Sieć neuronowa stabilizatorów nn generuje sygnał stabilizujący, w oparciu o chwilowe wartości odchylenia prędkości od prędkości synchronicznej, wartości kąta delta będącego całką z tego odchylenia prędkości oraz mocy elektrycznej generowanej. W przypadku stabilizatorów jednoweściowych sygnałem wejściowym jest odchylenie prędkości od prędkości synchronicznej. Efekty wspomagania klasycznych układów regulacji są najlepsze w przypadku zastosowania nn we wszystkich podsystemach.

Najsukuteczniejsze działanie wykazuje stabilizator trzyweściowy, dwuwarstwowy. W wyniku pobudzenia przez niego klasycznych układów regulacji, po zasymulowanym zwarciu trójfazowym na szynach podsystemu 1, moduł pierwszej ujemnej amplitudy, odchylenia prędkości od prędkości synchronicznej, jest mniejszy około 40% w stosunku do analogicznego przebiegu bez nn. Odpowiednio, moduł pierwszej dodatniej amplitudy jest mniejszy około 50%, moduł drugiej ujemnej amplitudy jest mniejszy około 50%, a moduł drugiej dodatniej amplitudy jest mniejszy już około 34%. Jednocześnie udar mocy elektrycznej w chwili wyłączania zwarcia jest mniejszy około 24%. Kołysania są wytłumione w przybliżeniu po 3.2 sekundach, podczas gdy w przypadku braku nn są wyraźne jeszcze w szóstej sekundzie trwania symulacji.

## 6. STABILIZATORY ROZMYTO – NEURONOWE

W poprzednich podrozdziałach pokazano, że możliwe jest uczenie stabilizatora neuronowego na zbiorach, którymi są kwantowane przebiegi przejściowe. Mając zarejestrowane w czasie zakłóceń dane pomiarowe, można realizować proces uczenia, bez szczegółowej znajomości modelu matematycznego procesu przejściowego w SEE. Stabilizator nauczony na podstawie wybranych sygnałów wejściowych i wzorcowych jest w stanie generować sygnał stabilizujący, zapewniając silne tłumienie kołysań i zapobiegając utracie stabilności współpracujących podsystemów. Niestety, istotnym utrudnieniem przy projektowaniu takich stabilizatorów jest brak algorytmów pozwalających dla konkretnego zastosowania ustalić liczbę warstw i liczbę elementów w poszczególnych warstwach. Należy również podkreślić, że wiedza nabyta przez sieć neuronową jest w tej sieci rozproszona i dlatego jest nieprzydatna dla obserwatora.

Układy sterowania z logiką rozmytą wymagają wiedzy o sposobie sterowania. Teoria zbiorów rozmytych zaproponowana przez L. Zadeha [152] pozwala na reprezentację wiedzy przez opisanie jej stwierdzeniami nieprecyzyjnymi oraz wieloznacznymi [24, 30]. Nie jest wymagana matematyczna zależność funkcyjna między wejściem a wyjściem sterownika, czyli wiedza ilościowa, ale jakościowa. Decyzje podejmowane są przez system wnioskowania rozmytego, którego podstawą są reguły rozmyte oraz wnioskowanie rozmyte. Wadą układów z logiką rozmytą jest brak możliwości uczenia i adaptacji.

Połączenie zdolności uczenia sieci neuronowych i wnioskowania rozmytego w jednym systemie [137, 138] umożliwia systemy rozmyte w postaci wielowarstwowej sieci propagującej sygnał „w przód”. Systemy takie nazywane są rozmyto-neuronowymi [142, 144]. Zastosowanie stabilizatorów rozmyto-neuronowych do tłumienia kołysań wywołanych dużymi zakłóceniami w SEE daje obiecujące wyniki [33, 51, 53, 77, 78, 79] i dlatego zostanie przedstawione w kolejnych podrozdziałach.

### 6.1. Architektura stabilizatora

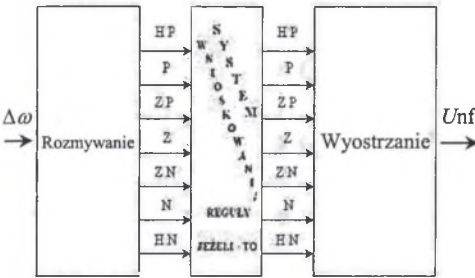
Podstawowa struktura systemu wnioskowania rozmytego - to połączenie trzech różnych komponentów: bazy reguł, bazy danych oraz mechanizmu wnioskowania. W technicznych zastosowaniach wielkościami wejściowymi i wyjściowymi są wartości mierzalne. Dlatego konieczne jest zastosowanie na wejściu bloku rozmywania, natomiast na wyjściu bloku wyostrzania.

Regulatory rozmyto-neuronowe wykorzystywane jako stabilizatory - to trzy moduły. Pierwszy z nich to zmodyfikowane w procesie uczenia funkcje przynależności zbiorów rozmytych. Są one warstwą wejściową. Sygnały z tej warstwy stanowią wejścia do modułu aplikacji reguł wnioskowania „jeżeli-to”. Sygnał wyjściowy (sterujący) otrzymywany jest po implikacji i agregacji z modułu wyostrzania [41, 43]. Schemat blokowy regulatora Takagi-Sugeno 1 rzędu [36, 144], posiadającego jedno wejście i jedno wyjście, pokazano na rys. 6.1. Rysunek 6.2 przedstawia model strukturalny tego sieci [36, 126].

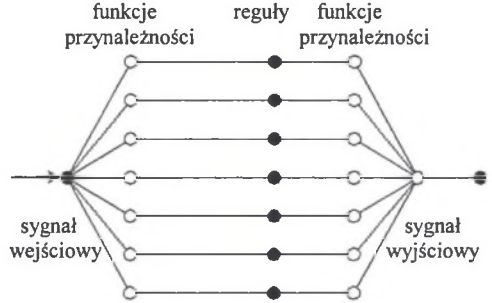
Projektowanie adaptacyjnego rozmyto-neuronowego regulatora polega na [37]:

- i) określeniu odpowiednich zbiorów danych wejścia – wyjścia do uczenia sieci,
- ii) opracowaniu rozmytego systemu wnioskowania i aplikacji zbioru reguł „jeżeli – to” i przygotowaniu wejściowej macierzy,
- iii) uczeniu systemu w trybie „off – line” i w efekcie otrzymaniu bazowych funkcji przynależności oraz bazy reguł,
- iv) zastosowaniu otrzymanego systemu w trybie „real - time”,

- v) weryfikacji przyjętej struktury, czy jest możliwa do przyjęcia i testowania reguł pod kątem oceny, czy regulacja daje zadowalające wyniki, jeśli nie, to konieczna jest zmiana struktury.



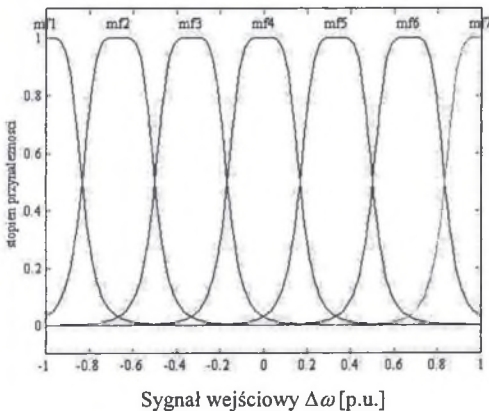
Rys. 6.1. Struktura stabilizatora rozmytego  
Fig. 6.1. The structure of the fuzzy stabilizer



Rys. 6.2. Architektura stabilizatora rozmytego  
Fig. 6.2. The architecture of the fuzzy stabilizer

### 6.1.1. Blok rozmywania

Sygnał wejściowy  $\Delta\omega = x \in X$ , którym jest konkretna wartość odchylenia prędkości od prędkości synchronicznej, podlega operacji rozmywania, w wyniku której zostaje odwzorowany w zbiór rozmyty  $A \subseteq X$ . Zbiór rozmyty  $A$  użyty do reprezentacji pojęć lingwistycznych jest zbiorem wypukłym. Prawidłowe założenie liczby i kształtu funkcji przynależności (MF) może mieć bardzo duży wpływ na skuteczność tłumienia procesów przejściowych. Zbyt mała liczba obszarów fizycznych i odpowiadających im MF (np. 3) może zmniejszać wrażliwość stabilizatora rozmyto-neuronowego (nf) na zakłócenia. Duża ich liczba może, w nieznacznym stopniu, poprawiać dokładność odwzorowania zmiennych wejściowych, ale zwiększyć znacznie czas uczenia. W trakcie przeprowadzania wielu serii symulacji stwierdzono, że liczba siedmiu MF daje zadowalające wyniki. Dla każdego wejścia przyjęto siedem następujących wartości lingwistycznych: HP, P, ZP, Z, ZN, N, HN. Odpowiadają one kolejno wartościom dodatnim znormalizowanej dziedziny – dużej, średniej i małej, wartości zerowej oraz analogicznie wartościom ujemnym: małej, średniej i dużej.



Rys. 6.3. MF bloku rozmywania przed uczeniem  
Fig. 6.3. The membership function of the block fuzzification before training

Na rys. 6.3 pokazano zastosowane, funkcje jednej zmiennej, dzwonowe MF.

Każdemu węzłowi wyróżnionemu na rys. 6.2 przyporządkowany jest zbiór rozmyty określony przez odpowiednią MF z rys. 6.3.

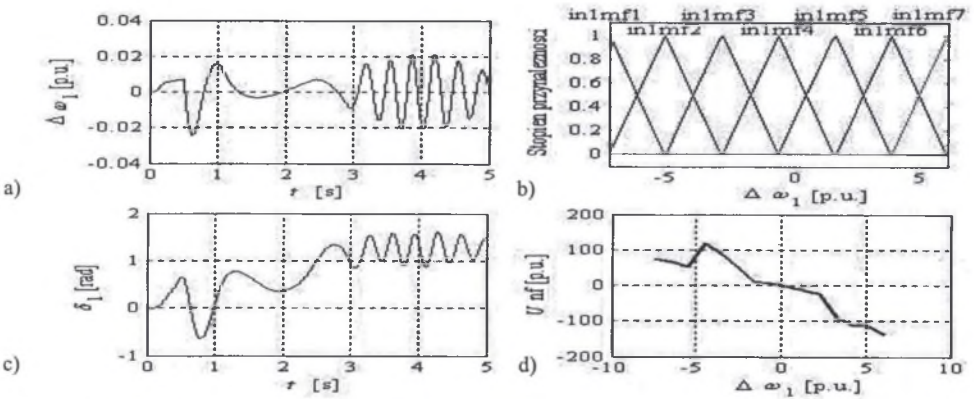
Stopień przynależności sygnału wejściowego  $x_i$  w węzle  $i$ , któremu odpowiada zbiór rozmyty  $A_i$ , w przypadku dzwonowej MF, wyznaczany jest z relacji

$$y_i = \mu_{A_i}(x_i) = \exp\left\{-\left[\left(\frac{x_i - c_i}{a_i}\right)^2\right]^{b_i}\right\}, \quad (6.1)$$

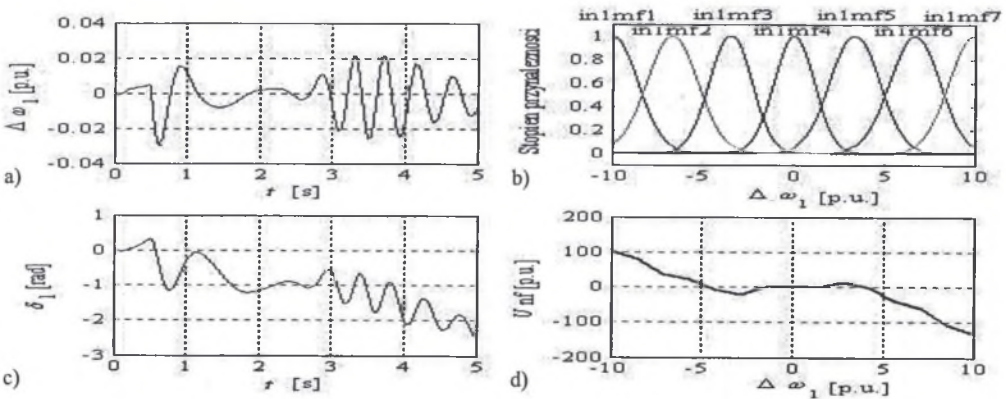
gdzie  $\{a_i, b_i, c_i\}$  są parametrami funkcji dzwonowej.

Większość badaczy wybiera trójkątny kształt MF. Ułatwia to w znacznym stopniu tworzenie bazy reguł w postaci tablicy przedstawiającej wartości lingwistyczne, ale może nie dawać oczekiwanych efektów sterowania. Dla tego samego zbioru uczącego istnieje ścisła korelacja pomiędzy kształtem przyjętych wejściowych MF i przebiegiem zmiennej sterującej. Ma to decydujący wpływ na efektywność tłumienia przebiegów przejściowych w SEE w stanach zakłóceń, czego potwierdzeniem są wyniki przeprowadzonych symulacji.

Do prezentacji wybrano przypadek 3-fazowego zwarcia z ziemią, trwającego 0.4 s, na szynach podsystemu nr 1, w 7-maszynowym ekwiwalencie krajowego SEE, gdy stabilizatory nf wspomagały działanie konwencjonalnych układów regulacji w każdym z podsystemów [46]. Dynamiczne przebiegi  $\delta_1(t)$ , czyli  $\Delta\omega_1(t)$  oraz  $\delta_1(t)$  obserwowane w podsystemie nr 1 pokazano na rys. 6.4, 6.5 i 6.6 ( rysunki a oraz b ). Funkcje przynależności zmodyfikowane w efekcie procesu uczenia po 50 seriach iteracji, rozmywające sygnał wejściowy (odchylenie prędkości od prędkości synchronicznej), to pokazane w prawym górnym rogu (rysunki c) inmf. Poniżej pod nimi w prawym dolnym rogu ( rysunki d ) zamieszczono odpowiadające im krokowe ( nieciągłe ) zmiany zmiennej sterującej.



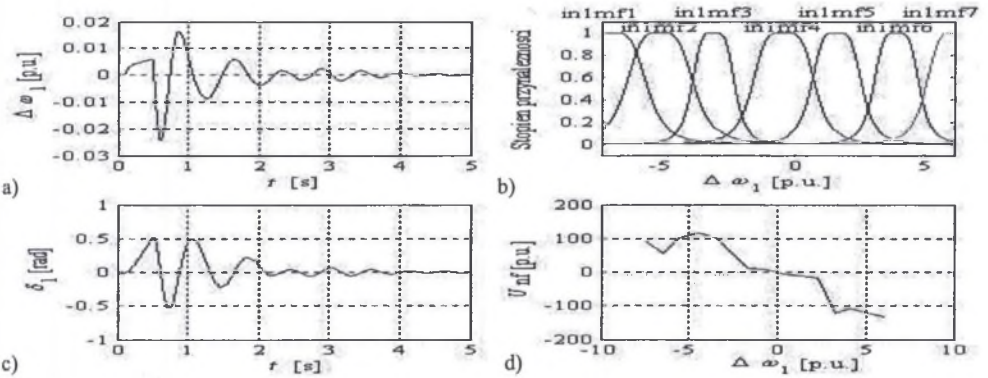
Rys. 6.4. Przebiegi  $\Delta\alpha(t)$  – (a) oraz  $\delta(t)$  – (c), przy zastosowaniu trójkątnych funkcji przynależności  
Fig. 6.4. Behaviour of curves  $\Delta\alpha(t)$  – (a) oraz  $\delta(t)$  – (c), after application the triangular membership functions



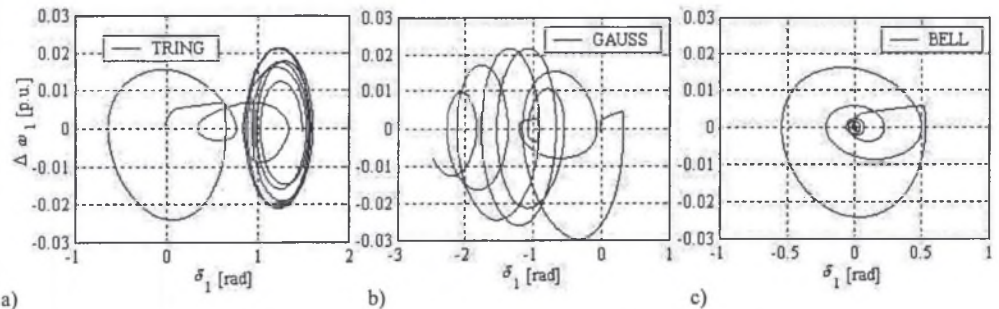
Rys. 6.5. Przebiegi  $\Delta\alpha(t)$  – (a) oraz  $\delta(t)$  – (c) przy zastosowaniu funkcji przynależności Gaussa  
Fig. 6.5. Behaviour of curves  $\Delta\alpha(t)$  – (a) oraz  $\delta(t)$  – (c), after application the Gaussian membership functions

Przebiegi w prawych dolnych rogach rysunków (rys. 6.4d ÷ 6.6d) - to nieliniowe funkcje, opisujące stabilizator. Płaska ich charakterystyka w otoczeniu punktu (0, 0) powoduje, że równowaga w początku układu staje się punktem niestabilnym. Występowanie punktów przecięcia charakterystyki dla innych odchyień  $\Delta\omega \neq 0$  (rys. 6.5d) jest przyczyną powstania bifurkacji, których efektem są widoczne na rys. 6.5a i 6.5c duże kołysania.

Badany SEE był niestabilny, gdy pracowały tylko konwencjonalne układy regulacji. Dołączenie stabilizatorów zmniejszyło kołysania, ale nie utrzymało stabilności i po 2.5 s amplitudy kołysań zaczęły zwiększać się. Przyczyną niestabilności obserwowanej na rys. 6.4a i 6.4c oraz 6.5a i 6.5c jest nieskuteczne działanie stabilizatorów. Przyjęcie w bloku rozmywania trójkątnych MF, a następnie Gaussa nie przyniosło zadowalających rezultatów. Zastosowanie dzwonowych MF spowodowało, że SEE po tym samym zakłóceniu powrócił do przedzakłócenieniowego stanu pracy. Ilustrują to poniżej przedstawione na rys. 6.6a, 6.6c oraz 6.7c przebiegi.



Rys. 6.6. Przebiegi  $\Delta\alpha(t)$  – (a) oraz  $\delta(t)$  – (c) przy zastosowaniu funkcji przynależności dzwonowych  
Fig. 6.6. Behaviour of curves  $\Delta\alpha(t)$  – (a) oraz  $\delta(t)$  – (c), after application the bell membership functions



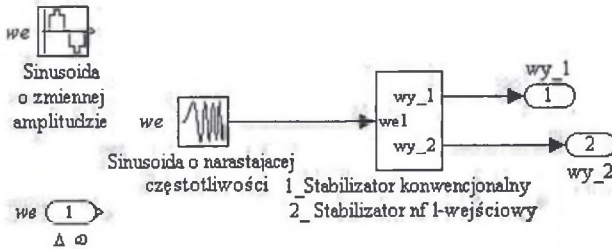
Rys. 6.7. Przebiegi  $\Delta\alpha(t) = F[\delta(t)]$  przy zastosowaniu różnych funkcji przynależności  
Fig. 6.7. Behaviour of curves  $\Delta\alpha(t) = F[\delta(t)]$  after application the different membership functions

Analiza zaprezentowanych, wybranych wyników symulacji zarówno przebiegów przejściowych, jak i trajektorii fazowych potwierdza konieczność szczególnie starannego i ostrożnego podejścia przy zakładaniu kształtu MF. Można bez trudu zauważyć, że jedynie stabilizatory działające z zadaną dzwonową MF są w stanie utrzymać stabilność SEE po wystąpieniu tego zakłócenia.



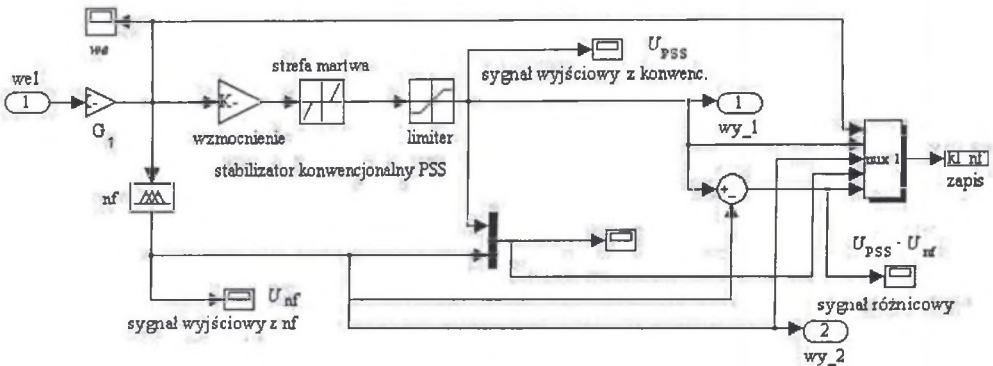
### 6.1.2. Porównanie stabilizatora rozmyto-neuronowego z konwencjonalnym

Uważny czytelnik, specjalizujący się w teorii sterowania, analizując, pokazaną na rys. 6.6d, charakterystykę obrazującą zmiany sygnału stabilizującego  $U_{nf}$  w funkcji sygnału wejściowego  $\Delta\omega$ , może zadać pytanie o celowość stosowania skomplikowanego aparatu matematycznego do uzyskania stabilizatora rozmyto-neuronowego o takiej charakterystyce. Zalety oraz adaptacyjne właściwości stabilizatora nf 1-wejściowego szczegółowo omawiane są w p. 6.5. W niniejszym podpunkcie zostanie dokonane porównanie zaprojektowanego stabilizatora nf 1-wejściowego ze stabilizatorem konwencjonalnym (PSS). Schemat blokowy modelu układu wykorzystanego do badań porównawczych przedstawia rys. 6.8.



Rys. 6.8. Schemat blokowy modelu do badań porównawczych  
Fig. 6.8. Block diagram of the model to the comparative research

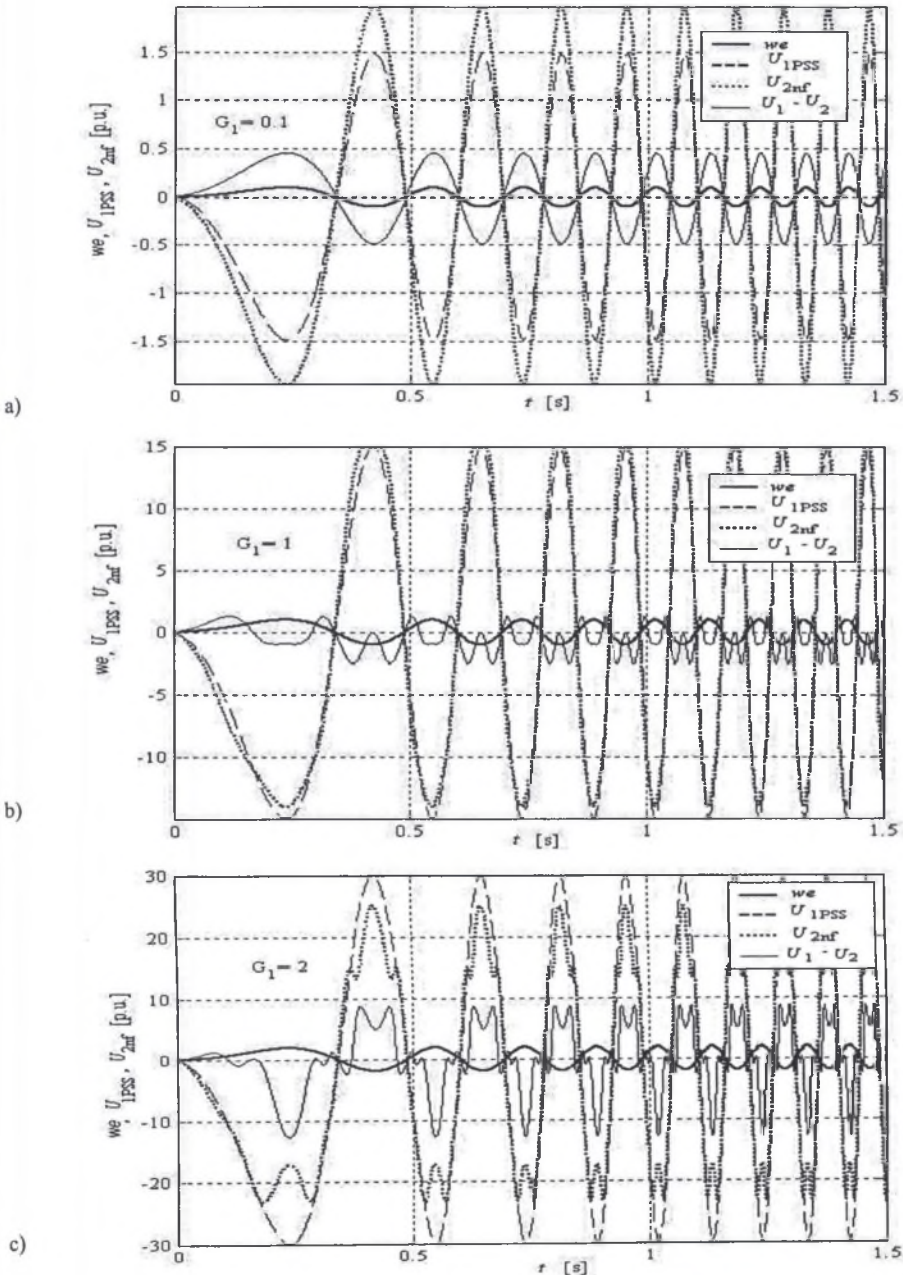
Wewnętrzna strukturę bloku zawierającego stabilizatory pokazano na rys. 6.9.



Rys. 6.9. Struktura bloku stabilizatorów  
Fig. 6.9. The structure of the stabilizers block

Zamodelowany konwencjonalny PSS składa się z członu o małej martwej strefie ( $\pm 0.05$  p.u.), oraz limitera, ograniczającego wartość modułu sygnału ( $\pm 30$  p.u.). Współczynnik nachylenia charakterystyki członu limitera wynosi 1. W celu odwrócenia charakterystyki i dopasowania amplitudy PSS do amplitudy generowanej przez nf zastosowano, w pętli  $we1 - wy_1$ , wzmocnienie (-15). Sygnałami wejściowymi są (rys. 6.8) generatory sinusoidy o zmiennej częstotliwości i amplitudzie oraz przebieg odchylenia prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej z SEE, w którym stabilizator nf wspomagał konwencjonalne układy RT i ARW, a czas zwarcia  $t_z = 0.11$  s, po  $t_o = 0.5$  s. W ostatnim z niżej przedstawionych testów symulowano zwarcie 3-fazowe na szynach G1 w SEE 1-maszynowym połączonym z SEE sztywnym (rys. Z.1.4). Zwarcie to, trwające  $t_z = 0.08$  s

wystąpiło w chwili  $t_0 = 0.5$  s. Do układów RT + ARW przyłączano kolejno stabilizator PSS i potem nf. Wartość amplitudy sygnału wejściowego regulowano przez zmianę wzmocnień wzmacniacza  $G_1$ . Wyniki eksperymentu dla  $G_1 = 0.1; 1; 2$  przedstawia rys. 6.10.



Rys. 6. 10. Przebiegi odpowiedzi stabilizatorów PSS i nf oraz uchyby ( $U_1 - U_2$ ) na sygnały wejściowe  $we$   
Fig. 6. 10. The responses of the stabilizers PSS and the signal errors ( $U_1 - U_2$ ) and nf to the input signals  $we$

Należy zwrócić uwagę na sposób reakcji poszczególnych stabilizatorów:

1. Częstotliwość sygnałów wyjściowych,  $U_{1PSS}$  ze stabilizatora konwencjonalnego oraz  $U_{2nf}$  ze stabilizatora nf jest taka sama i równa częstotliwości sygnałów wejściowych  $w_e$ .

2. Zmiany amplitudy sygnału wejściowego powodują:

- w przypadku stabilizatora konwencjonalnego (PSS) liniową zmianę wielkości amplitudy przy zachowaniu kształtu sygnału wejściowego,
- w przypadku stabilizatora nf nieliniową zmianę wielkości amplitudy i jednoczesną nieliniową deformację kształtu sygnału wyjściowego.

3. Zmiany częstotliwości sygnału wejściowego nie powodują zmian kształtu sygnału wyjściowego stabilizatora konwencjonalnego, natomiast kształt sygnału wyjściowego stabilizatora nf zmienia się. W miarę zwiększania się częstotliwości sygnał wyjściowy staje się coraz bardziej regularny i symetryczny względem pionowej osi przeprowadzonej w punktach odpowiadających  $1/4$  okresu.

4. Przy podawaniu niewzmocnionego ( $G_1 = 1$ ) sygnału na wejścia stabilizatorów wartości maksymalnych amplitud sygnałów wyjściowych stabilizatorów są porównywalne.

5. Dziesięciokrotne zmniejszenie amplitudy sygnału wejściowego spowodowało 10-krotne zmniejszenie maksymalnej amplitudy sygnału wyjściowego stabilizatora PSS i tylko 7-krotne zmniejszenie maksymalnej amplitudy sygnału wyjściowego stabilizatora nf. Kształt  $U_{2nf}$  jest regularny, natomiast uchyby ( $U_{1PSS} - U_{2nf}$ ) są dodatnie przy ujemnych wartościach sygnałów wyjściowych i odwrotnie. Maksymalne amplitudy sygnału wyjściowego stabilizatora nf są około 33% większe od maksymalnych amplitud sygnału wyjściowego stabilizatora PSS.

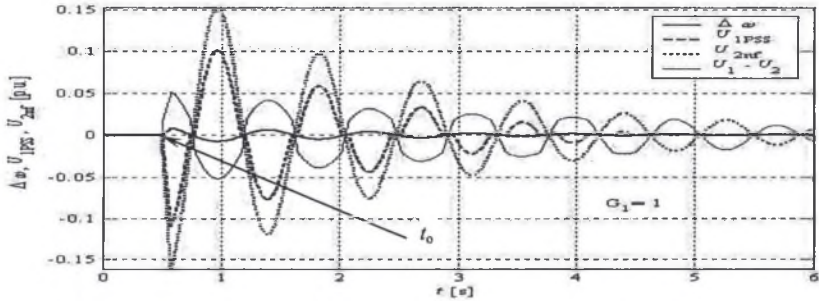
6. Dwukrotne zwiększenie amplitudy sygnału wejściowego spowodowało 2-krotne zwiększenie maksymalnej amplitudy sygnału wyjściowego stabilizatora PSS i tylko 1.7-krotne zwiększenie maksymalnej amplitudy sygnału wyjściowego stabilizatora nf. Kształt  $U_{2nf}$  jest regularny, ale przebieg staje się silnie nieliniowy. Uchyby ( $U_{1PSS} - U_{2nf}$ ) zmieniają znak i są ujemne przy ujemnych wartościach sygnałów wyjściowych i odwrotnie. Pojawiają się, w przedziale czasowym jednego półokresu, dwie maksymalne amplitudy sygnału wyjściowego stabilizatora nf, które są około 23% mniejsze od maksymalnej amplitudy sygnału wyjściowego stabilizatora PSS. W chwili gdy moduły sygnałów wejściowego i wyjściowego stabilizatora PSS są maksymalne, moduł sygnału wyjściowego stabilizatora nf jest o 40% mniejszy od modułu sygnału wyjściowego stabilizatora PSS.

Wyżej wymienione różnice pomiędzy sygnałami wyjściowymi stabilizatorów spowodowane są tym, iż stabilizator PSS tylko odwzorowuje sygnał wyjściowy, natomiast sygnał wyjściowy ze stabilizatora nf jest generowany przez rozmyty system wnioskowania (FIS) i moduł wyostrzania, które zostaną przedstawione w dalszych podpunktach.

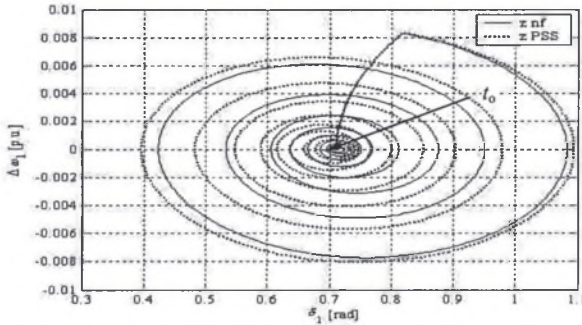
Odpowiedzi porównywanych stabilizatorów na sygnał wejściowy o zmieniającej się w czasie amplitudzie i częstotliwości przedstawia rys. 6.11. Sygnałem wejściowym jest przebieg wyjściowy odchylenia prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej, zarejestrowany w 1-maszynowym SEE, w którym zwarcie 3-fazowe trwające  $t_z = 0.11$  s rozpoczęło się w chwili  $t_0 = 0.5$  s. Stan nieustalony likwidowany był przez układy RT oraz ARW wspomagane przez stabilizator nf.

Pamiętając, że obserwowane przebiegi są odpowiedziami stabilizatorów nieobciążonych (stan jałowy), należy zauważyć, że amplituda sygnału wyjściowego ze stabilizatora nf jest dużo większa w porównaniu z amplitudą sygnału wyjściowego ze stabilizatora PSS. Jej moduł zarówno przy dodatnich, jak i ujemnych wartościach  $\Delta\omega$  jest większy w przybliżeniu o 50% od modułu amplitudy sygnału wyjściowego stabilizatora PSS. Należy podkreślić, że uchyby ( $U_{1PSS} - U_{2nf}$ ) zmniejszają się nieznacznie w trakcie tłumienia kołysań.

Kolejny test pozwala ocenić skuteczność oddziaływania porównywanych stabilizatorów w SEE, w którym zwarcie 3-fazowe trwające  $t_z = 0.08$  s rozpoczęło się w chwili  $t_0 = 0.5$  s. Wyniki eksperymentu przedstawiono na rys. 6. 12 oraz rys. 6.13.

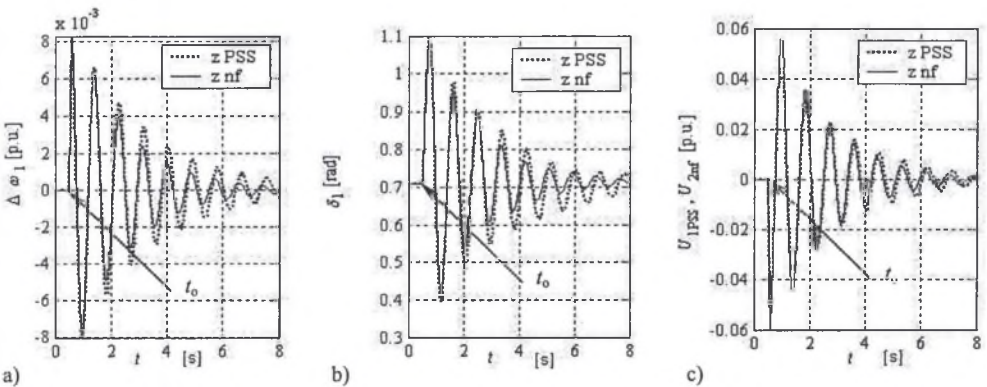


Rys. 6. 11. Przebiegi odpowiedzi stabilizatorów PSS i nf oraz uchyby ( $U_1 - U_2$ ) na sygnał wejściowy  $\Delta\omega$   
Fig. 6. 11. The responses of the stabilizers PSS and the signal errors ( $U_1 - U_2$ ) and nf to the input signal  $\Delta\omega$



Rys. 6.12. Trajektorie fazowe  $\Delta\omega_1(t) = f(\delta_1(t))$  - G1 ze stabilizatorem PSS oraz nf; zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.08$  s wystąpiło w chwili  $t_0 = 0.50$  s

Fig. 6.12. The trajectory  $\Delta\omega_1(t) = f(\delta_1(t))$  in the phase plane - G1 with the stabilizer PSS and with the nf stabilizer; three-phase to ground fault occurs at  $t_0 = 0.50$  s and was cleared after  $t_z = 0.08$  s



Rys. 6.13. Przebiegi przejściowe odchyleń prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej (a), kąta  $\delta$  (b) oraz sygnałów stabilizujących  $U$  (c) - G1 ze stabilizatorem PSS i nf; zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.08$  s wystąpiło w chwili  $t_0 = 0.50$  s

Fig. 6.13. Speed deviation  $\Delta\omega$  (a), power angle  $\delta$  transients (b) and stabilizing signal  $U$  (c) variations - G1 with the PSS stabilizer and nf stabilizer; three-phase to ground fault occurs at  $t_0 = 0.50$  s and was cleared after  $t_z = 0.08$  s

### 6.1.3. Blok wyostrzania

Baza reguł stanowi podstawę działania rozmytego systemu wnioskowania. Wiąże ona stan procesu zachodzącego w SEE z wartością sygnału stabilizującego poprzez relację

jeżeli <stan procesu> to <zmienna sterująca>.

Część reguły dotycząca stanu procesu jest nazywana poprzednikiem reguły, natomiast część zawierająca opis zmiennej sterującej jest nazywana następnikiem reguły [69]. W zastosowanym systemie wnioskującym typu Takagi-Sugeno [144] baza reguł ma charakter rozmyty jedynie w części jeżeli. W części to występują zależności funkcyjne. Następnik każdej reguły, obliczany w bloku wyostrzania, jest liniową kombinacją zmiennych wejściowych powiększonych o składniki stałe i dla  $k$ -tej reguły ma postać

$$R^{(k)} : \text{jeżeli } (\Delta\omega \text{ jest } A_i \text{ i } \delta \text{ jest } B_i \text{ i } P_e \text{ jest } C_i) \text{ to } f_k = p_k \Delta\omega + q_k \delta + r_k P_e + s_k \quad (6.2)$$

Wejściem tego systemu jest sygnał  $x = (\Delta\omega, \delta, P_e)$ . Sygnał wyjściowy  $\bar{y}$  dla reguły  $R^{(k)}$  jest wyznaczany po obliczeniu z relacji (6.2)  $\mu_{A_i}(\Delta\omega)$ ,  $\mu_{B_i}(\delta)$ ,  $\mu_{C_i}(P_e)$  oraz iloczynu kartezjańskiego zbiorów rozmytych

$$w_k = \min \{ \mu_{A_i}(\Delta\omega), \mu_{B_i}(\delta), \mu_{C_i}(P_e) \}, \quad (6.3)$$

a także

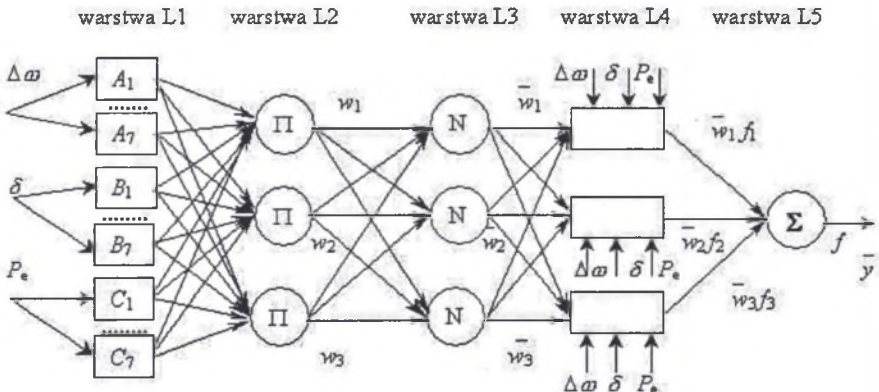
$$\bar{y} = f_k(\Delta\omega, \delta, P_e). \quad (6.4)$$

Sygnał ten jest znormalizowaną sumą ważoną poszczególnych wyjść  $y_1, y_2, \dots, y_N$ , czyli

$$\bar{y} = \frac{\sum_{k=1}^N w_k f_k}{\sum_{k=1}^N w_k}, \quad (6.5)$$

gdzie  $N$  jest liczbą reguł.

Strukturę systemu opisanego za pomocą wzoru (6.5) pokazuje rys. 6.14.



Rys. 6.14. Struktura rozmytego systemu wnioskującego Takagi-Sugeno

Fig. 6.14. The structure of the adaptive neuro-fuzzy inference system Takagi-Sugeno's type

W strukturze zamieszczonej na rys. 6.14 wyróżniono pięć warstw. Elementy warstwy L1 oznaczone przez  $A_i$ ,  $B_i$  oraz  $C_i$  realizują funkcje przynależności siedmiu zbiorów rozmytych. Na wyjściach poszczególnych elementów tej warstwy występują wartości MF  $f_k$  dla konkretnych wartości  $x_i$  określone za pomocą wzoru (6.1). Elementy warstwy L2 oznaczone przez  $\Pi$  realizują iloczyn wartości funkcji przynależności. Na wyjściach poszczególnych elementów tej warstwy są więc stopnie aktywności reguł określone wzorem (6.3). Ilość elementów w tej warstwie równa się liczbie reguł, czyli  $N$ . Dla uproszczenia przyjęto, że baza reguł pokazanej sieci składa się z trzech reguł. W rzeczywistości, opracowany stabilizator jednowejściowy wykorzystywał 7 reguł, natomiast trzywejściowy, przy założeniu po 7 MF dla każdej zmiennej wejściowej, już 343 reguły. Struktura kolejnej warstwy wynika z przyjętej metody wyostrzania. Elementy warstwy L3 oznaczone przez  $N$  realizują dzielenie wartości  $k$ -tej funkcji przynależności przez sumę występującą w mianowniku wzoru (6.5), czyli

$$\bar{w}_k = \frac{w_k}{\sum_{k=1}^{343} w_k}, \quad k = 1, 2, \dots, 343. \quad (6.6)$$

Warstwa L4 realizuje operację

$$\bar{w}_k f_k = \bar{w}_k (p_k \Delta \omega + q_k \delta + r_k P_c + s_k), \quad (6.7)$$

gdzie  $\bar{w}_k$  jest wyjściem z warstwy L3, natomiast  $\{ p_k, q_k, r_k, s_k \}$  - to parametry zbioru występujące w następniku reguł (6.2). Warstwa L5 - to pojedynczy element oznaczony  $\Sigma$ . Realizuje on operację sumowania wszystkich wejść z warstwy L4 wyznaczającą wartość

$$\sum_k \bar{w}_k f_k = \frac{\sum_k w_k f_k}{\sum_k w_k} = \frac{\alpha}{\beta}, \quad (6.8)$$

która jest równoważna relacji (6.5).

#### 6.1.4. Rozmyto-neuronowy system wnioskowania

Strukturę zastosowanego jednowejściowego rozmyto-neuronowego systemu wnioskowania pokazano na rys. 6.15. Sieć neuronowa realizuje funkcję  $f_k$  występującą w następniku reguł (6.2).

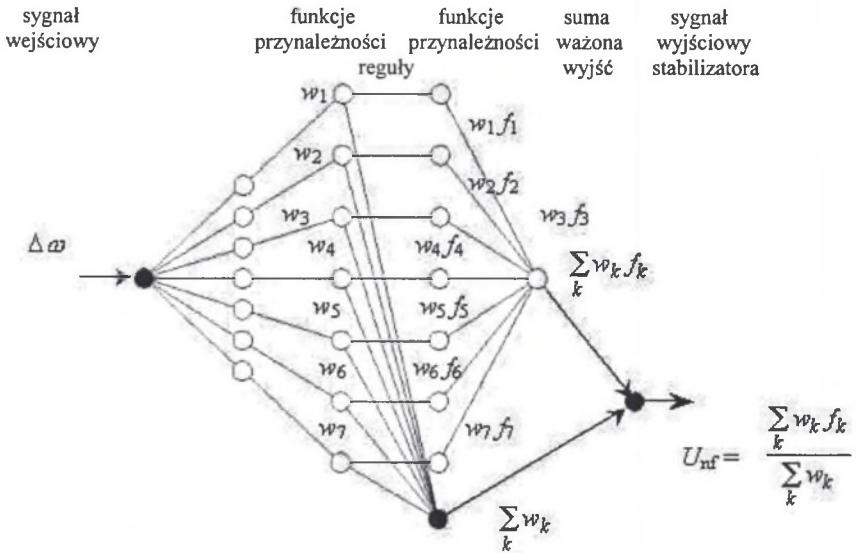
Warstwy 1 i 2 systemu z rys. 6.15 są identyczne jak w strukturze przedstawionej na rys. 6.14. Kolejne warstwy reprezentują już sieć neuronową. Elementy warstwy 3 realizują iloczyn  $w_k f_k$ ,  $k = 1, 2, \dots, 7$ . W warstwie tej oraz w warstwie 4 znajdują się elementy sumujące. Na wyjściu warstwy 4 otrzymuje się

$$\sum_k w_k f_k, \quad (6.9)$$

natomiast na wyjściu warstwy 3 wartość

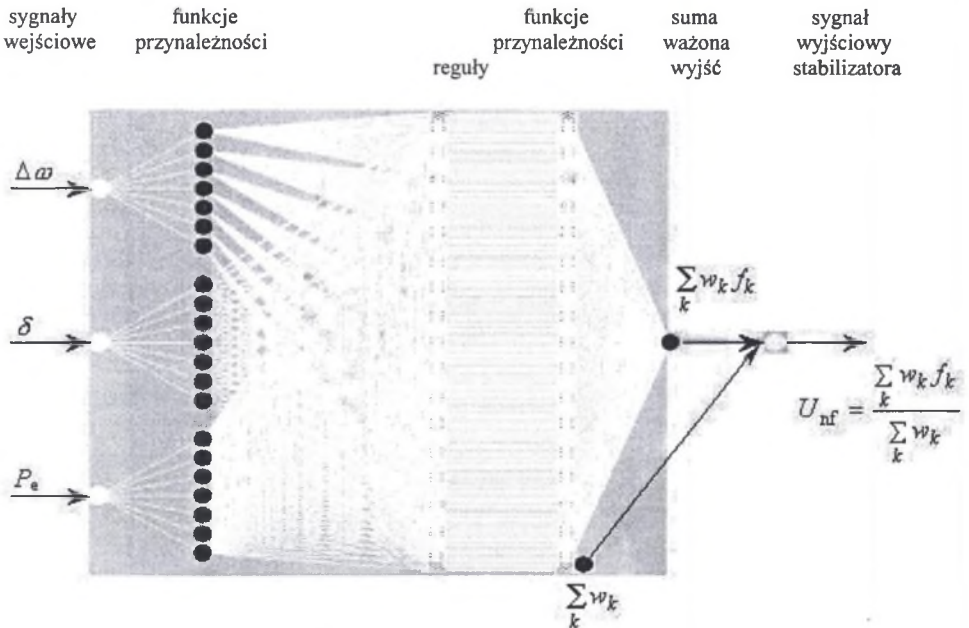
$$\sum_k w_k, \quad (6.10)$$

gdzie  $w_k$  jest zdefiniowane tak, jak w relacji (6.3). Element warstwy 5 realizuje dzielenie, w efekcie którego sygnał wyjściowy z tej warstwy ma wartość określoną wzorem (6.8).



Rys. 6.15. Struktura rozmyto-neuronowego systemu wnioskowania stabilizatora  
Fig. 6.15. The structure of the neuro-fuzzy inference system PSS

Strukturę rzeczywistego prezentowanego w dalszej części pracy stabilizatora trzywejściowego z 343 regułami przedstawiono na rys. 6.16 [52, 126].



Rys. 6.16. Struktura rozmyto-neuronowego trzywejściowego systemu wnioskowania stabilizatora  
Fig. 6.16. The structure of the three-input neuro-fuzzy inference system PSS

## 6.2. Uczenie stabilizatorów

Główna zaleta stabilizatorów rozmyto-neuronowych - to możliwość nauczenia ich w trybie off-line odpowiedniego reagowania na zakłócenia występujące w SEE bez konieczności uwzględnienia dokładnego opisu matematycznego systemu sterowanego. W procesie nazywanym uczeniem [91, 92, 93, 118] realizowane są strojenie funkcji przynależności, zdefiniowanie bazy reguł i obliczenie wag sieci neuronowej. W przypadku systemów typu Madami i Takagi - Seguno pierwszego rzędu przy jednej lub dwóch zmiennych wejściowych i jednej wyjściowej bywa, że możliwe jest odwzorowanie zależności między regułami a przestrzenią stanu, związanymi ze sterowaniem i zaprojektowanie bazy reguł w strukturze macierzowej. Zdefiniowanie siedmiu, a w drugim przypadku 49 reguł, przy przyjęciu siedmiu funkcji przynależności, może czasami być wystarczające, ale nie ma na to żadnej gwarancji. Podejście takie należy bowiem do intuicyjnych. Przy trzech zmiennych wejściowych do nauczenia stabilizatora generowania optymalnego lub przynajmniej quasi-optymalnego z punktu widzenia przeciwdziałania skutkom awarii, sygnału stabilizującego zależnego od rodzaju zakłócenia, konieczne jest już zastosowanie numerycznych procedur optymalizacji.

Projektowanie bazy reguł rozmytych możliwe jest w oparciu o informacje lingwistyczne (jakościowe) lub informacje numeryczne (ilościowe). Właściwe przygotowanie zbioru danych ma istotny wpływ zarówno na proces uczenia, jak i późniejsze prawidłowe działanie regulatora.

Bazę reguł, w prezentowanej pracy, tworzono w oparciu o drugi z wymienionych rodzajów wiedzy. Podejście takie należy do stosunkowo prostych, a wśród wielu jego zalet należy wymienić możliwość uzupełniania bazy reguł o reguły utworzone na podstawie danych uczących. Wadą, ale niezbyt dokuczliwą, jest długotrwały proces pozyskiwania wiedzy, gdyż tworzenie bazy reguł realizowane jest poprzez uczenie iteracyjne.

Uczenie stabilizatora polega na iteracyjnym modyfikowaniu parametrów  $\{a_i, b_i, c_i\}$  funkcji przynależności (6.1) realizowanych w warstwie L1 oraz wag sieci neuronowej realizującej funkcję  $f$ , zgodnie ze wzorem (6.2). Punktem wyjścia jest błąd, zdefiniowany, podobnie jak w (5.15), jako różnica pomiędzy wartością  $\bar{y}$  otrzymaną na wyjściu systemu a wartością wzorcową  $d$ . Miara błędu określona jest wzorem

$$E = \frac{1}{2}(d - \bar{y})^2. \quad (6.11)$$

Zgodnie z algorytmem wstecznej propagacji błędu przedstawionym w p. 5.4 obliczane w danym kroku iteracyjnym ( $k + 1$ ) wartości parametrów modyfikowane są poprzez odjęcie od poprzednich wartości wyznaczonych w kroku ( $k$ ) pochodnej miary błędu (6.11) pomnożonej przez pewien współczynnik  $\eta \in (0, 1)$ . Współczynnik ten ma decydujący wpływ na szybkość uczenia i dlatego bywa również nazywany krokiem korekcji. Analogicznie do rekurencyjnej zależności (5.9) wartości wag wyznacza się z zależności

$$w^{k+1} = w^k - \eta \frac{\partial E}{\partial w^k}, \quad (6.12)$$

gdzie  $k$  oznacza numer kroku.

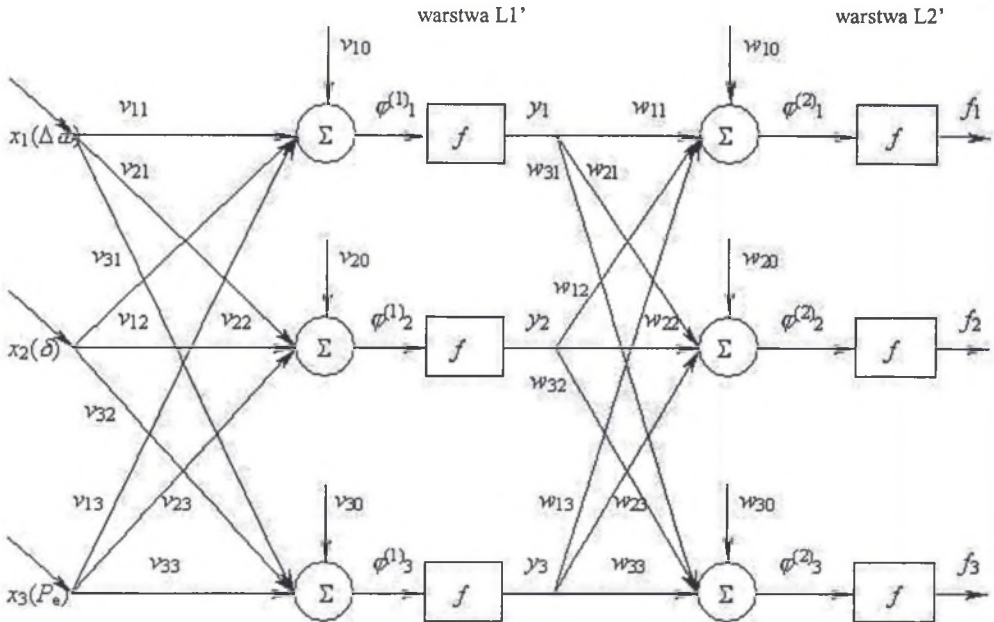


Proces iteracyjny jest kontynuowany do osiągnięcia założonego minimum błędu na wyjściu lub założonej ilości cykli iteracyjnych.

W kolejnych podrozdziałach opisano wykorzystywane do uczenia dwie procedury – gradientową wynikającą z metody wstecznej propagacji błędów oraz hybrydową, która jest połączeniem metod gradientowej i rekurencyjnej najmniejszych kwadratów (RLS).

### 6.2.1. Procedury wykorzystujące algorytm wstecznej propagacji błędów

Błąd zdefiniowany wzorem (6.11) jest propagowany wstecz od warstwy wyjściowej do warstwy wejściowej, w której znajdują się neurony i funkcje przynależności. Umożliwia to otrzymanie niezależnych procedur uczenia wag neuronów oraz parametrów funkcji przynależności realizowanych przez poszczególne elementy warstw. Wyprowadzenie rekursji zawierają między innymi prace [137, 138]. Poniżej przedstawione zostaną zależności wykorzystywane przez algorytm uczenia opracowanych stabilizatorów dla schematu sieci, w której dla uproszczenia przyjęto dwie warstwy L1' i L2'. Schemat sieci można przedstawić jak na rys. 6.17.



Rys. 6.17. Struktura sieci neuronowej stabilizatora  
Fig. 6.17. The neural network structure of the stabilizer

Uczenie sieci rozpoczyna się od założenia początkowych wartości wag i parametrów. Kolejnym etapem jest podanie na wejście stabilizatora wektora sygnałów wejściowych  $x = [a, \delta, P_e]$ . Pozwala to obliczyć funkcje  $f_k$  wykorzystując oznaczenia z rys. 6.16 i rys. 6.17

$$f_k = f(\varphi^{(2)}_k), \quad k = 1, 2, \dots, 343, \quad (6.13)$$

gdzie  $f$  jest nieliniową funkcją neuronu warstwy L2', a  $\varphi^{(2)}_k$  jest łącznym pobudzeniem  $k$ -tego neuronu, które analogicznie jak w p. 5.2 można zapisać jako

$$\varphi^{(2)}_k = \sum_{l=1}^{343} w_{kl} y_l + w_{k0}. \quad (6.14)$$

Sygnal  $y_k$  jest wartością wyjściową z warstwy L1' i podobnie jak w przypadku warstwy L2' wyznaczany jest z zależności

$$y_k = f(\varphi^{(1)}_k), \quad k = 1, 2, \dots, 343, \quad (6.15)$$

gdzie  $f$  jest nieliniową funkcją neuronu warstwy L1', a  $\varphi^{(1)}_k$  jest łącznym pobudzeniem  $k$ -tego neuronu. Przy założeniu że w warstwie L1' liczba neuronów  $M=N$  pobudzenie określa relacja

$$\varphi^{(1)}_k = \sum_{l=1}^{343} v_{kl} x_l + v_{k0}, \quad (6.16)$$

w której  $x_k$  to  $k$ -ta wartość wejściowa systemu wnioskowania.

Błąd (6.11) na wyjściu stabilizatora wyznaczany jest po obliczeniu wektora wyjściowego  $\bar{y}$  zgodnie z relacją (6.5) i odjęciu go od wektora wzorcowego  $d$ , którym był skwantowany przebieg z adaptacyjnego regulatora prędkości obrotowej turbiny.

Modyfikacja wag rozpoczyna się od warstwy wyjściowej. Zgodnie ze wzorem (6.12) należy w pierwszym etapie wyznaczyć pochodne błędu względem poszczególnych wag warstwy L2'.

Na podstawie wzorów (6.8), (6.11), (6.13) i (6.17) pochodną  $E$  względem  $w_{kl}$  można wyrazić następująco

$$\frac{\partial E}{\partial w_{kl}} = \frac{\partial E}{\partial \bar{y}} \frac{\partial \bar{y}}{\partial w_{kl}} = (\bar{y} - d) \frac{1}{\beta} \frac{\partial \alpha}{\partial w_{kl}} = (\bar{y} - d) \frac{w_k}{\beta} \dot{f}(\varphi^{(2)}_k) y_k. \quad (6.17)$$

Podstawiając wyznaczoną pochodną (6.17) do (6.12) otrzymuje się następujący algorytm uczenia

$$w_{kl}^{k+1} = w_{kl}^k - \eta (\bar{y} - d) \frac{w_k}{\beta} \dot{f}(\varphi^{(2)}_k) y_k, \quad (6.18)$$

gdzie  $d$  jest wartością zadaną na wyjściu.

Na podstawie wzorów (6.3), (6.6), (6.10) i (6.11) pochodną  $E$  względem  $v_{kl}$  można wyrazić następująco

$$\frac{\partial E}{\partial v_{kl}} = \frac{\partial E}{\partial \bar{y}} \frac{\partial \bar{y}}{\partial v_{kl}}. \quad (6.19)$$

Pochodną  $\bar{y}$  względem  $v_{kl}$  po uwzględnieniu wzorów (6.3) i (6.8) można zapisać w postaci

$$\frac{\partial \bar{y}}{\partial v_{kl}} = \frac{\partial}{\partial v_{kl}} \left( \frac{\alpha}{\beta} \right) = \frac{1}{\beta} \frac{\partial \alpha}{\partial v_{kl}} = \frac{1}{\beta} \frac{\partial}{\partial v_{kl}} \sum_{i=1}^N w_i f_k = \frac{1}{\beta} \sum_{i=1}^N w_i \frac{\partial f_k}{\partial v_{kl}}. \quad (6.20)$$

Wykorzystując (6.8) oraz (6.9) można wyznaczyć pochodną  $f_k$  względem  $v_{kl}$  z zależności

$$\frac{\partial f_k}{\partial v_{kl}} = \frac{\partial f_k}{\partial \varphi^{(2)}_k} \frac{\partial \varphi^{(2)}_k}{\partial v_{kl}} = \dot{f}(\varphi^{(2)}_k) \sum_{l=1}^M w_{kl} \frac{\partial y_k}{\partial v_{kl}}. \quad (6.21)$$

Występującą w wyrażeniu (6.21) pochodną  $y_k$  oblicza się po podstawieniu wzorów (6.10) i (6.11) z relacji

$$\frac{\partial y_k}{\partial v_{kl}} = \frac{\partial y_k}{\partial \varphi^{(1)}_k} \frac{\partial \varphi^{(1)}_k}{\partial v_{kl}} = \dot{f}(\varphi^{(1)}_k) x_k. \quad (6.22)$$

Podstawiając wyrażenia (6.22), (6.21), (6.20) do zależności (6.19) i uwzględniając (6.12) algorytm uczenia wag warstwy L1' jest następujący

$$v_{kl}^{k+1} = v_{kl}^k - \eta (\bar{y} - d) \frac{1}{\beta} \sum_{i=1}^N w_i \dot{f}(\varphi^{(2)}_k) \sum_{l=1}^M w_{kl} \dot{f}(\varphi^{(1)}_k) x_k. \quad (6.23)$$

Procedury powyższe można stosować w ten sam sposób do sieci neuronowych złożonych z dowolnej liczby warstw.

Kolejnym etapem procesu uczenia jest modyfikacja parametrów funkcji przynależności (MF) warstwy L1 z rys. 6.14. Każdej z trzech zmiennych wejściowych przyporządkowano 7 MF dzwonowych, należących do rodziny krzywych gaussowskich, określonych przez funkcję charakterystyczną (6.1). Przyjmując, że

$$\mu_{A_i}(x_i) = \mu_{B_i}(x_i) = \mu_{C_i}(x_i) = \mu_i = \exp \left[ - \left( \frac{x_i - c_i}{a_i} \right)^{2b_i} \right], \quad (6.24)$$

uczeniu podlegają:  $a_i$  będące szerokością krzywej gaussowskiej, punkt centralny  $c_i$  oraz współczynnik określający nachylenie dzwonu  $b_i$ . Wyjściowymi zależnościami są relacje (6.11) i (6.12).

Wzór (6.8) można zapisać jako

$$\bar{y} = \frac{\alpha}{\beta} = \frac{\sum_{k=1}^N f_k \mu_k}{\sum_{k=1}^N \mu_k}, \quad (6.25)$$

gdzie zgodnie z (6.3)

$$\mu_k = \min \{ \mu_i(x_j) \}. \quad (6.26)$$

Pochodne błędu (6.11) względem odpowiednich parametrów wyznacza się z zależności

$$\frac{\partial E}{\partial a_i} = (\bar{y} - d) \frac{\partial \bar{y}}{\partial a_i}, \quad (6.27)$$

$$\frac{\partial E}{\partial b_i} = (\bar{y} - d) \frac{\partial \bar{y}}{\partial b_i}, \quad (6.28)$$

$$\frac{\partial E}{\partial c_i} = (\bar{y} - d) \frac{\partial \bar{y}}{\partial c_i}. \quad (6.29)$$

Pochodne  $\bar{y}$  względem poszczególnych parametrów wyznacza się, korzystając z (6.25) i (6.6), zgodnie z zależnościami

$$\frac{\partial \bar{y}}{\partial a_i} = \frac{\partial}{\partial a_i} \left( \frac{\alpha}{\beta} \right) = \left( \frac{\partial \alpha}{\partial a_i} - \bar{y} \frac{\partial \beta}{\partial a_i} \right) \frac{1}{\beta} = \frac{1}{\beta} (f_k - \bar{y}) \frac{\partial \mu_k}{\partial a_i}, \quad (6.30)$$

i analogicznie

$$\frac{\partial \bar{y}}{\partial b_i} = \frac{1}{\beta} (f_k - \bar{y}) \frac{\partial \mu_k}{\partial b_i}, \quad (6.31)$$

$$\frac{\partial \bar{y}}{\partial c_i} = \frac{1}{\beta} (f_k - \bar{y}) \frac{\partial \mu_k}{\partial c_i}. \quad (6.32)$$

Obliczenie odpowiednich pochodnych  $\mu_k$  z zależności (6.19), podstawienie ich do wzorów (6.30), (6.31) i (6.32), i uwzględnienie tych ostatnich w relacjach (6.27), (6.28) i (6.29) pozwala na podstawie (6.12) określić następujące algorytmy uczenia poszczególnych parametrów

$$a_i^{k+1} = a_i^k - 2\eta(\bar{y} - d)(f_k - \bar{y})\mu_k \frac{b_i}{a_i} \frac{1}{\beta} \left( \frac{x_i - c_i}{a_i} \right)^{2b_i}, \quad (6.33)$$

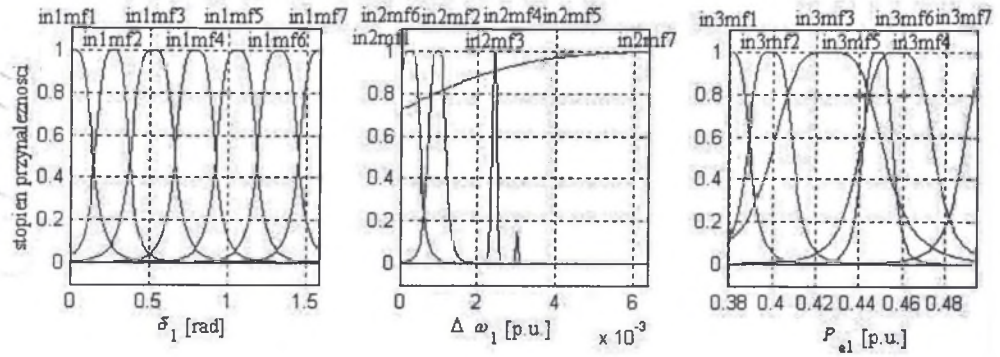
$$b_i^{k+1} = b_i^k + 2\eta(\bar{y} - d)(f_k - \bar{y})\mu_k \frac{1}{\beta} \left( \frac{x_i - c_i}{a_i} \right)^{2b_i} \ln \left( \frac{x_i - c_i}{a_i} \right), \quad (6.34)$$

$$c_i^{k+1} = c_i^k - 2\eta(\bar{y} - d)(f_k - \bar{y})\mu_k \frac{b_i}{x_i - c_i} \frac{1}{\beta} \left( \frac{x_i - c_i}{a_i} \right)^{2b_i}. \quad (6.35)$$

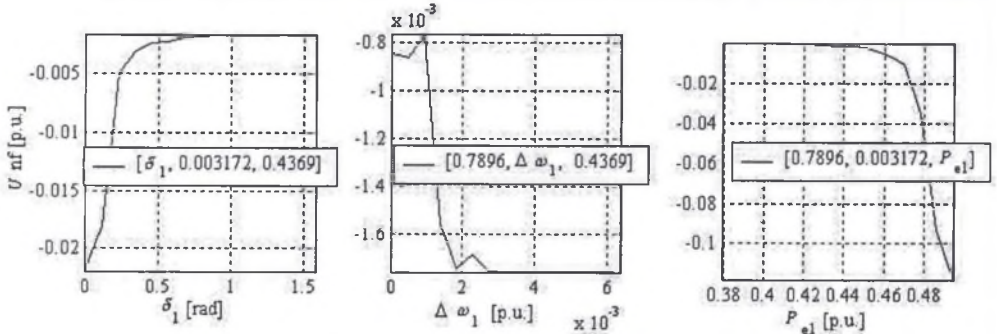
Cechą charakterystyczną powyższych algorytmów jest to, że modyfikacja w każdym kroku rozpoczyna się od wyznaczania poprawek dla wszystkich wag we wszystkich warstwach. We wszystkich wzorach algorytmu występuje również znormalizowany błąd  $(\bar{y} - d) / \beta$ , który jest propagowany wstecz. Należy podkreślić, iż proces iteracyjnego modyfikowania wag wykorzystuje sygnały wychodzące z warstwy poprzedniej, natomiast modyfikacja parametrów funkcji przynależności opiera się na wykorzystaniu wyznaczonych w pierwszym etapie wartości  $f_k$ .

Należy pamiętać, że stała  $\eta$  decyduje, jak bardzo zmieniają się parametry w każdej iteracji. W miarę postępu iteracji funkcja celu zbiega do minimum lokalnego. Jeżeli  $\eta$  jest małe, wtedy zbieżność jest wolna, ponieważ gradient musi być obliczany wielokrotnie. Przyjęcie dużej wartości  $\eta$  powoduje początkowo bardzo dużą zbieżność, jednak rozwiązanie oscyluje wokół minimum. W praktyce, modyfikacja  $\eta$  dokonywana jest w oparciu o heurystyczne podejście.

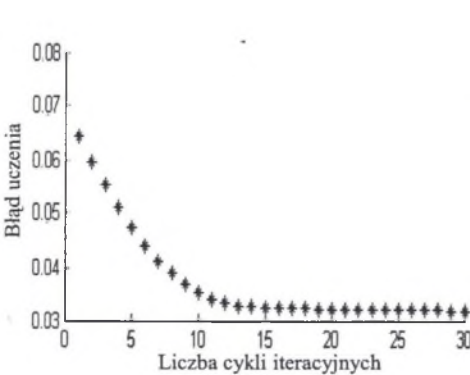
Zmodyfikowane w procesie uczenia funkcje przynależności stabilizatora o jednym wejściu pokazano na rys. 6.4c, rys. 6.5c i rys. 6.6c. Funkcje przynależności systemu wnioskowania rozmyto-neuronowego, stabilizatora trzywejściowego jednego z najlepiej działających pokazano na rys.6.18 [51, 52].



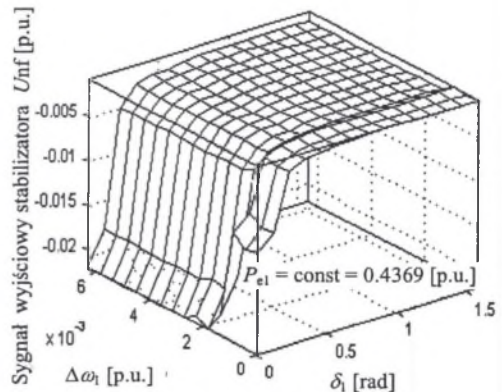
Rys. 6.18. Funkcje przynależności dzwonowe stabilizatora zmodyfikowane w procesie uczenia  
Fig. 6.18. The generalized bell MF of the stabilizer after off-line learning by backpropagation method



Rys. 6.19. Przebieg sygnału wyjściowego stabilizatora w funkcji sygnałów wejściowych  
Fig. 6.19. The output-signal from the adaptive neuro-fuzzy inference system of the stabilizer vs. inputs



Rys. 6.20. Przebieg błędu uczenia systemu wnioskowania stabilizatora w funkcji cykli iteracyjnych  
Fig. 6.20. The training error of the adaptive neuro-fuzzy inference system of stabilizer vs. epochs



Rys. 6.21. Przestrzeń sterowania stabilizatora nauczonego metodą propagacji wstecznej  
Fig. 6.21. The control surface of the stabilizer after learning by the backpropagation algorithm

Rysunek 6.19 ilustruje przebieg sygnału wyjściowego stabilizatora w funkcji poszczególnych sygnałów wejściowych. Na każdym z rysunków podano wartości dwóch sygnałów, dla których wyznaczano dany przebieg.

Przebiegi błędu uczenia w funkcji liczby cykli iteracyjnych, nazywanych często w literaturze epokami, pokazano na rys. 6.20. Jeszcze raz należy podkreślić, że wielkość błędu nie jest miarodajnym kryterium oceny stabilizatora. Wiarygodna jego ocena możliwa jest jedynie po weryfikacji prawidłowości reakcji na symulowane zakłócenia.

Metoda spadku gradientu zastosowana do identyfikacji parametrów adaptacyjnej sieci jest stosunkowo wolna. Istnieje także niebezpieczeństwo utknięcia procesu iteracyjnego w minimum lokalnym. Wymienione wady można wyeliminować przez połączenie metody spadku gradientu i rekurencyjnej metody najmniejszych kwadratów (RLS), czyli zastosowanie hybrydowego uczenia [92], które zostanie przedstawione w kolejnym podpunkcie.

### 6.2.2. Zastosowanie metody hybrydowej

Sygnał stabilizatora zaznaczony na rys. 6.14 określony zależnościami (6.2) i (6.8) można przedstawić w postaci

$$U_{nf} = F(\mathbf{x}, \bar{\mathbf{S}}), \quad (6.36)$$

gdzie  $\mathbf{x}$  jest zbiorem zmiennych wejściowych, natomiast  $\bar{\mathbf{S}}$  jest zbiorem parametrów. Dekompozycja zbioru  $\bar{\mathbf{S}}$  na dwa podzbiory

$$\bar{\mathbf{S}} = \bar{\mathbf{S}}_1 \oplus \bar{\mathbf{S}}_2, \quad (6.37)$$

gdzie symbol  $\oplus$  oznacza sumę, a  $\bar{\mathbf{S}}_2$  jest zbiorem liniowo zależnym względem  $M$  parametrów  $\{p_k, q_k, r_k, s_k\}$  występujących w relacji (6.2), pozwala na zastosowanie do identyfikacji parametrów sygnałów  $f_k$  rekurencyjnej metody najmniejszych kwadratów (RLS) [49, 91]. Podzbiór  $\bar{\mathbf{S}}_1$  w (6.37) jest nieliniową funkcją parametrów funkcji przynależności występujących w poprzednikach reguł (6.2).

Parametry sieci adaptacyjnej można modyfikować wykorzystując kombinację metody gradientowej oraz RLS. Każda iteracja w hybrydowej procedurze uczącej - to połączenie cyklu jednokierunkowego „do przodu” i wstecznego. W cyklu „do przodu” wprowadzane dane wejściowe  $\mathbf{x}$  wykorzystywane są do obliczania wyjść  $f_k$  z każdego węzła. Pozwala to na identyfikację parametrów  $\bar{\mathbf{S}}_2$  przez rekurencyjną procedurę najmniejszych kwadratów. Po identyfikacji tych parametrów te same dane są podstawą do wyznaczenia błędu pomiaru. W cyklu wstecznym gradienty błędów określone relacjami (6.14) i (6.17) przekazywane są z wyjść końcowych do wejść, po czym następuje modyfikacja podzbioru  $\bar{\mathbf{S}}_1$  w oparciu o metodę gradientu. Elementami nieliniowego podzbioru  $\bar{\mathbf{S}}_1$  są parametry  $\{a_i, b_i, c_i\}$  funkcji przynależności bloku rozmywania określone relacją (6.19). Jako miarę błędu przyjmuje się [138]

$$Q(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \sum_{k=1}^N [d(t) - f_k(\mathbf{x}(t), \mathbf{w}_k(n))]^2 = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \sum_{k=1}^N \varepsilon_k^2(t), \quad t = 1, 2, \dots, n, \quad (6.38)$$

gdzie  $\lambda$  jest współczynnikiem zapominania wybieranym z przedziału  $[0,1]$ .

Obliczając gradient  $Q$  i przyrównując go do zera, otrzymuje się relację

$$\frac{\partial Q(n)}{\partial w_k(n)} = -2 \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \sum_{k=1}^N \frac{\partial f_k}{\partial w_k} \epsilon_k = 0. \quad (6.39)$$

Rozwiązanie równania (6.34) w sposób rekurencyjny, po zastosowaniu algorytmu RLS i wykorzystaniu zależności (6.14) i (6.16), umożliwia modyfikację wag dla  $n$ -tej pary sygnałów uczących zgodnie z zależnością [138]

$$w(n) = w(n-1) + g(n) \epsilon(n), \quad (6.40)$$

$$\epsilon(n) = d(n) - \bar{y}(n). \quad (6.41)$$

Wektor  $g$  oblicza się następująco

$$g(n) = \frac{\dot{f}(\varphi_k^{(2)}(n)) P(n-1) f_k(n)}{\lambda + \dot{f}^2(\varphi_k^{(2)}(n)) (f_k(n))^T P(n-1) f_k(n)}, \quad (6.42)$$

natomiast

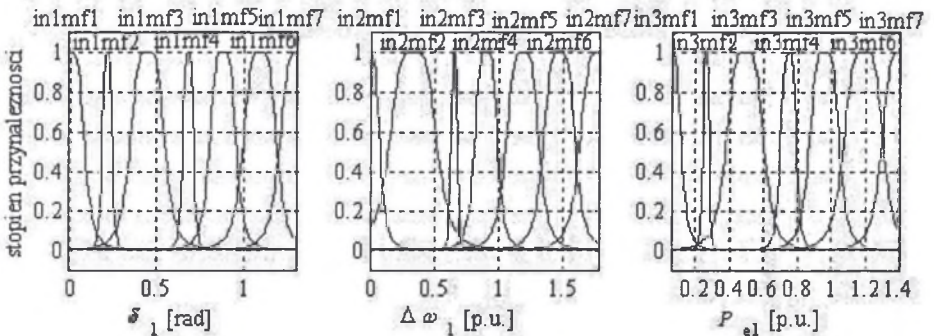
$$P(n) = \lambda^{-1} [\mathbf{I} - \dot{f}(\varphi_k^{(2)}(n)) g(n) (f_k(n))^T] P(n-1). \quad (6.43)$$

Do obliczenia (6.38) i (6.39) należy jako warunki początkowe przyjąć

$$P(0) = \gamma \mathbf{I}, \quad \gamma \gg 0, \quad (6.44)$$

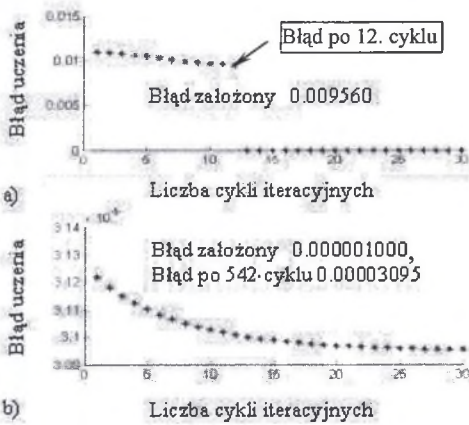
gdzie  $\mathbf{I}$  jest macierzą jednostkową o wymiarach  $M \times M$ .

Jako początkowe wartości wag mogą być przyjmowane zera lub wartości wybierane losowo. W praktycznych obliczeniach współczynnik  $\lambda$  występujący w algorytmie przyjmuje się w przedziale [0.9 1]. Jego mniejsze wartości powodują szybszą redukcję wpływu danych początkowych w procesie obliczeniowym. Należy jednak pamiętać o możliwości wystąpienia niestabilności numerycznej przy przyjęciu zbyt małych wartości  $\lambda$ .

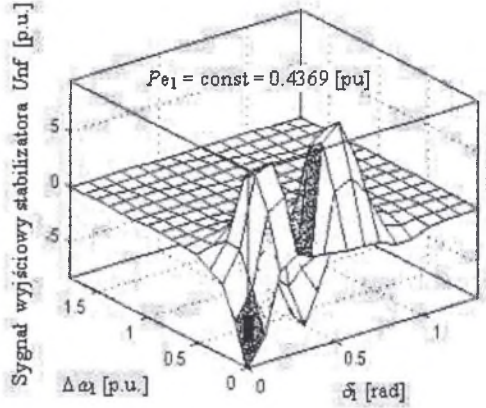


Rys. 6.22. Funkcje przynależności dzwonnej stabilizatora zmodyfikowane po uczeniu metodą hybrydową  
Fig. 6.22. The generalized bell MF of the stabilizer after off-line learning by hybrid algorithm

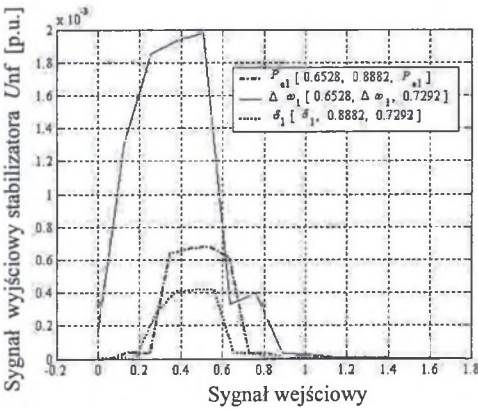
Funkcje przynależności zmodyfikowane w procesie uczenia metodą hybrydową systemu wnioskowania rozmyto-neuronowego stabilizatora trzywejściowego pokazano poniżej na rys. 6.22. Przebiegi błędu uczenia w funkcji liczby cykli iteracyjnych zaprezentowano na rys. 6.23a. Na rys. 6.23a przedstawiono przebieg błędu, gdy osiągnął on założoną na początku wartość po 12 cyklach.



Rys. 6.23. Przebieg błędu uczenia systemu wnioskowania stabilizatora w funkcji cykli iteracyjnych  
Fig. 6.23. The training error of the adaptive neuro-fuzzy inference system of stabilizer vs. epochs



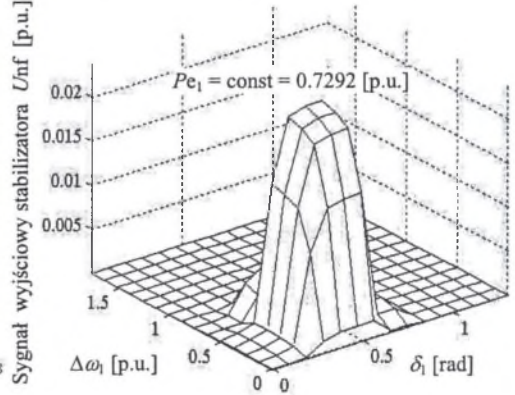
Rys. 6.24. Przerzeń sterowania stabilizatora po 12 cyklach uczenia metodą hybrydową  
Fig. 6.24. The control surface of the stabilizer after 12 epochs learning by the hybrid algorithm



Rys. 6.25. Odpowiedzi stabilizatora na wymuszenie po 542 cyklach uczenia metodą hybrydową  
Fig. 6.25. The output signal of stabilizer vs. inputs after 542 epochs learning by the hybrid algorithm

Jak już wcześniej podkreślono, proces uczenia jest żmudny i długotrwały. Przy wykorzystaniu zbioru uczącego, składającego się z czteroelementowego wektora 2084 par uczących, który zostanie przedstawiony w kolejnym podpunkcie, procedura optymalizacyjna wyznaczyła dla trzech wielkości wejściowych i przyporządkowanych im 21 MF 343 reguły. Zostały obliczone 1372 parametry liniowych funkcji (równanie (6.2)) oraz 63 parametry nieliniowe funkcji (równanie (6.24)). Proces obliczeniowy, 12 cykli przedstawionych na rys. 6.23a, trwał prawie 360 minut przy wykorzystaniu CPU 1.4 GHz i 512 MB pamięci RAM. Stopień użycia procesora w czasie obliczeń wynosił 100%, a pamięci około 50%. W kolejnych 530 cyklach parametry stabilizatora były modyfikowane, a przebieg błędu w ostatnich 30 cyklach ilustruje rys. 6.23b.

Obliczenia w omawianym przypadku zostały zakończone po wykonaniu założonej ilości cykli, mimo iż błąd na końcu ostatniego cyklu był większy od założonego.



Rys. 6.26. Przerzeń sterowania stabilizatora po 542 cyklach uczenia metodą hybrydową  
Fig. 6.26. The control surface of the stabilizer after 542 epochs learning by the hybrid algorithm



Dla porównania warto przytoczyć czas obliczeń systemu wnioskowania rozmytego stabilizatora, którego charakterystyki przedstawiono na rys. 6.18 do rys. 6.21 przy przyjęciu metody propagacji wstecznej. Czas ten był około dwunastokrotnie krótszy, ale przy wielokrotnie większej wartości błędu. Czas obliczeń, gdy wykorzystywano wolniejsze procesory, wykładniczo wzrastał.

Należy jednak jeszcze raz podkreślić, że wielkość błędu nie jest miarodajnym kryterium oceny stabilizatora. Wiarygodna jego ocena możliwa jest jedynie po weryfikacji prawidłowości reakcji na symulowane zakłócenia.

Przebieg sygnału wyjściowego stabilizatora w funkcji sygnałów wejściowych ilustruje rys. 6.25. Z uwagi na fakt, że stabilizator ma trzy wejścia, każda z przedstawionych krzywych wyznaczona została dla założonych a priori wartości dwóch pozostałych zmiennych wejściowych. Te stałe wartości podano w legendzie opisu rysunku. Można zauważyć, że w odróżnieniu od wykresów przedstawionych na rys. 6.19, każda charakterystyka ma swoje maksimum dzięki zastosowaniu metody najmniejszych kwadratów. Uzyskuje się je jednak dopiero po wielokrotnej optymalizacji, co ilustrują zamieszczone na rys. 6.24 i rys. 6.26 przykładowe przestrzenie sterowania stabilizatora.

Wyniki porównania działania stabilizatorów nauczonych wyżej opisanymi metodami zostaną przedstawione w jednym z następujących punktów (p. 6.3).

### 6.2.3. Projektowanie zbioru uczącego

Najlepsze narzędzie jest nieskuteczne, gdy jest zastosowane do materiału złej jakości. Dlatego tak istotne znaczenie ma przygotowanie zbioru uczącego. Liczba próbek, czyli wielkość zbioru, ma wpływ na czas uczenia. Zbiory danych wejścia – wyjścia zapisywano wykorzystując wyniki symulacji otrzymane w czasie działania regulatora adaptacyjnego [28] w stanie zakłóceniovym w postaci macierzy, której elementami były wektory ściśle sobie odpowiadające. Porównanie przebiegów przejściowych w SEE, w którym zastosowano stabilizatory adaptacyjne, a następnie stabilizatory rozmyto-neuronowe przedstawiono w p.6.3.1. Dziedzina była kwantowana w skończonej liczbie przedziałów czasu. Wykorzystawano dane z pierwszych pięciu lub sześciu sekund symulacji. Przykładowo, liczba próbek każdego z dwuelementowych wektorów pokazanych na rys. 6.27 wynosiła  $P = 2084$ .

Każdy wektor wejściowy  $\bar{x}(n)$  był podawany na wejście stabilizatora. Generował on sygnał wyjściowy  $\bar{y}(n)$ , który porównywany był z odpowiadającym mu wektorem wzorcowym  $\bar{d}(n)$ . Błąd w każdym cyklu iteracyjnym obliczany był ze wzoru

$$\text{Błąd uczenia} = \frac{1}{P} \sum_{n=1}^P \frac{|d(n) - \bar{y}(n)|}{d(n)} * 100\%, \quad (6.45)$$

gdzie  $P$  jest liczbą par uczących.

Zbiory danych były generowane z nieliniowego modelu przedstawionego w p.2, w którym zadeklarowano parametry cztero- i siedmiomaszynowego ekwiwalentu krajowego SEE [23]. Układy prędkości obrotowej turbiny były opisane nieliniowymi relacjami przedstawionymi w p. 4.1 [77, 141]. Każdy z siedmiu generatorów wyposażono w regulator adaptacyjny. Układy ARW i ARN opisane były zależnościami przedstawionymi w p. 2.2.4.

W celu uzyskania trajektorii będących rozwiązaniami układów równań różniczkowych opisujących dynamikę modelowanych SEE wykorzystywano algorytmy Dormanda-Prince'a ode45 i Bogackiego-Shampine'a ode23 [55] będące modyfikacjami metody Rungego-Kutty czwartego rzędu. Zaletą tych algorytmów jest to, że umożliwiają one rozwiązywanie zagadnień początkowych i otrzymanie trajektorii rozwiązań równań różniczkowych i różniczkowo-algebraicznych, nawet gdy te opisują procesy w modelach z różnymi skalami czasu, zwanymi układami sztywnymi lub umiarkowanie sztywnymi. Modele SEE musiały mieć postać ekwiwalentnych systemów równań różniczkowych pierwszego rzędu, czyli taką

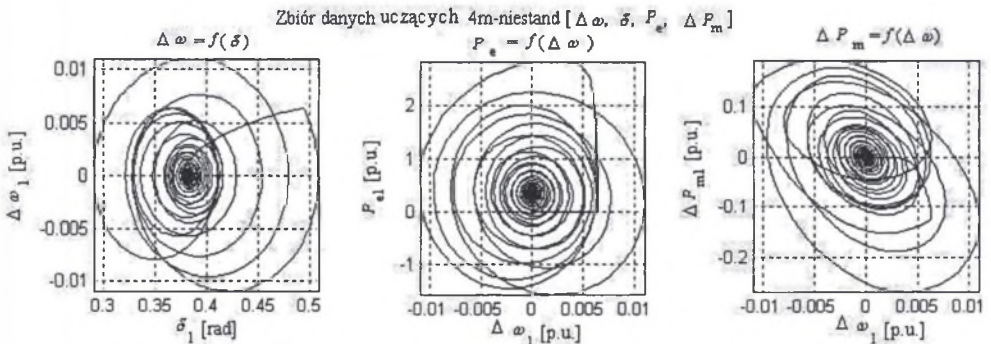
jak modele w przestrzeni stanów opisane w p.2. Deklarowanymi wielkościami, oprócz warunków początkowych, były wielkości względnego i bezwzględnego błędu oraz przedział czasu obliczeń. Krok całkowania był zmienny, a jego wartości początkowa, minimalna i maksymalna mogły być albo określone automatycznie, lub zadeklarowane. Ma to duże znaczenie dla procesu obliczeń, gdyż zdarza się, iż automatycznie przyjmowana przez algorytm wartość kroku prowadzi do niestabilności numerycznej rozwiązania. Wtedy należy doświadczalnie dobrać wartość minimalną kroku i dopiero wtedy możliwe jest otrzymanie rozwiązania.

Określenie odpowiedniego zbioru uczącego odbywa się niestety metodą prób i błędów, a ma zasadnicze znaczenie z punktu widzenia powodzenia procesów uczenia przedstawionych w poprzednich podpunktach. Testowano bardzo dużą liczbę zbiorów uczących, zawierających różne ilości próbek i wiele kombinacji różnych zmiennych wejściowych, takich jak: kąt  $\delta$ , odchylenie prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej, jego pochodną ( $d\Delta\omega/dt$ ), sem  $E_f$ ,  $E'_q$ , moce elektryczną  $P_e$  i mechaniczną  $\Delta P_{m1}(t)$ .

Quasi-optymalne właściwości, z punktu widzenia stabilizacji kołysań przez układy regulacji prędkości obrotowej turbiny, osiągały stabilizatory uczone przez zbiór sygnałów wejściowych  $\{\delta, \Delta\omega, P_e\}$ . Dla stabilizatora jednowyjściowego był to zbiór  $\{\Delta\omega\}$ . Przyjęcie takich zbiorów ma jeszcze jedną, z technicznego punktu widzenia, zaletę. Umożliwia, w przypadku ewentualnej aplikacji, realizację sterowania zdecentralizowanego przy wykorzystaniu wielkości dostępnych i łatwo mierzalnych lokalnie.

Szczególne znaczenie ma także właściwy wybór zmiennej wyjściowej, będącej sygnałem wzorcowym  $d$  w czasie uczenia. Testowanymi sygnałami były wyjścia z regulatorów: konwencjonalnego, adaptacyjnego, neuronowego, rozmytego i rozmyto-neuronowego oraz oddzielnie stabilizatorów adaptacyjnych, neuronowych, rozmytych i rozmyto-neuronowych. Najlepsze właściwości, z punktu widzenia stabilizacji kołysań przez układy regulacji prędkości obrotowej turbiny, osiągały stabilizatory uczone przez zbiór sygnałów wyjściowych  $\{\Delta P_{m1}(t), \Delta\omega_1(t)\}$  ze stabilizatora adaptacyjnego przedstawionego w p. 4.1.

Na rys. 6.27 pokazano przykładowe trajektorie fazowe  $\Delta\omega_1(t) = f((\delta_1(t)))$ ,  $P_{e1}(t) = f((\Delta\omega_1(t)))$   $\Delta P_{m1}(t) = f((\Delta\omega_1(t)))$  generatora G1, gdy zwarcie 3-fazowe z ziemią zasymulowano na jego szynach. Zwarcie wystąpiło po trwającym 0.5 s stanie ustalonym i zostało wyłączone po czasie 0.11 s. Przebiegi błędów uczenia pokazane na rys. 6.20 i 6.23 odpowiadają trajektoriom wykorzystanym do uczenia stabilizatora.

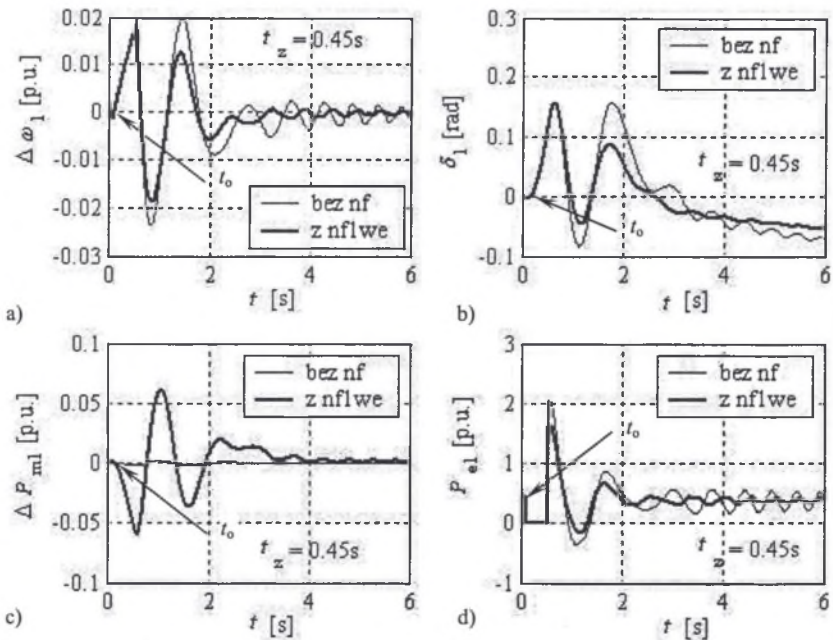


Rys. 6.27. Trajektorie fazowe zmiennych zbioru uczącego stabilizatora  
Fig. 6.27. The trajectory of the training set apply to the learning process

### 6.3. Weryfikacja stabilizatorów

Stabilizatory testowano dołączając je do modelu siedmiomaszynowego SEE [33] (rys. 1.1.) opisanego w p. 5.5. Również w tym przypadku były one przyłączane do konwencjonalnych układów regulacji prędkości obrotowej turbiny i regulacji wzbudzenia poszczególnych podsystemów. Prezentowane, wybrane wyniki testów pozwalają prześledzić działanie stabilizatorów rozmyto-neuronowych (nf) zarówno dla wartości krytycznego czasu zwarcia  $t_z = 0.45$  s, jak i czasów krótszych. Wykonano symulacje dla nierealnie dużych czasów trwania zwarcia, np.  $t_z = 0.7$  s, po którym konwencjonalne układy regulacji nawet wspomagane przez stabilizatory neuronowe nie są w stanie wytlumić kołysań w SEE. Zostały także zaprezentowane wyniki zamodelowania też hipotetycznie mało prawdopodobnych zwarć trójfazowych, występujących jednocześnie w kilku podsystemach. Testy uwzględniały ponadto wykorzystywany często do badań porównawczych model CIGRE 225 kV [133] i zawarte w bibliotece Power System Blokssets [116,117] trójfazowe modele generatorów, układy ARW i ARN 'IEEE type1', model STG turbiny parowej z regulatorem prędkości obrotowej oraz model HTG turbiny wodnej z regulatorem PID. Bardzo zadowalające wyniki badań wykazujących zalety implementacji stabilizatorów nf do tych wielomaszynowych SEE zamieszczono w załącznikach.

Pierwszy opracowany stabilizator (rys. 6.1) oznaczony nflwe ma dwa wyjścia i jedno wejście. Zestawienia przebiegów przejściowych odchylenia prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej, kątów elektrycznych  $\delta$  i przyrostów mocy mechanicznych  $\Delta P_{m1}$  układu regulacji prędkości obrotowej turbiny oraz mocy elektrycznych  $P_e$  dokonano na rys. 6.28.

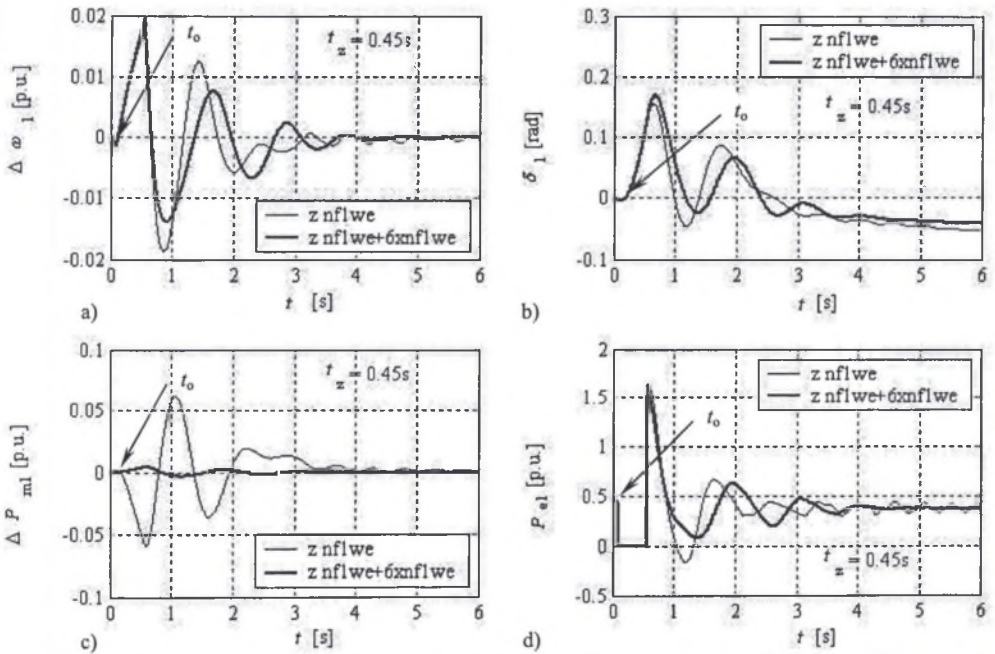


Rys. 6.28. Przebiegi przejściowe odchylenia prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej (a), kąta  $\delta$  (b), przyrostu mocy mechanicznej turbiny  $\Delta P_{m1}$  (c) oraz mocy elektrycznej  $P_e$  (d) bez i ze stabilizatorem nflwe; zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.45$  s założono w chwili  $t_0 = 0.10$  s

Fig. 6.28. Speed deviation  $\Delta\omega$  (a) and power angle  $\delta$  (b), turbine power  $\Delta P_{m1}$  (c) and electrical power  $P_e$  variations (d) without and with the nflwe stabilizer; three-phase to ground fault occurs at  $t_0 = 0.10$  s and was cleared after  $t_z = 0.45$  s

Linia ciągłą wykreślono przebiegi odpowiadające działaniu tylko konwencjonalnych układów regulacji, natomiast pogrubiona linia to przebiegi po załączeniu w podsystemie 1 dwuwyjściowego jednowyjściowego stabilizatora. Porównując przebiegi można zauważyć zwiększenie tłumienia oscylacji, w porównaniu z układem regulacji konwencjonalnej, już w chwili likwidacji zakłócenia. Jest ono efektem oddziaływania sygnału stabilizującego stabilizatora, który wzmocnił działanie układu regulacji prędkości obrotowej turbiny. Należy podkreślić, że zakres regulacyjny turbiny, który ustawiono na  $[-0.29872, +0.07468]$ , nie został przekroczony, a moc mechaniczna jest regulowana łagodniej niż w przypadku stabilizatora neuronowego (rys. 5.10). Występuje zmniejszenie amplitudy już pierwszego wychylenia wstecznego i prawie dwukrotne następnego (rys. 6.28b). Na rys. 6.28d można zaobserwować zmniejszenie amplitudy uderzenia mocy elektrycznej bezpośrednio po wyłączeniu zwarcia oraz szybsze tłumienie oscylacji w stanie pozakłóceniovym.

Analogiczne przebiegi przy zastosowaniu stabilizatora nflwe dwuwyjściowego jednowyjściowego, zastosowanego we wszystkich podsystemach SEE, pokazano na rys. 6.29.



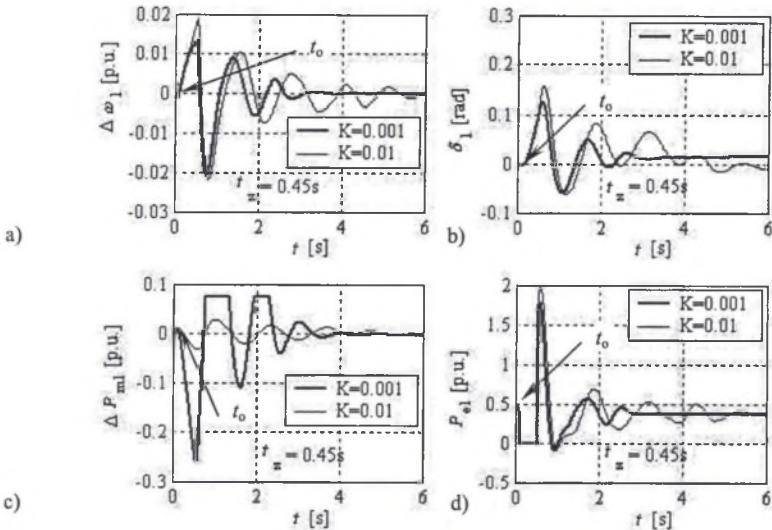
Rys. 6.29. Przebiegi przejściowe odchylenia prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej (a), kąta  $\delta$  (b), przyrostu mocy mechanicznej turbiny  $\Delta P_{m1}$  (c) oraz mocy elektrycznej  $P_e$  (d); G1 ze stabilizatorem nflwe – linia pogrubiona G2 do G7 ze stabilizatorami rozmyto-neuronowymi nflwe jednowyjściowymi; zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.45$  s załączono w chwili  $t_0 = 0.10$  s

Fig. 6.29. Speed deviation  $\Delta\omega$  (a) and power angle  $\delta$  (b), turbine power  $\Delta P_{m1}$  (c) and electrical power  $P_e$  variations (d); G1 with the nflwe stabilizer – bold line G2 through G7 with the SIMO neuro-fuzzy nflwe stabilizers; three-phase to ground fault occurs at  $t_0 = 0.10$  s and was cleared after  $t_z = 0.45$  s

Zastosowanie stabilizatorów rozmyto-neuronowych we wszystkich podsystemach powoduje dalsze zmniejszenie amplitud kołysań, czego efektem jest ich wytłumienie już po około 4 s. Dodatkową zaletą jest znaczne zmniejszenie udziału układu regulacji podsystemu 1, w którym wystąpiło zwarcie, w likwidacji skutków zakłócenia.

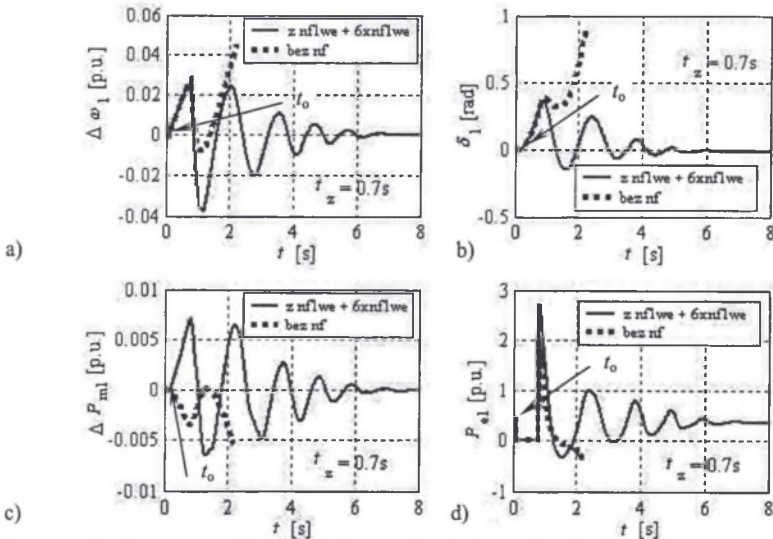
Wpływ współczynników wagowych sygnału stabilizującego, doprowadzanego do regulatora konwencjonalnego, ilustruje rys. 6.30. Zestawiono przebiegi przejściowe dla

wartości  $K=0.01$  p.u. oraz  $K=0.001$  p.u. Wartości tych współczynników powinny być dobierane w korelacji z wielkością sygnału przyrostów mocy mechanicznych  $\Delta P_{m1}$ . Duże wartości współczynników mogą w pewnym, ale ograniczonym zakresie zmniejszyć amplitudy kołysań i przyspieszyć stabilizację SEE. Osiągane to jest jednak poprzez wymuszanie dużych i czasami szybkich zmian wielkości regulowanej, którą jest moc mechaniczna turbiny. Przy doborze tych wzmacnień aspekt techniczny musi być brany pod uwagę.



Rys. 6.30. Wpływ wzmacnienia sygnału stabilizującego na przebiegi przejściowe w podsystemie G1 ze stabilizatorem nflwe; zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.45$  s założono w chwili  $t_0 = 0.10$  s

Fig. 6.30. Influence of the stabilizing signal gain on the transients in the subsystem G1 with the nflwe stabilizer; three-phase to ground fault occurs at  $t_0 = 0.10$  s and was cleared after  $t_z = 0.45$  s

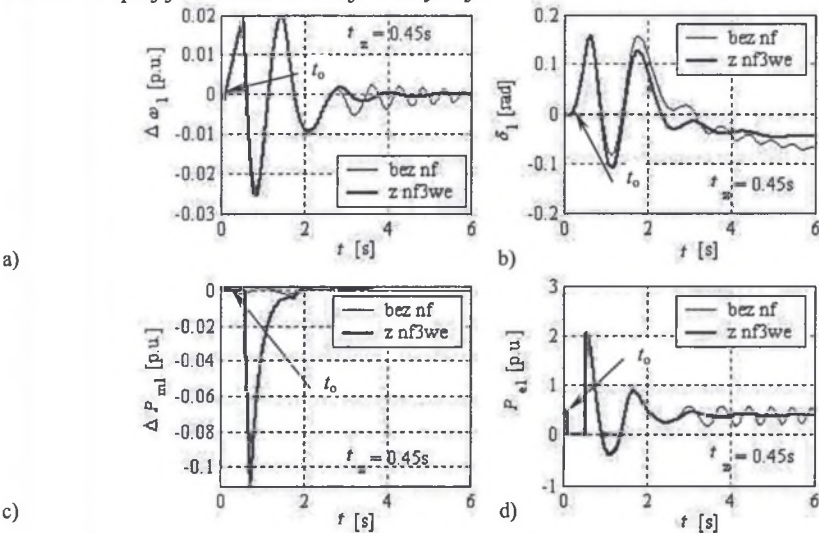


Rys. 6.31. Przebiegi przejściowe w podsystemie G1, linia pogrubiona - wszystkie podsystemy ze stabilizatorami nflwe; zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.70$  s założono w chwili  $t_0 = 0.10$  s

Fig. 6.31. The transients in the subsystem G1, bold line - all subsystems with the nflwe stabilizers; three-phase to ground fault occurs at  $t_0 = 0.10$  s and was cleared after  $t_z = 0.70$  s

Zdolność likwidacji bardzo dużego zakłócenia, jakim jest zwarcie trójfazowe, trwające 0.70 s, pokazuje rys. 6.31. Stabilizatory zainstalowane we wszystkich podsystemach n1we pomogły wytlumić kołysania wywołane zwarcie już po prawie pięciu sekundach od czasu jego likwidacji. SEE z konwencjonalnymi układami regulacji wypada z synchronizmu już w drugiej sekundzie trwania symulacji (linia kropkowana na rys. 6.31).

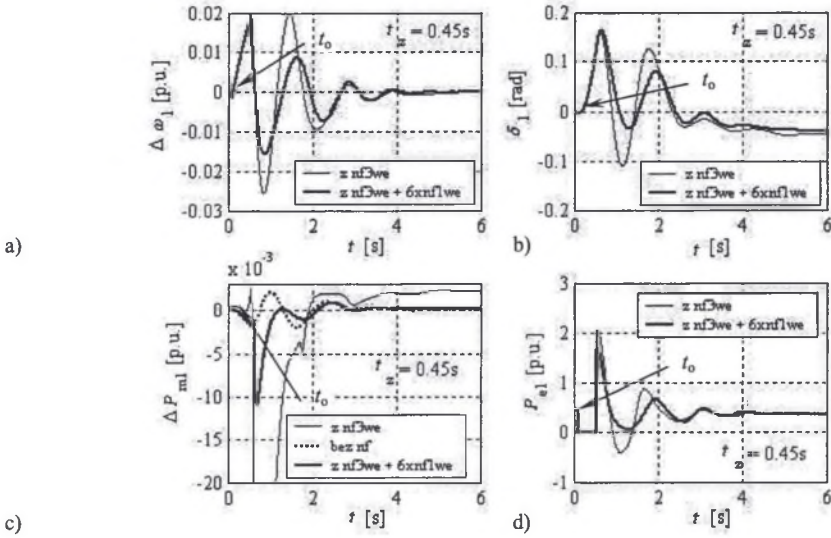
Stabilizatory trzywejsiowe były przedmiotem kolejnych testów [45]. Przebiegi przejściowe odchylen prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej, kąta  $\delta$ , przyrostu mocy mechanicznej turbiny  $\Delta P_{m1}$  oraz mocy elektrycznej  $P_e$  bez i ze stabilizatorem nf3we porównywane są z charakterystykami układu bez stabilizatora na rys. 6.32. Stabilizator nf3we ma mniejszą zdolność tłumienia pierwszego zakłócenia w porównaniu ze stabilizatorem n1we (rys. 6.28), co pokazują zarejestrowane przebiegi. Stabilizator nf3we znacznie lepiej tłumie kolejne oscylacje.



Rys. 6.32. Przebiegi przejściowe odchylen prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej (a), kąta  $\delta$  (b), przyrostu mocy mechanicznej turbiny  $\Delta P_{m1}$  (c) oraz mocy elektrycznej  $P_e$  (d) bez i ze stabilizatorem nf3we; zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.45$  s założono w chwili  $t_0 = 0.10$  s

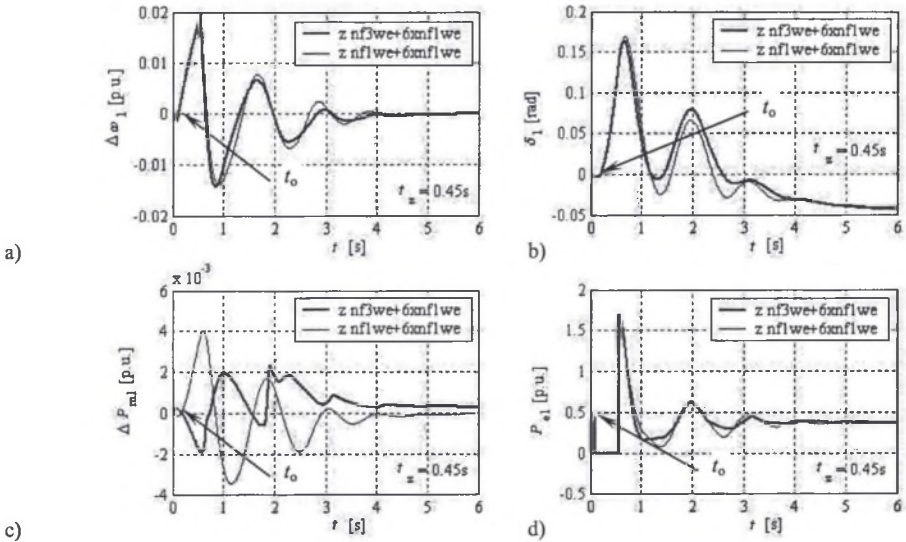
Fig. 6.32. Speed deviation  $\Delta\omega$  (a) and power angle  $\delta$  (b), turbine power  $\Delta P_{m1}$  (c) and electrical power  $P_e$  variations (d) without and with the nf3we stabilizer; three - phase to ground fault occurs at  $t_0 = 0.10$  s and was cleared after  $t_z = 0.45$  s

Analogiczne przebiegi, gdy podsystem G1 wyposażony jest w stabilizator dwuwyjsiowy trzywejsiowy nf3we, natomiast pozostałe podsystemy są wyposażone w stabilizatory dwuwyjsiowe jednowejsiowe n1we pokazano na rys. 6.33 (linia pogrubiona). Linia cienka odpowiada przebiegom, gdy tylko w podsystemie 1 pracuje stabilizator nf3we. Tłumienie pierwszego zakłócenia przez nf3we w przypadku obecności n1we jest większe niż przy jego indywidualnej pracy. Znacznie mniejsze są wartości przyrostów mocy mechanicznej i bardziej łagodny jest ich przebieg (rys. 6.33c). Oscylacje mocy elektrycznej  $P_e$  zanikają po około 3 s, a amplituda jej udaru po likwidacji zwarcia jest mniejsza (rys. 6.33d). Porównując zestawione przebiegi, można zauważyć, że stabilizator trzywejsiowy nf3we, w przypadku gdy w pozostałych podsystemach pracują inne stabilizatory, szybciej i skuteczniej tłumie kołysania. Do zalet zaliczyć można jeszcze łagodniejsze wymuszenia zmian przyrostu mocy mechanicznej turbiny  $\Delta P_{m1}$ , o mniejszych wartościach chwilowych.



Rys. 6.33. Przebiegi przejściowe odchylenia prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej (a), kąta  $\delta$  (b), przyrostu mocy mechanicznej turbiny  $\Delta P_{m1}$  (c) oraz mocy elektrycznej  $P_e$  (d); G1 ze stabilizatorem nf3we, G2 do G7 ze stabilizatorami rozmyto-neuronowymi nf1we jednowejściowymi – linia pogrubiona; zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.45$  s załączono w chwili  $t_0 = 0.10$  s

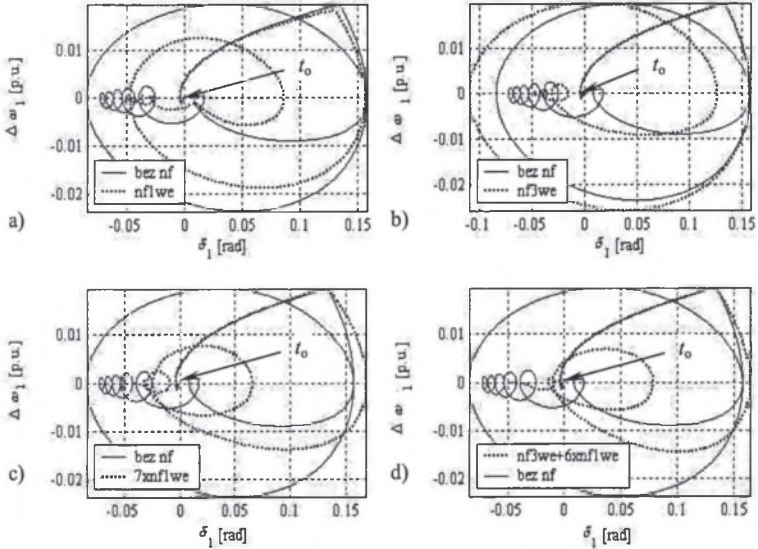
Fig. 6.33. Speed deviation  $\Delta\omega$  (a) and power angle  $\delta$  transients (b), turbine power  $\Delta P_{m1}$  (c) and electrical power  $P_e$  variations (d) with the nf3we stabilizer – bold line G1 with the nf3we stabilizer and G2 through G7 with the SIMO neuro-fuzzy nf1we stabilizers; three - phase to ground fault occurs at  $t_0 = 0.10$  s and was cleared after  $t_z = 0.45$  s



Rys. 6.34. Przebiegi przejściowe G1 ze stabilizatorem nf3we (linia pogrubiona) oraz z nf1we (linia cienka) - G2 do G7 ze stabilizatorami rozmyto-neuronowymi nf1we jednowejściowymi; zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.45$  s załączono w chwili  $t_0 = 0.10$  s

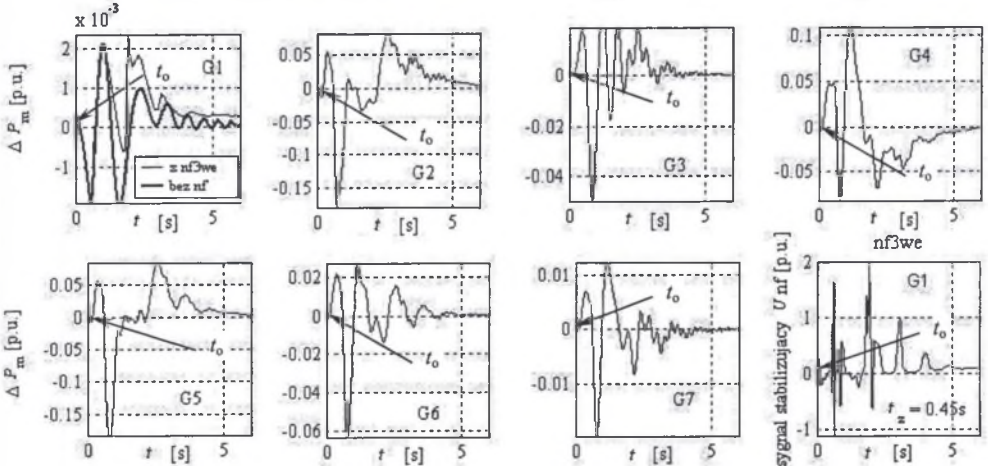
Fig. 6.34. The transients G1 with the nf3we (bold line) and with the nf1we stabilizer (thin line); G2 through G7 with the SIMO neuro-fuzzy nf1we stabilizers; three-phase to ground fault occurs at  $t_0 = 0.10$  s and was cleared after  $t_z = 0.45$  s

Na rys. 6.34 porównano przebiegi w podsystemie 1 z różnymi stabilizatorami. Odchylenie prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej, kąt elektryczny  $\delta$  oraz moc elektryczna są nieznacznie lepiej tłumione przez trzywejściowy stabilizator nf3we. Istotne różnice można zauważyć w mocach mechanicznych układu regulacji prędkości obrotowej.



Rys. 6.35. Trajektorie fazowe  $\Delta\omega_1(t) = f(\delta_1(t))$  ze stabilizatorami jednowejściowymi (a), (c) oraz trzywejściowymi (b), (d); zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.45$  s załączono w chwili  $t_0 = 0.10$  s

Fig. 6.35. The trajectory  $\Delta\omega_1(t) = f(\delta_1(t))$  in the phase plane with the one-input neuro-fuzzy stabilizers (a), (c) and with the three-input neuro-fuzzy stabilizers (b), (d); three-phase to ground fault occurs at  $t_0 = 0.10$  s and was cleared after  $t_z = 0.45$  s

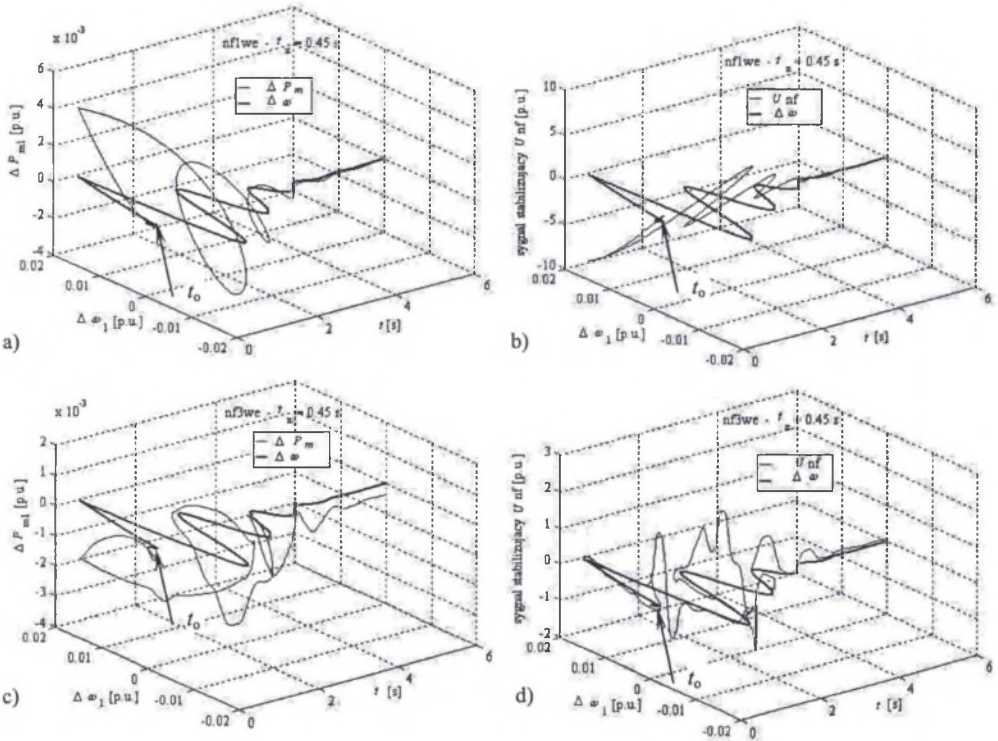


Rys. 6.36. Przebiegi przyrostów mocy mechanicznych turbin  $\Delta P_{m_i}$  oraz sygnału stabilizującego  $Unf$ : G1 ze stabilizatorem nf3we, G2 do G7 ze stabilizatorami rozmyto-neuronowymi nf1we; zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.45$  s załączono w chwili  $t_0 = 0.10$  s

Fig. 6.36. The turbine powers  $\Delta P_{m_i}$  and the stabilizing signal  $Unf$  variations: G1 with the nf3we stabilizer and G2 through G7 with the SIMO neuro-fuzzy nf1we stabilizers; three-phase to ground fault occurs at  $t_0 = 0.10$  s and was cleared after  $t_z = 0.45$  s



Na rys. 6.35 zestawiono trajektorie fazowe  $\Delta\omega_1(t) = f(\delta_1(t))$  ze stabilizatorami jednowejściowymi (rys. 6.35 a, c) oraz trzywejściowymi (rys. 6.35 b, d) w przypadku zwarcia trójfazowego trwającego  $t_z = 0.45$  s, które załączono w chwili  $t_0 = 0.10$  s. Przebiegi rejestrowano w czasie symulacji trwającej 6 s. Analiza przebiegów pozwala stwierdzić, że w przypadku indywidualnej pracy większe tłumienie kołysań zapewnia stabilizator jednowejściowy. W przypadku gdy w pozostałych podsystemach włączone są stabilizatory nflwe, skuteczniejsze i korzystniejsze z technicznego punktu widzenia jest działanie stabilizatora trzywejściowego. Potwierdzeniem tych obserwacji są także trajektorie zamieszczone na rys. 6.37. Lepsze właściwości dynamiczne stabilizatora nf3we powodują, że nie tylko łagodniej, ale szybciej i skuteczniej tłumią on kołysania wywołane przez zwarcie.



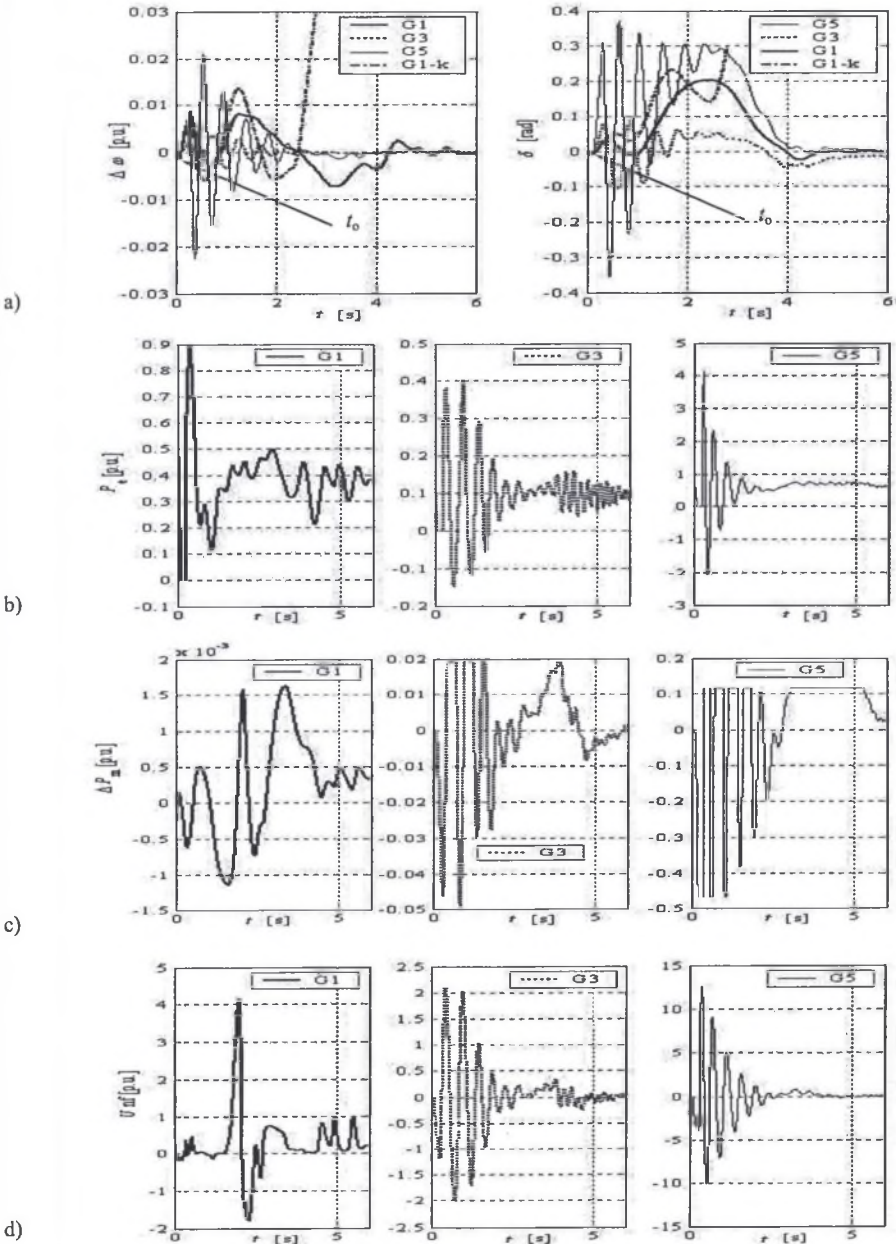
Rys. 6.37. Przebiegi sygnału stabilizującego  $Unf = f(\Delta\omega(t), t)$  (rys. b i d), przyrostu mocy mechanicznej  $\Delta P_{m1} = f(\Delta\omega(t), t)$  (rys. a i c), oraz  $\Delta\omega(t) = f(t)$  (linia pogrubiona): G1 z nflwe (rys. a i c) i G1 z nf3we (rys. b i d); zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.45$  s załączono w chwili  $t_0 = 0.10$  s

Fig. 6.37. The stabilizing signal  $Unf = f(\Delta\omega(t), t)$  (fig. b and d), the turbine power  $\Delta P_{m1} = f(\omega(t), t)$  (fig. a and c), and  $\Delta\omega(t) = f(t)$  (bold line) variations: G1 with nflwe (fig. a and c) and G1 with nf3we (fig. b and d); three-phase to ground fault occurs at  $t_0 = 0.10$  s and was cleared after  $t_z = 0.45$  s

Sygnały  $Unf$  pokazane na rys. 6.37b i 6.37d uwiadcniają dużo większą nieliniowość stabilizatora nf3we. Pozwala ona stabilizatorowi korzystniej i bardziej elastycznie dążyć do likwidacji stanu nieustalonego w SEE.

Na komentarz zasługują przebiegi przyrostu mocy mechanicznych turbin  $\Delta P_{m1}$  oraz sygnału stabilizującego  $Unf$ , dla tego samego zwarcia trójfazowego trwającego  $t_z = 0.45$  s pokazane na rys. 6.36. Najsilniej na zakłócenie reaguje układ regulacji podsystemu, w którym wystąpiło zwarcie, co intuicyjnie jest oczywiste. Jednak porównując przebiegi z podobnymi z rys. 5.18, które pokazują reakcję układów regulacji konwencjonalnych i nn3wa3we w G1,

można stwierdzić znaczne zwiększenie udziału pozostałych podsystemów w równoważeniu zakłóconego przez zwarcie bilansu mocy w całym SEE. Spowodowane jest to pozytywnym oddziaływaniem, na konwencjonalne układy regulacji sąsiednich podsystemów, stabilizatorów nflwe.

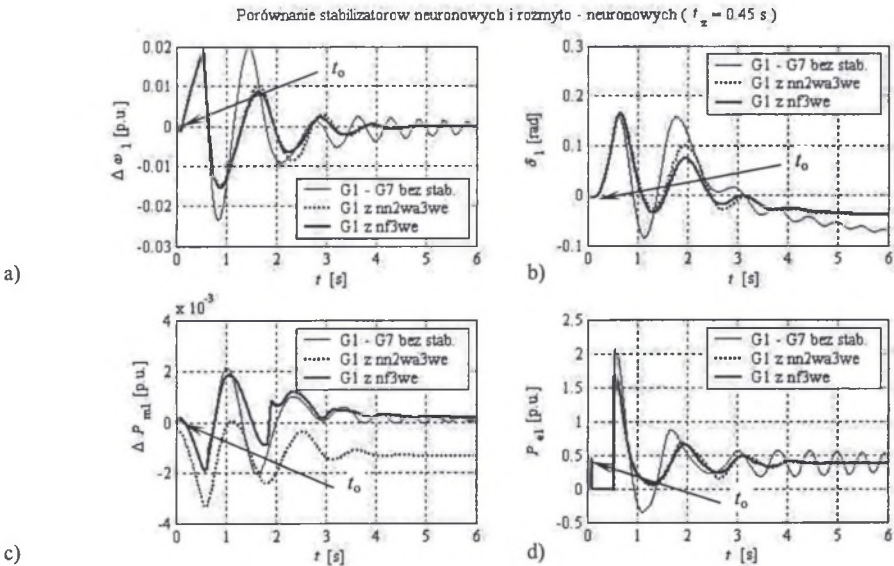


Rys. 6.38. Przebiegi przejściowe w SEE: podsystem G1 ze stabilizatorem n3we, pozostałe podsystemy z n1we; zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.20$  s załączono w chwili  $t_0 = 0.10$  s na szynie G1, G3 i G5

Fig. 6.38. System responses with the n3we stabilizer on unit G1 and with the n1we stabilizers on others units: a three-phase to ground fault applied on the busbar of the equivalent generator 1, 3 and 5 at time  $t_0 = 0.1$  s and cleared after  $t_z = 0.20$  s, in seven – machine power system

Zdolność tłumienia modów o różnych częstotliwościach, wywołanych bardzo dużym zakłóceniem, jakim było zamodelowane w chwili  $t_0 = 0.10$  s zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.20$  s na szynach trzech podsystemów G1, G3 i G5, obrazuje rys. 6.38. Na rys. 6.38a pokazano przebiegi przejściowe odchylen prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej i odpowiadające im zmiany kątów  $\delta$  w podsystemach dotkniętych zwarcie. Czwararty przebieg wykreślony linią przerywano-kropkowaną (G1-k) odpowiada trajektoriom podsystemu G1, gdy w procesie regulacyjnym uczestniczyły tylko konwencjonalne układy regulacji. W tym przypadku G1 wypada z synchronizmu już po czasie około 2.2 s. Załączenie stabilizatorów rozmyto-neuronowych prowadzi do wytłumienia, wywołanych przez aż trzy zwarcia, kołysań. Porównanie przebiegów przyrostów mocy mechanicznej z rys. 6.28c i 6.31c oraz rys. 6.38c pokazuje, że stabilizator trzywejsiowy nf3we, pracujący w G1 powoduje wymuszanie przyrostów zmian mocy mechanicznej  $\Delta P_{m1}$  w znacznie mniejszym zakresie regulacyjnym, niż czynią to stabilizatory jednowejsiowe nflwe zainstalowane w pozostałych podsystemach. Jest to efekt zróżnicowanych sygnałów stabilizujących  $Un_f$  generowanych przez nf3we oraz nflwe (rys. 6.38d).

Zestawienia przebiegów przejściowych w podsystemie 1, umożliwiające porównanie efektów tłumienia kołysań spowodowanych zwarcie, przez stabilizatory neuronowe i rozmyto-neuronowe dokonano na rys. 6.39 i rys. 6.40.



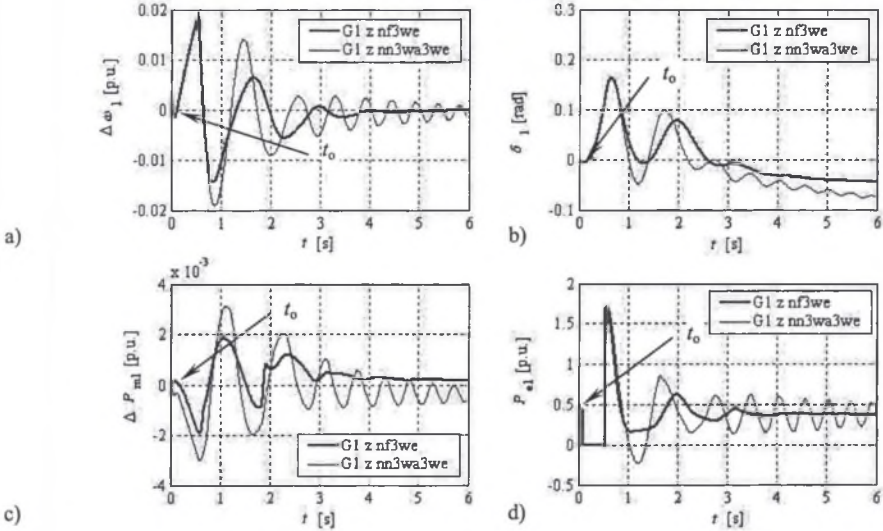
Rys. 6.39. Porównanie przebiegów przejściowych w podsystemie G1 z neuronowym nn2wa3we i rozmyto-neuronowym nf3we stabilizatorem oraz ze stabilizatorami nflwe w sześciu pozostałych podsystemach; zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.45$  s załączono w chwili  $t_0 = 0.10$  s na szynie G1

Fig. 6.39. Comparison of the dynamic responses G1 with the neuron nn2wa3we and neuro-fuzzy nf3we stabilizers installed at this subsystem and with the nflwe stabilizers on others units; a three-phase to ground fault applied on the busbar of the equivalent generator 1 at time  $t_0 = 0.1$  s and cleared after  $t_z = 0.45$  s, in seven - machine power system

Wybrano stabilizatory trzywejsiowe jako te, które wykazały lepsze właściwości stabilizacyjne. Rysunek 6.39 pokazuje, że stabilizator rozmyto-neuronowy nf3we lepiej i w krótszym czasie likwiduje kołysania podsystemu. Jeszcze korzystniej dla stabilizatora rozmyto-neuronowego nf3we wypada zestawienie zamieszczone na rys. 6.40. Szybkość i skuteczność tłumienia przez nf3we kołysań w stanie nieustalonym, w porównaniu ze

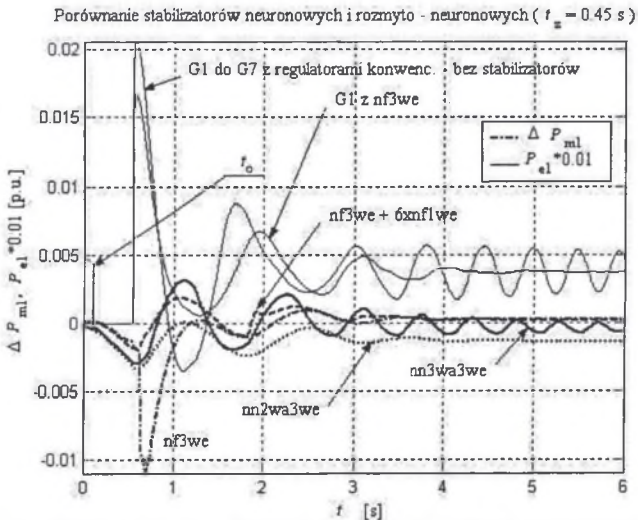
stabilizatorem neuronowym nn3wa3we, są w tym przypadku szczególnie wyraźnie widoczne. Przebiegi  $\Delta P_{m1}$  w SEE ze stabilizatora nn3we oraz nf3we przedstawia rys. 6.41.

Porównanie stabilizatorów neuronowych i rozmyto - neuronowych ( $t_z = 0.45$  s)



Rys. 6.40. Porównanie przebiegów przejściowych w podsystemie G1 z neuronowym nn2wa3we i rozmyto-neuronowym nf3we stabilizatorem oraz ze stabilizatorami nf1we w sześciu pozostałych podsystemach; zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.45$  s założono w chwili  $t_0 = 0.10$  s na szyni G1

Fig. 6.40. Comparison of the dynamic responses G1 with the neuron nn2wa3we and neuro-fuzzy nf3we stabilizers installed at this subsystem and with the nf1we stabilizers on others units: a three-phase to ground fault applied on the busbar of the equivalent generator 1 at time  $t_0 = 0.1$  s and cleared after  $t_z = 0.45$  s, in seven – machine power system



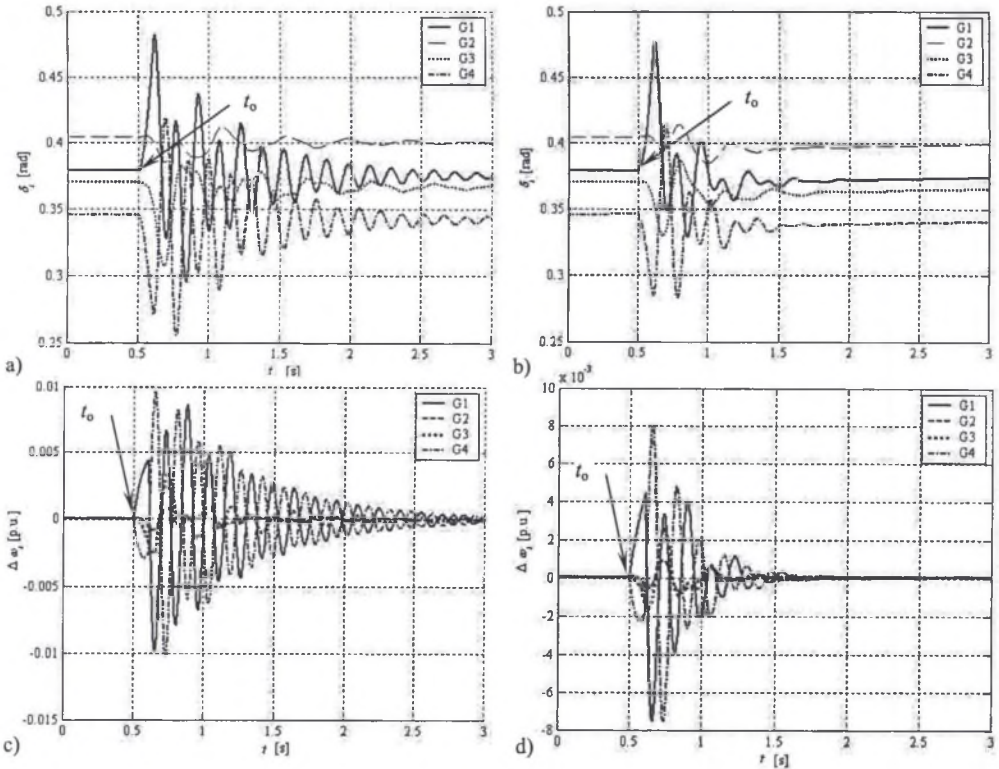
Rys. 6.41. Porównanie przebiegów  $\Delta P_{m1}$  w podsystemie G1 ze stabilizatorami neuronowymi nn3we, rozmyto-neuronowym nf3we w G1 oraz stabilizatorem nf3we w G1 i z nf1we w sześciu pozostałych podsystemach; zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.45$  s założono w chwili  $t_0 = 0.10$  s na szyni G1

Fig. 6.41. Comparison of the dynamic responses  $\Delta P_{m1}$  in G1 with the neuron nn3we and neuro-fuzzy nf3we stabilizers installed at G1 and with nf3we and with the nf1we stabilizers on others units: a three-phase to ground fault applied on the busbar of the equivalent generator 1 at time  $t_0 = 0.1$  s and cleared after  $t_z = 0.45$  s, in seven – machine power system

### 6.3.1. Porównanie stabilizatorów adaptacyjnych i rozmyto – neuronowych

Zestawienie wyników eksperymentów przedstawionych w punktach 5.5 oraz 6.3 pokazuje, że lepsze są właściwości stabilizatorów rozmyto-neuronowych w porównaniu z neuronowymi (rys. 6.39, 6.40, 6.41). Poniżej zostaną przedstawione wyniki, które zilustrują tłumienie kołysań przez tradycyjne PSS typu adaptacyjnego. Wybrano SEE czteromaszynowy, w którym symulowano stany nieustalone, będące źródłem zbiorów danych uczących dla PSS opartych na sztucznej inteligencji. Aby wykazać zalety stabilizatorów typu rozmyto-neuronowego, wyniki z symulacji tego samego zakłócenia dodatkowo zestawiano na wspólnych wykresach.

Stabilizatory, opisane w p. 4 i 6, testowano dołączając je do modelu czteromaszynowego SEE [32] (rys. Z.1.5). Również w tym przypadku były one przyłączane do konwencjonalnych układów regulacji prędkości obrotowej turbin i regulacji wzbudzenia poszczególnych podsistemów.

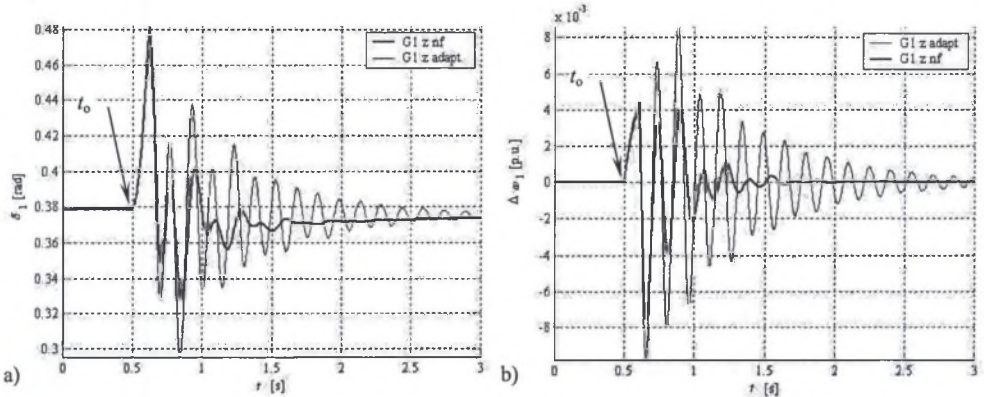


Rys. 6.42. Przebiegi kątów  $\delta$  (a, b) i odchyień prędkości  $\Delta \omega$  od prędkości synchronicznej (c, d) w SEE ze stabilizatorami adaptacyjnymi (a, c) oraz nflwe (b, d); zwarcie trójfazowe trwające  $t_2 = 0.11$  s załączono w chwili  $t_0 = 0.50$  s, na szynie G1

Fig. 6.42. Power angle  $\delta$  transients (a, b), speed deviation  $\Delta \omega$  (c, d) with the adaptive stabilizers (a, c) and with the nflwe stabilizer (b, d); three-phase to ground fault occurs at  $t_0 = 0.10$  s and was cleared after  $t_2 = 0.45$  s, at bus bar G1

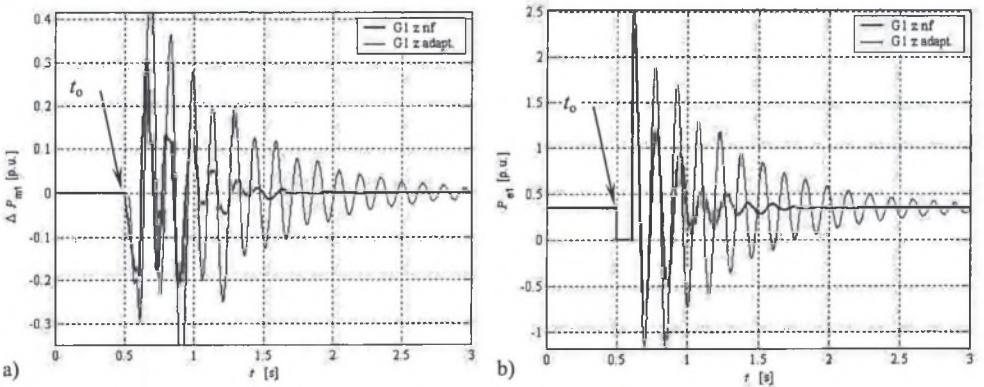
Prezentowane, wybrane wyniki testów pozwalają prześledzić działanie stabilizatorów rozmyto-neuronowych jednoweściowych (nf) oraz adaptacyjnych (adapt) w przypadku zwarcia 3-fazowego, na szynach G1, trwającego  $t_2 = 0.11$  s, które wystąpiło w chwili  $t_0 = 0.50$  s. Zaprezentowane wyniki zostały zarejestrowane jednocześnie we wszystkich czterech

podsystemach. Na rys. 6.42a zestawiono przebiegi kątów  $\delta$  poszczególnych generatorów, w przypadku gdy w każdym z podsystemów załączone były tradycyjne PSS typu adaptacyjnego. Rysunek 6.42b przedstawia przebiegi odchylenia prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej w SEE, gdy proces tłumienia kołysań w każdym podsystemie, wspomagany jest przez stabilizatory typu rozmyto-neuronowe nflwe.



Rys. 6.43. Przebiegi kątów  $\delta_1$  (a) i odchylenia prędkości  $\Delta\omega_1$  od prędkości synchronicznej (b) w SEE ze stabilizatorami adaptacyjnymi (linia cienka) oraz nflwe (linia pogrubiona); zwarcie trójfazowe trwałe  $t_z = 0.11$  s załączone w chwili  $t_o = 0.50$  s, na szynie G1

Fig. 6.43. Power angle  $\delta_1$  transients (a), speed deviation  $\Delta\omega$  (b) with the adaptive stabilizers (thin line) and with the nflwe stabilizer (bold line); three-phase to ground fault occurs at  $t_o = 0.10$  s and was cleared after  $t_z = 0.45$  s, at bus bar G1



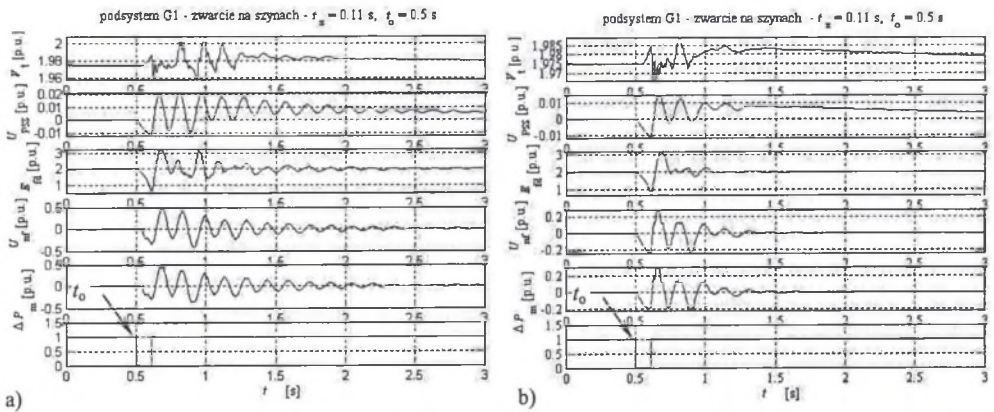
Rys. 6.44. Przebiegi przyrostów mocy mechanicznych turbin  $\Delta P_{m1}$  (a) i mocy elektrycznych  $P_{e1}$  (b) w SEE ze stabilizatorami adaptacyjnymi (linia cienka) oraz nflwe (linia pogrubiona); zwarcie trójfazowe trwałe  $t_z = 0.11$  s załączone w chwili  $t_o = 0.50$  s, na szynie G1

Fig. 6.44. The turbine powers  $\Delta P_{m1}$  (a) and electrical powers  $P_{e1}$  (b) variations with the adaptive stabilizers (thin line) and with the nflwe stabilizers (bold line); three-phase to ground fault occurs at  $t_o = 0.10$  s and was cleared after  $t_z = 0.45$  s, at bus bar G1

Analiza przebiegów pozwala stwierdzić, że w przypadku zastosowania stabilizatorów nflwe moduł pierwszego dodatniego wychylenia kąta  $\delta_1$  był mniejszy, w przybliżeniu o 5 %, drugiego o 75 %, natomiast trzeciego o 67 %, w stosunku do analogicznych wychyleń w SEE ze stabilizatorami adaptacyjnymi. Wytlumienie kołysań nastąpiło już po 1.5 s, podczas gdy w SEE ze stabilizatorami adaptacyjnymi jeszcze po 3 s można zaobserwować występowanie oscylacji. Ta dużo większa skuteczność tłumienia kołysań przez stabilizatory nflwe jest

jeszcze bardziej widoczna na rys. 6.43 i 6.44, na których zestawiono przebiegi, zarejestrowane w podsystemie G1, w którym wystąpiło zwarcie. Korzystną, zaobserwowaną cechą jest zmniejszenie kolejnych amplitud przyrostów mocy mechanicznej, przy jednoczesnych mniejszych uderach mocy elektrycznej. Przykładowo, amplitudy trzech pierwszych dodatnich przyrostów  $\Delta P_{m1}$ , przy zastosowaniu w SEE stabilizatorów nflwe, były mniejsze o 29%, 67% i o 68,5%, w porównaniu z SEE, w którym pracowały stabilizatory adaptacyjne (rys. 6.44a). Równocześnie amplitudy trzech pierwszych dodatnich uderów  $P_{e1}$  zmniejszyły się odpowiednio o 12%, 40% i o 62% (rys. 6.44b). Kołysania mocy elektrycznej  $P_{e1}$ , po założeniu stabilizatorów nflwe, zostały wytłumione już po 1.6 s trwania symulacji, czyli w przybliżeniu po 1 s, licząc od chwili likwidacji zakłócenia.

Przebiegi napięć stojana  $V_{t1}$ , sygnałów sterujących  $U_{PSS1}$ , sem  $E_{fd1}$ , sygnałów sterujących  $U_{nfl}$  oraz przyrostów mocy mechanicznej  $\Delta P_{m1}$ , w podsystemie G1, przedstawia rys. 6.45.



Rys. 6.45. Przebiegi przejściowe w czteromaszynowym SEE ze stabilizatorami adaptacyjnymi (a) oraz z nflwe (b); zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.11$  s założono w chwili  $t_0 = 0.50$  s na szynie G1

Fig. 6.45. System responses with the adaptive stabilizers (a) and with the nflwe stabilizers (b): a three-phase to ground fault applied on the busbar of the equivalent generator 1 at time  $t_0 = 0.50$  s and cleared after  $t_z = 0.11$  s, in four - machine power system

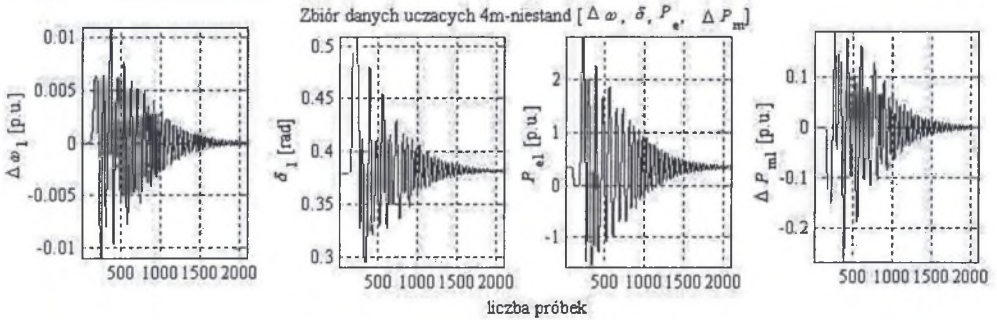
Przebiegi na rys. 6.45a odpowiadają pracy SEE ze stabilizatorami adaptacyjnymi, natomiast analogiczne przebiegi przy założonych stabilizatorach rozmyto-neuronowych nflwe pokazano na rys. 6.45b. Porównując zestawione rysunki, można zauważyć, że w SEE ze stabilizatorami nflwe występuje szybsze tłumienie kołysań przy równoczesnym zmniejszeniu modułów amplitud. Likwidacja skutków zakłócenia zachodzi w czasie ponad dwukrotnie krótszym.

Pokazany na rys. 6.45a przebieg sygnału sterującego  $U_{nfl}$  oraz na rys. 6.45b przebieg sygnału sterującego  $U_{PSS1}$  - to rejestrowane sygnały stabilizatorów nieobciążonych (bieg jałowy). Małe wymuszenie, jakim jest stosunkowo krótki czas trwania zwarcia ( $t_z = 0.11$  s), powoduje, że sygnał sterujący  $U_{nfl}$  stabilizatora nieobciążonego nflwe jest w miarę wiernym odwzorowaniem przyrostu mocy  $\Delta P_{m1}$ , co widoczne jest przy porównaniu przebiegów przedstawionych na rys. 6.45a. Przy dużych wymuszeniach (dużych wartościach sygnału wejściowego) przebieg sygnału stabilizującego, generowanego przez stabilizator obciążony nflwe, staje się nieregularny i silnie nieliniowy jak w przykładzie zamieszczonym na rys. 6.38d. Jest to wynik zróżnicowanych odpowiedzi na trajektorie wektora wejściowego przedstawionego w p. 6, rozmyto-neuronowego systemu wnioskowania, którego metody uczenia są weryfikowane w kolejnym podpunkcie.

### 6.3.2. Weryfikacja metod uczenia

Rozmyto-neuronowy systemu wnioskowania (ANFIS) stabilizatora uczono metodami propagacji wstecznej (BP) oraz hybrydową (HB) przedstawionymi w p. 6.2. Wielu badaczy, omawiających zagadnienia związane z uczeniem sieci, zaleca standaryzowanie zbiorów danych treningowych (uczących). Z uwagi na brak jednoznacznych kryteriów pozwalających określić najlepszy zbiór danych, zagadnienie to poddano także bardziej szczegółowej analizie przy weryfikacji wyżej wymienionych metod.

W celu określenia najlepszych, z punktu widzenia tłumienia kołysań, danych uczących stabilizator, testowano zbiory niestandardyzowane i standaryzowane uzyskane przy symulacji zwarcia trwającego  $t_z = 0.3$  s. Modelami były cztero- i siedmiomaszynowe SEE. Przykładowe przebiegi, uzyskane z modelu 4-maszynowego (4m-niestand), pokazano na rys. 6.46. Odpowiadające tym przebiegom trajektorie na płaszczyźnie fazowej zostały zamieszczone na rys. 6.27.



Rys. 6.46. Zbiór danych uczących stabilizator trzywejsiowy

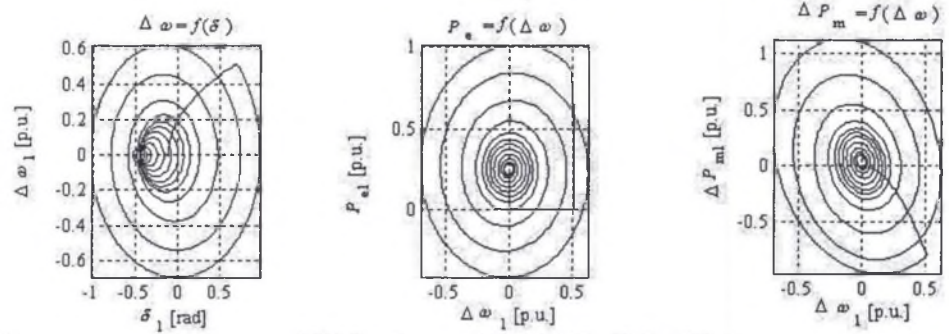
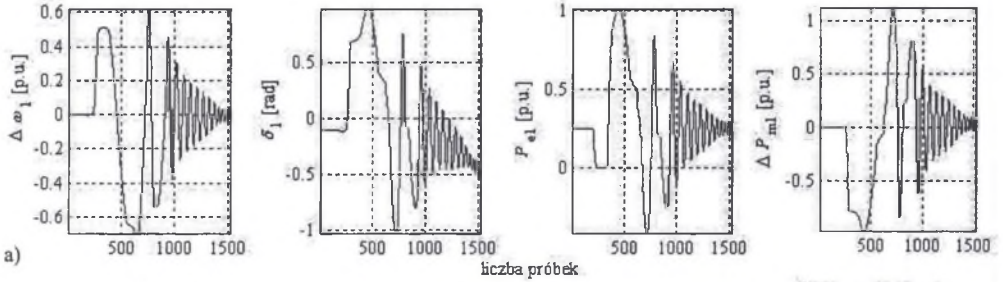
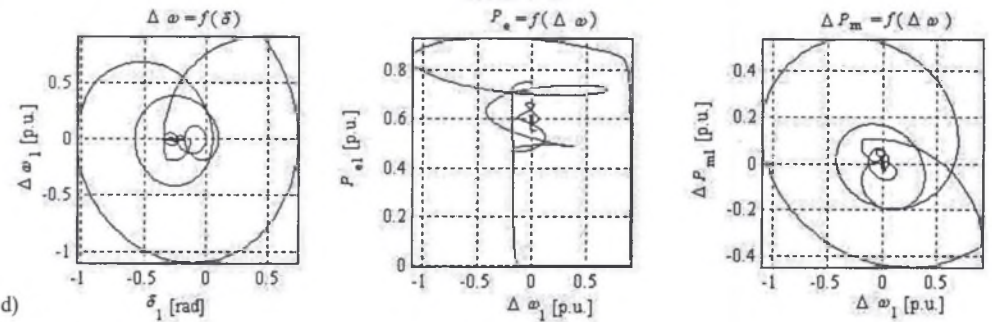
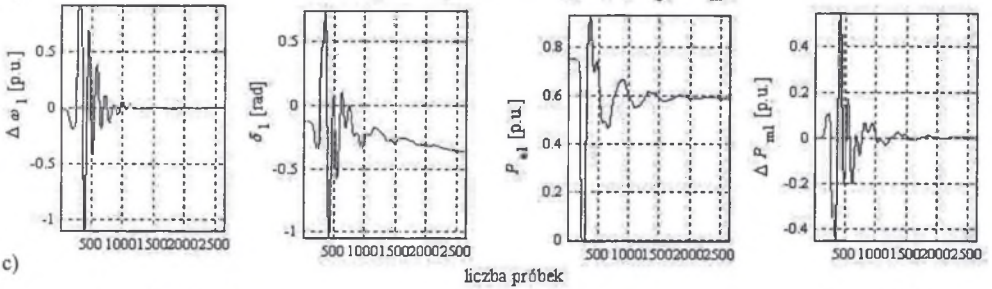
Fig. 6.46. The input signals and target signal of the training set versus the samples

Zbiory danych uzyskane z modelu 7-maszynowego (7m) pokazano na rys. 6.47a i 6.47c. Rozmyto-neuronowy system wnioskowania (ANFIS) stabilizatora nf3we uczono metodami BP oraz HB wykorzystując w pierwszej kolejności zbiory niestandardyzowane i standaryzowane 4m. Po nauczeniu stabilizator taki instalowano w modelu podsystemu I, w którym modelowano zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.3$  s. Na rys. 6.48 zestawiono zarejestrowane przebiegi w podsystemie, w którym wystąpiło zwarcie (G1). Odchylenia prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej przedstawiają rys. 6.48a i 6.48e, kątów  $\delta$  rys. 6.48b i 6.48f. Przyrosty mocy mechanicznej turbiny  $\Delta P_m$  są pokazane na rys. 6.48c i 6.48g, natomiast sygnały stabilizujące  $Unf$  na rys. 6.48d oraz 6.48h. Podsystemy G2 do G7 pracowały ze stabilizatorami rozmyto-neuronowymi nfl we jednowejsiowymi.

Przebiegi z podsystemu G1, w którym pracował stabilizator nf3we, do którego uczenia wykorzystano zbiory niestandardyzowany (7m-niestand) oraz standaryzowany (7m-stand1), przedstawia rys. 6.48.

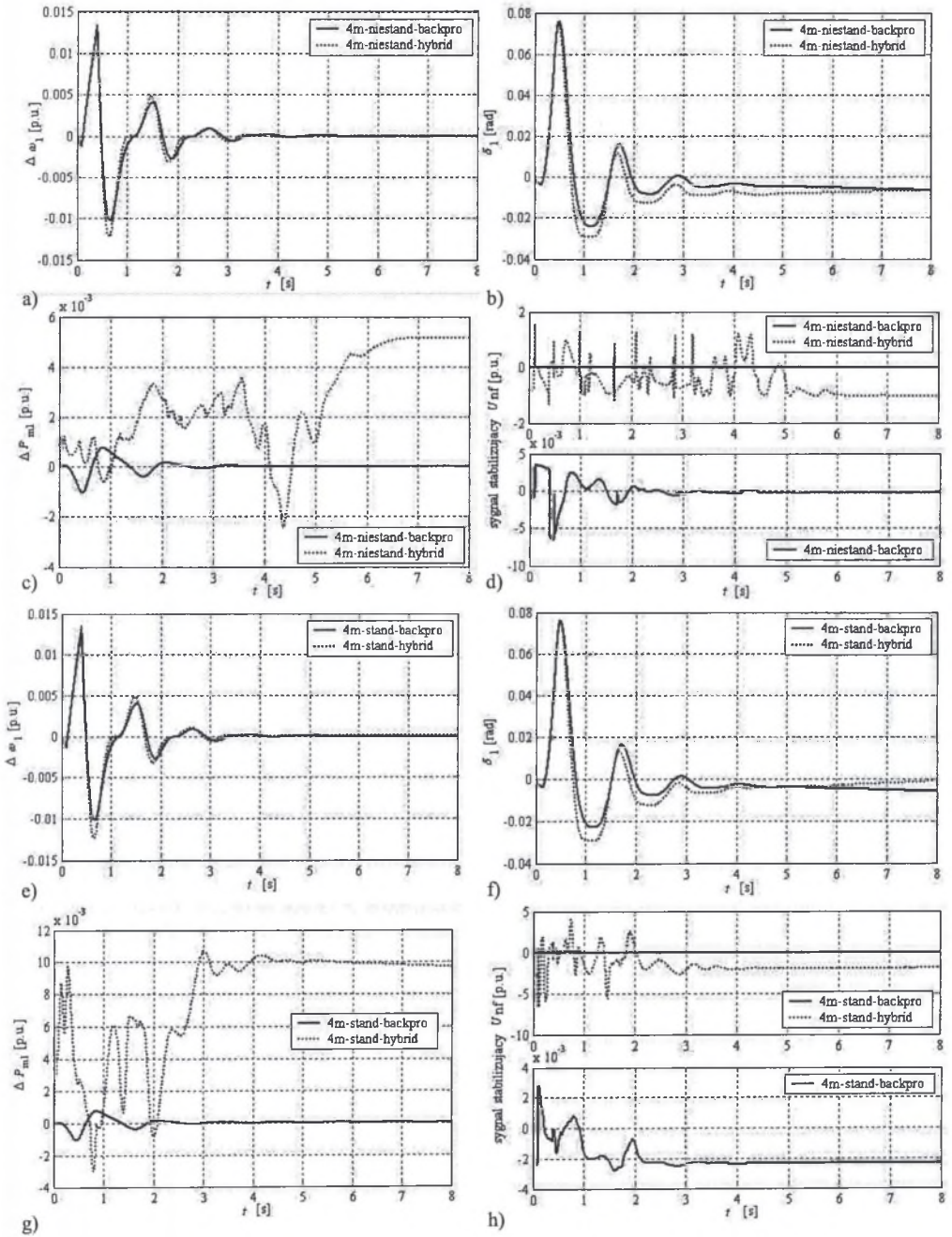
Przebiegi zamieszczone na rys. 6.48 pokazują, że stabilizator nauczony metodą hybrydową jest bardziej wrażliwy już na małe odchylenia parametrów procesu przejściowego. Amplitudy kołysań  $\Delta\omega$  i  $\delta$  są mniejsze, gdy do uczenia zastosujemy metodę propagacji wstecznej (rys. 6.48a i 6.48b). Tłumienie kołysań w przypadku stosowania metody BP jest takie samo, zarówno gdy do uczenia stabilizatorów wykorzystywano zbiory danych standaryzowanych, jak i niestandardyzowanych. Występujące różnice są w praktyce niezauważalne, co widoczne jest na rys. 6.48a, 6.48b oraz 6.48e i 6.48f.



Zbiór danych uczących 7m-niestand [ $\Delta \omega$ ,  $\delta$ ,  $P_e$ ,  $\Delta P_m$ ]Zbiór danych uczących 7m-stand I [ $\Delta \omega$ ,  $\delta$ ,  $P_e$ ,  $\Delta P_m$ ]

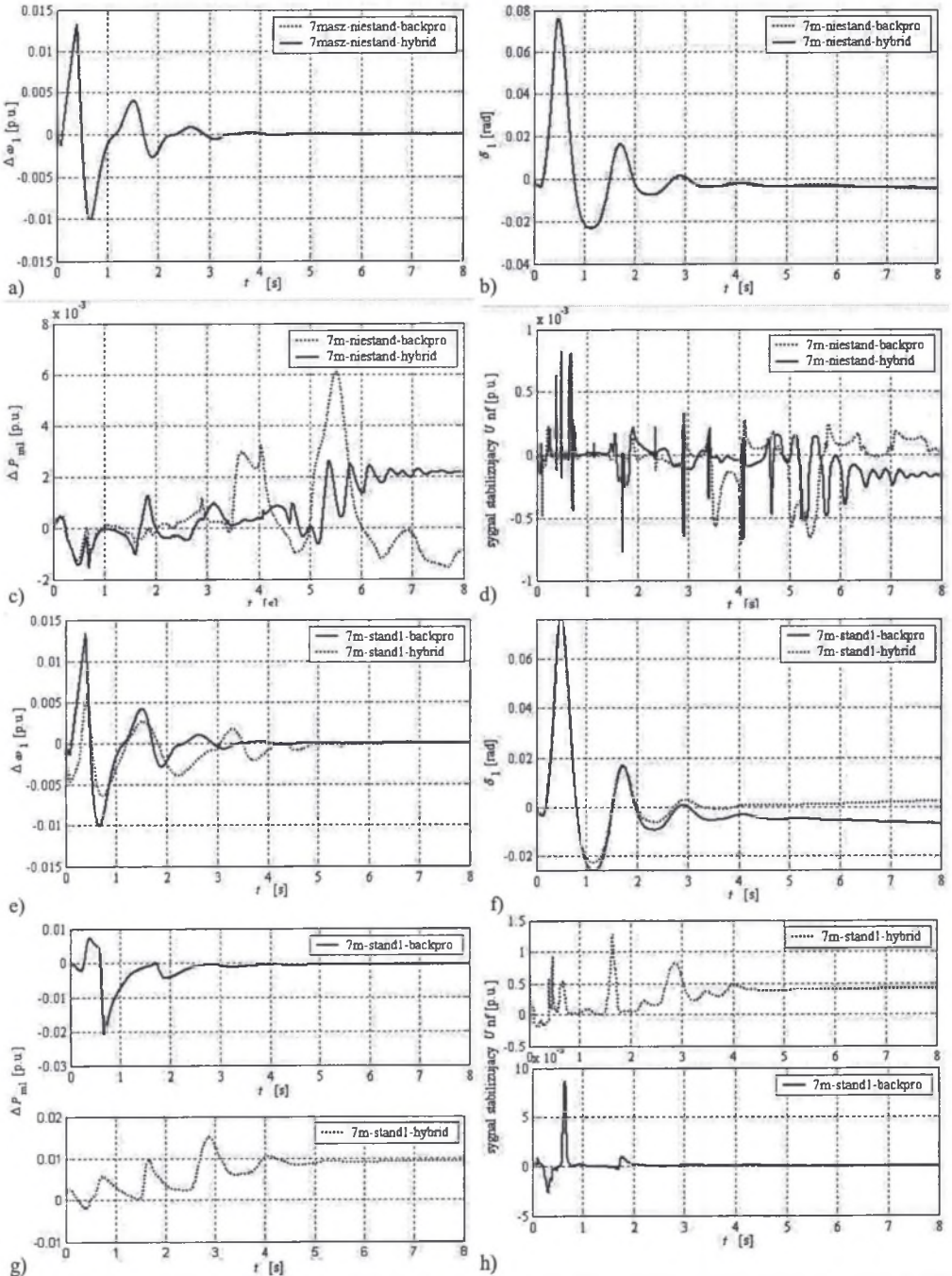
Rys. 6.47. Zbiory uczące 7m-niestand (a) i 7m-stand I (c); trajektorie fazowe zmiennych zbiorów uczących (b) oraz (d)

Fig. 6.47. The input signals and target signal of the training set versus the samples (fig. a and fig. c); the trajectory in the phase plane of the training set who has been applied to the learning process (fig. b and fig. (d))



Rys. 6.48. Porównanie przebiegów przejściowych w podsystemie G1: stabilizator nf3we nauczonej metodą BP (linia pogrubiona) oraz metodą HB – zbiór uczący 4m; zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.30$  s założono w chwili  $t_0 = 0.10$  s na szynie G1

Fig. 6.48. Comparison of the dynamic responses G1: the neuro-fuzzy nf3we stabilizer after training the BP (bold line) and HB methods – using the set 4m : a three-phase to ground fault applied on the busbar of the equivalent generator G1 at time  $t_0 = 0.1$  s and cleared after  $t_z = 0.30$  s



Rys. 6.49. Porównanie przebiegów przejściowych w podsystemie G1: stabilizator nf3we nauczonej metodą BP oraz metodą HB - zbiory uczące 7m-niestand i 7m-stand1; zwarcie trójfazowe trwające  $t_2 = 0.30$  s załączone w chwili  $t_0 = 0.10$  s na szynie G1

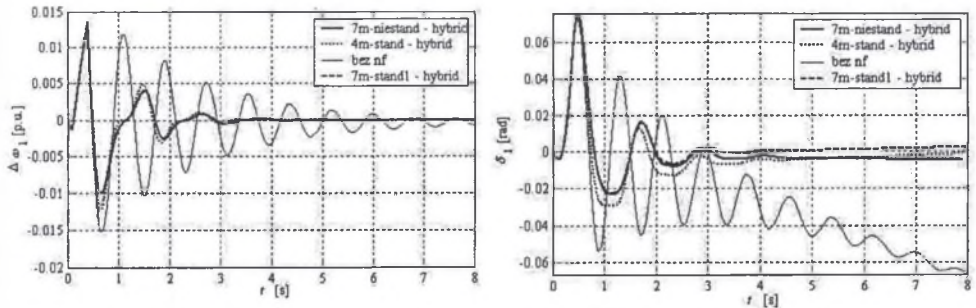
Fig. 6.49. Comparison of the dynamic responses G1: the neuro-fuzzy nf3we stabilizer after training the BP and HB methods using the training sets 7m-niestand and 7m-stand1; a three-phase to ground fault applied on the busbar of the equivalent generator 1 at time  $t_0 = 0.1$  s and cleared after  $t_2 = 0.30$  s

Wpływ zbioru danych na proces tłumienia jest bardziej widoczny, gdy do uczenia wykorzystywana jest metoda HB. Lepsze wyniki daje uczenie danymi standaryzowanymi, co widoczne jest w przypadku kątów  $\delta$  na rys. 6.48b, 6.48f. Jest to efekt innej trajektorii sygnału stabilizującego (rys. 6.48d, 6.48h). Stabilizator taki wymusza większe zmiany mocy mechanicznej turbiny (rys. 6.48c i 6.48g), ale wartości amplitud kołysań nie są mniejsze (rys. 6.48a, 6.48b, 6.48e i 6.48f).

Analiza przebiegów przedstawionych na rys. 6.49 pozwala stwierdzić, że w przypadku danych niestandardyzowanych korzystniej jest zastosować metodę HB tylko ze względu na łagodniejszy proces regulacji przyrostów mocy  $\Delta P_{m1}$  (rys. 6.49b). Amplitudy przebiegów przejściowych  $\Delta\omega$  i  $\delta$  są w przybliżeniu jednakowe (rys. 6.49a, 6.49e oraz rys. 6.49b i 6.49f). Spośród stabilizatorów uczonych przy wykorzystaniu danych standaryzowanych 7m-niestand i 7m-stand1 (rys. 6.47a i 6.47c) najlepiej tłumiał kołysania stabilizator trzywejsiowy nauczony metodą HB, przy wykorzystaniu zbioru danych niestandardyzowanych, uzyskanych z modelu, w którym potem pracował, ale efekty niewiele gorsze uzyskiwał, gdy był uczony na innych zbiorach (rys. 6.49b, rys. 6.49f).

Stabilizatory nauczone metodą BP są mniej wrażliwe na różnice pomiędzy zbiorami danych uczących a przebiegami sygnałów podawanych na ich wejście w stanie nieustalonym. Efekty tłumienia przez nie kołysań są w niektórych przypadkach nawet nieznacznie lepsze od uzyskiwanych przez stabilizatory nauczone metodą HB. Amplitudy kołysań  $\Delta\omega$  są takie same po uczeniu metodami BP i HB (rys. 6.49 a, rys. 6.49e), natomiast kąt  $\delta$  tłumiony jest szybciej przez stabilizator nauczone metodą BP, lecz dokładniej utrzymywana jest ustabilizowana stała wartość przez stabilizator nauczone metodą HP (rys. 6.49f).

Uwzględniając przedstawione powyżej przebiegi przejściowe do oceny porównawczej zdecydowano się wybrać stabilizatory uczone metodą HB jako te, które zapewniały najszybsze tłumienie przy najmniejszych amplitudach. Zestawienie przebiegów przejściowych odchylenia prędkości  $\Delta\omega_1$  od prędkości synchronicznej oraz kąta  $\delta_1$  zawiera rys. 6.50.



Rys. 6.50. Przebiegi przejściowe w podsystemie G1 z różnymi stabilizatorami nf3we oraz nflwe w pozostałych podsystemach; zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.30$  s załączono w chwili  $t_0 = 0.10$  s na szyny G1

Fig. 6.50. Dynamic responses of subsystem G1 with a different neuro-fuzzy nf3we PSS installed at this subsystem and with nflwe on other units; a three-phase to ground fault applied on the busbar of the equivalent generator 1 at time  $t_0 = 0.1$  s and cleared after  $t_z = 0.30$  s

Wykreślone linią pogrubioną przebiegi odpowiadające pracy podsystemu G1 ze stabilizatorem nf3we nauczoną metodą HB na zbiorze danych niestandardyzowanych 7m są najkorzystniejsze z technicznego punktu widzenia. Porównanie ich z przebiegami wykreślonymi linią cienką, które zarejestrowano, gdy pracowały tylko konwencjonalne układy regulacji, pozwala zauważyć ogromne korzyści, jakie można uzyskać tłumiąc kołysania w SEE w stanach zakłóceń i pozakłóceń dzięki zastosowaniu stabilizatorów rozmyto-neuronowych.

## 6.4. Tłumienie kołysań za pomocą stabilizatorów a energia systemu

Poszukiwanie wskaźników syntetycznych umożliwiających zobrazowanie wpływu stabilizatorów na zachowanie się SEE w stanach zakłóceńowych skłoniło autora do przeanalizowania zależności energetycznych. Postanowiono zbadać korelację pomiędzy zastosowaniem stabilizatorów i energiami SEE. Wyznaczano w tym celu chwilowe wartości energii kinetycznych i potencjalnych poszczególnych podsystemów oraz sumaryczne, czyli energie całkowite, liczone względem punktu równowagi, analizowanych SEE.

Do obliczeń wykorzystano relacje zamieszczone w [111, 113], odpowiadające funkcji Lapunowa przedstawionej w rozdziale 3.

W celu uzyskania przejrzystej oceny, po uwzględnieniu wielkości zmiennych stanu dostępnych przy zdecentralizowanym sterowaniu, wykorzystano relację opisującą energię potencjalną  $i$ -tego podsystemu w postaci

$$E_{iP} = - \int_{\delta_i^0}^{\delta_i} (P_{mi} - P_i) d\delta_i, \quad (6.46)$$

i energię kinetyczną

$$E_{iK} = \int_0^{\omega_i} (M_i \omega_i) d\omega_i. \quad (6.47)$$

Energia całkowita  $i$ -tego podsystemu jest sumą obu energii, czyli

$$E_{iC} = \int_0^{\omega_i} (M_i \omega_i) d\omega_i - \int_{\delta_i^0}^{\delta_i} (P_{mi} - P_i(\delta)) d\delta_i. \quad (6.48)$$

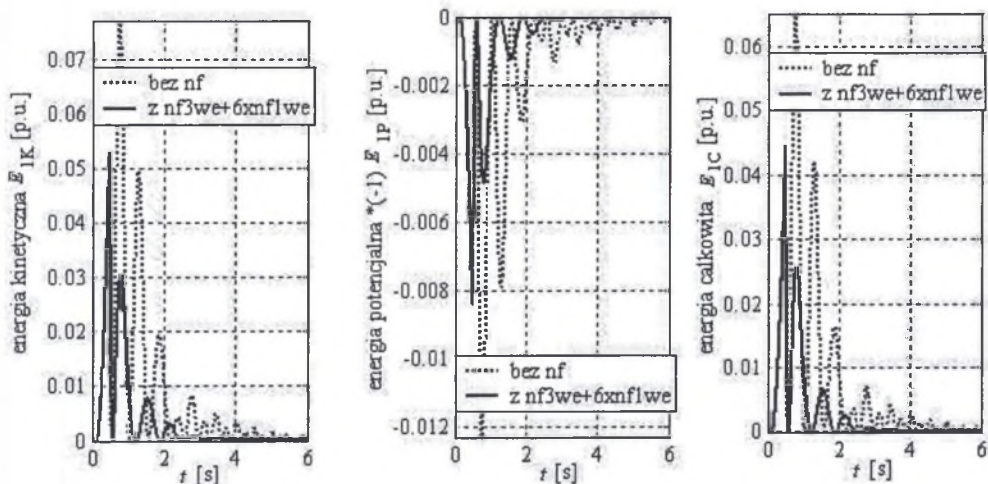
Energię całkowitą systemu wyznaczano wykorzystując relacje uwzględniające ruch względny wirników. Jest ona sumą energii kinetycznych i potencjalnych

$$E = \frac{1}{2} \frac{\left( \sum_{i=1}^n M_i \omega_i \right)^2}{\sum_{i=1}^n M_i} - \sum_{i=1}^n \int_{\delta_i^0}^{\delta_i} (P_{mi} - P_i) d\delta_i. \quad (6.49)$$

Na rys. 6.51 zaprezentowano obliczane, w trakcie symulacji, przebiegi określone relacjami (6.46), (6.47) i (6.48) dla omawianego wcześniej przypadku zastosowania stabilizatora rozmyto-neuronowego trzywejściowego n3we w pierwszym podsystemie oraz stabilizatorów rozmyto-neuronowych jednowejściowych n1we we wszystkich pozostałych podsystemach. Poszczególne energie można porównać z odpowiednimi obliczonymi również w czasie sześciosekundowej symulacji, gdy w badanym SEE pracowały tylko konwencjonalne układy regulacji. Wykreślono je linią kropkowaną. Zwarcie 3-fazowe na zaciskach podsystemu 1 zamodelowano w chwili  $t_0 = 0.1$  s i wyłączono po czasie zwarcia  $t_z = 0.4$  s.

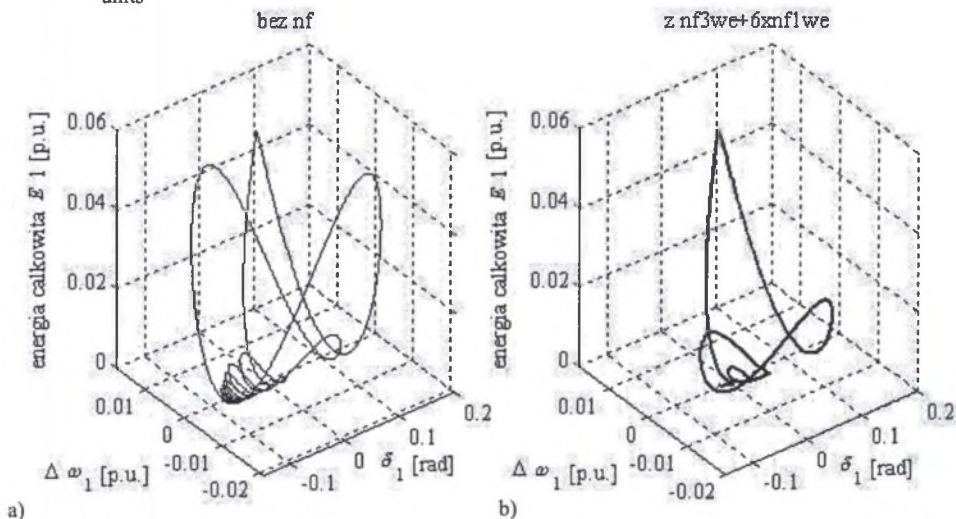
Na rys. 6.51a zestawiono przebiegi energii kinetycznej w funkcji odchyłań prędkości  $\Delta\omega_1$  od prędkości synchronicznej i kąta  $\delta_1$  podsystemu 1, w którym wystąpiło zwarcie. Rysunek 6.51b przedstawia zmiany w czasie energii potencjalnych. Energie całkowite podsystemu 1 SEE prezentuje rys. 6.51c. Całkowite energie podsystemu 1 przed i po

zainstalowaniu stabilizatorów przedstawiają także rys. 6.52 i rys. 6.53. Poglądowe rys. 6.52 obrazują zmiany energii całkowitej podsystemu 1 w funkcji zmian odchyłań prędkości  $\Delta\omega_1$  od prędkości synchronicznej i kąta  $\delta_1$ , spowodowanymi zwarciem. Wykresy we współrzędnych x-y-z na rys. 6.53 - to trajektorie energii całkowitej podsystemu 1 w funkcji zmian odchyłań prędkości od prędkości synchronicznej w czasie sześciosekundowej symulacji.



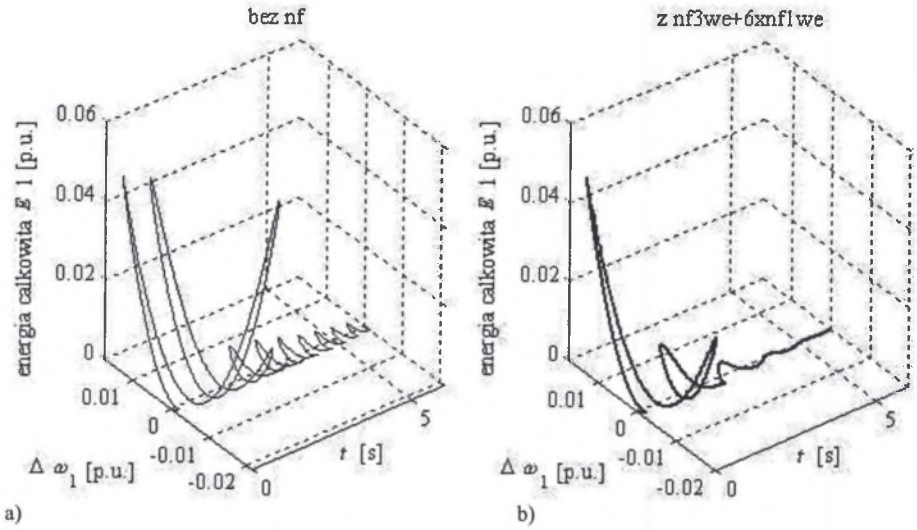
Rys. 6.51. Przebiegi przejściowe energii kinetycznej (a), potencjalnej (b) oraz całkowitej (c) w podsystemie 1; linia kropkowana – bez stabilizatorów, linia pogrubiona – G1 z nf3we oraz ze stabilizatorami nflwe w sześciu pozostałych podsystemach

Fig. 6.51. Time variations of the kinetic (a), potential (b) and total (c) energy in subsystem G1; dotted line – without nf stabilizers, bold line – with nf3we stabilizer in G1 and with nflwe stabilizers on others units



Rys. 6.52. Trajektorie energii całkowitej  $E_1 = f(\Delta\omega_1(t), \delta_1(t))$  podsystemu 1; a) linia cienka – bez stabilizatorów, b) linia pogrubiona – G1 z nf3we oraz ze stabilizatorami nflwe w sześciu pozostałych podsystemach

Fig. 6.52. Trajectories of the total energy  $E_1 = f(\Delta\omega_1(t), \delta_1(t))$  in subsystem G1; a) thin line – without nf stabilizers, b) bold line – with nf3we stabilizer in G1 and with nflwe stabilizers on others units



Rys. 6.53. Trajektorie energii całkowitej  $E_1 = f(\Delta\omega_1(t), t)$  podsystemu 1; a) linia cienka – bez stabilizatorów, b) linia pogrubiona – G1 z nf3we oraz ze stabilizatorami nflwe w sześciu pozostałych podsystemach  
 Fig. 6.53. Trajectories of the total energy  $E_1 = f(\Delta\omega_1(t), t)$  in subsystem G1; a) thin line – without nf stabilizers, b) bold line – with nf3we stabilizer in G1 and with nflwe stabilizers on others units

Wybrane wielkości charakterystyczne dla przebiegów przedstawionych na rys. 6.51 zestawiono w tablicach 6.1 i 6.2. W celu uzyskania możliwości porównania efektów oddziaływania stabilizatorów rozmyto-neuronowych na stabilizację procesów przejściowych zdefiniowano wskaźniki wykorzystujące wielkości mierzalne lokalnie. Pierwszy z nich zawarty w kolumnach 4, 7 i 10 tablicy 6.2 pokazuje, o ile procent zmniejszyły się trzy pierwsze największe amplitudy poszczególnych energii. Wskaźnik ten ma postać

$$C_l = \frac{E_{i,l}(z\text{ nf})}{E_{i,l}(\text{bez nf})}, \quad i = 1, 2, \dots, 7; l = K, P, C, \quad (6.50)$$

gdzie  $E$  jest wartością kolejnej amplitudy,  $i$  jest numerem podsystemu, natomiast K, P i C oznaczają odpowiednio energie kinetyczne, potencjalne i całkowite.

Tablica 6.1

Wartości największych amplitud poszczególnych energii i odpowiadające im wskaźniki jakości

Wartości amplitud $E_{i,l}$ oraz wskaźników $C_l$									
Nr amplitudy	$E_{1K}$		$C_K$	$E_{1P}$		$C_P$	$E_{1C}$		$C_C$
	bez nf*	z nf**		bez nf	z nf		bez nf	z nf	
-	p.u.	p.u.	%	p.u.	p.u.	%	p.u.	p.u.	%
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	0.080	0.052	65	0.0122	0.0082	67	0.070	0.045	64
2	0.050	0.031	62	0.0080	0.0048	60	0.045	0.025	56
3	0.020	0.008	40	0.0030	0.0010	33	0.017	0.007	41

\* - wartości odpowiadają pracy układów regulacji bez stabilizatorów rozmyto-neuronowych,

\*\* - wartości odpowiadają pracy układów regulacji ze stabilizatorami rozmyto-neuronowymi.

Drugi wskaźnik, który zamieszczono w tablicy 6.2, określa relacja

$$C_t = \frac{t_i(E_{i,t}^{mx}(\text{bez nf}))}{t_i(E_{i,t}^{mx}(z \text{ nf}))}, \quad (6.51)$$

gdzie  $t$  jest czasem, w którym energia całkowita osiągała największe wartości, a pozostałe indeksy są identyczne jak dla wskaźnika  $C_t$ .

Porównanie przebiegów z rys. 6.51c pokazuje, że wytłumienie kołysań w podsystemie 1, w którym wystąpiło zwarcie, ze stabilizatorami rozmyto-neuronowymi nastąpiło po niecałych 3 sekundach. Czas ten jest w przybliżeniu dwukrotnie krótszy w stosunku do czasu tłumienia tylko przez konwencjonalne układy regulacji, który wynosił około 6 s. Potwierdzeniem tych wyników są trajektorie przedstawione na rys. 6.53.

Z tablicy 6.1 wynika, że po zainstalowaniu stabilizatorów wartości pierwszych dwóch amplitud energii kinetycznej i potencjalnej zmniejszają się ponad 30% (kol. 4 i 7), natomiast w przypadku energii całkowitej pierwsza amplituda jest mniejsza o 36%, druga o 44%, a trzecia aż o 59% (kol. 10). Efekt ten jest wyraźnie widoczny na rys. 6.52. Na rysunkach tych można również na płaszczyźnie x-y zauważyć występujące duże zwiększenie szybkości tłumienia kołysań i brak oscylacji w końcowym etapie ich stabilizacji.

Tablica 6.2

Wartości czasów, w których występują największe amplitudy energii  $E_{1C}$  i odpowiadające im wskaźniki jakości

Nr amplitudy	$t_{1C}$		$C_t$
	bez nf*	z nf**	
-	s	s	-
1	2	3	4
1	0.70	0.44	1.59
2	1.25	0.78	1.60
3	1.83	1.52	1.20

\* - wartości odpowiadają pracy układów regulacji bez stabilizatorów rozmyto-neuronowych,

\*\* - wartości odpowiadają pracy układów regulacji ze stabilizatorami rozmyto-neuronowymi.

Z podanych w tablicy 6.2 wartości wynika, że czasy, w których występują największe amplitudy energii całkowitej  $E_{1C}$ , są krótsze przy zastosowaniu stabilizatorów prawie o 60% w przypadku dwóch pierwszych amplitud i o 20% w przypadku trzeciej amplitudy. Oznacza to, wspomniane powyżej, duże przyspieszenie procesu stabilizacji. To korzystne zarówno z punktu widzenia stabilności, jak i eksploatacji zjawisko dobrze ilustrują rys. 6.52b i 6.53b.

Miarą tłumienia kołysań w SEE jest szybkość zmniejszania się energii całkowitej w czasie. Szybkość tę można obliczyć wyznaczając pochodną funkcji Lapunowa wzdłuż trajektorii systemu. Wykorzystanie w algorytmie sterowania poprawiającym tłumienie kołysań w SEE pochodnej  $\dot{V} = dV/dt$ , gdy funkcja  $V$  odpowiada energii całkowitej SEE liczonej względem punktu równowagi, zaproponowano w pracy [96].



## 6.5. Tłumienie wolnozmiennych oscylacji mocy

W poprzednich podrozdziałach pokazano, że opracowane adaptacyjne stabilizatory, oparte na sztucznej inteligencji, przyczyniają się do poprawy tłumienia kołysań spowodowanych zwarciami trójfazowymi na szynach generatorowych. Poprawa tłumienia zmniejsza możliwość utraty stabilności SEE przez utratę synchronizmu generatorów znajdujących się blisko miejsca zwarcia [97]. Mniej zauważanymi, ale równie groźnymi z techniczno-ekonomicznego punktu widzenia są oscylacje niskiej częstotliwości w zakresie 0.2 do 0.5 Hz. Analizując przebiegi przejściowe po wystąpieniu zwarć, można zauważyć, że o tym, czy podsystemy wielomaszynowego SEE utrzymają synchroniczną współpracę, decyduje pierwsze, a maksymalnie drugie wychylenie wirnika generatora, np. po likwidacji zakłócenia (rys. 6.38a). Odpowiada to, w zależności od częstotliwości oscylacji, przedziałowi pierwszych 2 do 3 sekund. Inaczej rozwija się awaria przy wystąpieniu oscylacji niskiej częstotliwości w liniach łączących podsystemy. W ciągu pierwszych kilku sekund po wystąpieniu zakłócenia oscylacje mocy nie zawsze muszą narastać. Początkowo mogą nawet być tłumione przez konwencjonalne układy regulacji. Zdarza się jednak, w miarę upływu czasu, że zanikające już oscylacje przebiegów powtórnie zaczynają zwiększać się. Wartości chwilowe przepływów mocy czynnej w takich przypadkach zaczynają zmieniać się coraz szybciej, a zakres zmian staje się coraz większy. Przebieg mocy przyjmuje postać zdeformowanej sinusoidy o narastającej amplitudzie i częstotliwości. Nieliniowość SEE powoduje wtedy silne i szybkie wzmacnianie takich już coraz groźniejszych kołysań, co zostanie pokazane i analizowane w dalszej części tego podrozdziału. Skuteczność konwencjonalnych układów regulacji staje się niewystarczająca. Można wówczas mówić o lawinowym rozwijaniu się awarii. Efektem jest utrata synchronicznej współpracy podsystemów SEE. Aby zachować możliwość np. stabilnej pracy wyspowej, zachodzi konieczność podziału SEE. Skutki techniczno-ekonomiczne takich awarii systemowych są poważne, doskonale znane elektroenergetykom i nie będą w pracy cytowane.

Na ten bardzo ważny, ale mniej dostrzegany aspekt zwracają uwagę autorzy prac [70, 115]. Podkreślając wzrastające znaczenie tłumienia oscylacji niskiej częstotliwości, które już są obserwowane w SEE Europy [70], a częstość ich występowania będzie wzrastała, w stale rozwijających się i rosących SEE, podali oni sposób rozwiązania problemu poprzez zastosowanie specjalnie w tym celu zaprojektowanych konwencjonalnych stabilizatorów.

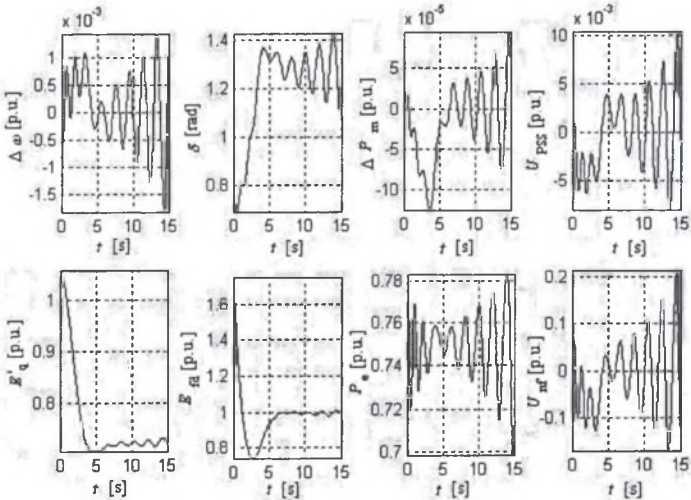
Autor niniejszej publikacji zainspirowany bogato udokumentowaną, prezentowaną na sesji CIGRE 2000 pracą [70] na temat międzysystemowych kołysań w SEE UCTE/CENTREL, postanowił sprawdzić zachowanie się opracowanych stabilizatorów rozmyto-neuronowych (nf) w czasie tego rodzaju zakłóceń. Wykorzystanie zdolności adaptacyjnych stabilizatorów nf w przypadku ich prawidłowej reakcji na tego rodzaju zakłócenia mogłoby być interesujące i oferować dodatkowe korzyści podczas prób praktycznej implementacji. Podkreślenia wymaga fakt, że do testów użyto, zaprezentowanych już nf, nie ucząc ich specjalnie, a tylko wykorzystując te same jak w przypadku testów zwarciovych rozmyte systemy wnioskowania.

Pierwsze, wybrane do prezentacji, wyniki dotyczą, połączenia dużego SEE, którego model matematyczny przedstawiono w rozdz. 2, z SEE sztywnym. Podobnie jak w przypadku testów zwarciovych rozmyto-neuronowy stabilizator nflwe był przyłączony do konwencjonalnych układów regulacji prędkości obrotowej turbiny i regulacji wzbudzenia badanego podsystemu (rys. 2.6, 3.6 i 3.7).

Sygnal wejściowy stabilizatora  $\Delta\omega$  (rys. 2.6) doprowadzono do wzmacniacza liniowego ( $G_{25}$ ), a następnie na wejście już nauczonego stabilizatora rozmyto-neuronowego nflwe (PSSAI). Sygnal wyjściowy ze stabilizatora podawano do układów RT i ARW poprzez wzmacniacz ( $G_{24}$ ). Przypadek  $G_{24} = 0$  można interpretować jako bieg jałowy lub jako sygnal

wyjściowy stabilizatora nieobciążonego. Wartości  $G_{24} > 0$  odpowiadają załączeniu nflwe, czyli podaniu sygnału stabilizującego  $U_{nf}$  do układów ARW oraz RT i ewentualne jego wzmocnienie (osłabienie). Sygnał  $U_{mf}$ , ze stabilizatora rozmyto-neuronowego do układów RT, podawano poprzez  $G_{23}$ , a sygnał  $U_{nf}$  do układów ARW podawano poprzez  $G_{22}$ . Rysunek 2.5 uwzględnia wymienioną strukturę. Powyższe wzmacniacze wymieniono celowo, gdyż ich wpływ na cały proces tłumienia odgrywa drugie w kolejności miejsce zaraz po uczeniu. Od wartości tych wzmocnień zależy m.in. skuteczność tłumienia, kształt przebiegów przejściowych oraz zachowanie dopuszczalnych zakresów regulacyjnych. Jest to przedmiotem oddzielnej analizy.

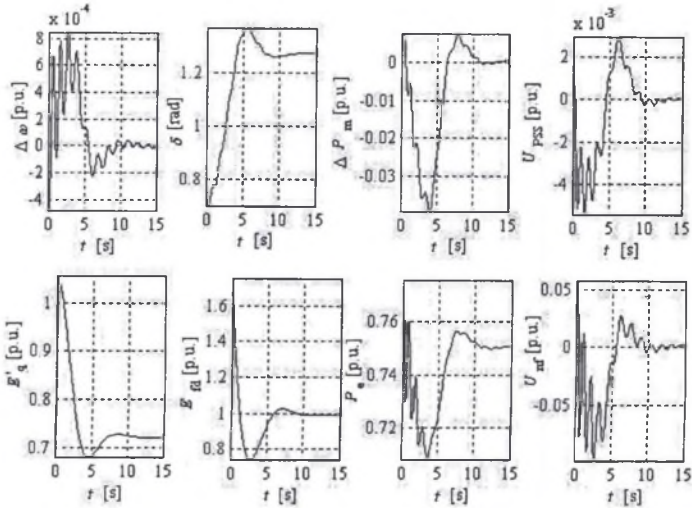
Prezentowanym, pierwszym zakłóceniem jest załączenie generatora, którego kąt  $\delta^0 = 0.74$  rad (rys. 2.1), różni się o 0.5 rad od kąta w stanie ustalonym ( $\delta_{ust.} = 1.274$  rad), odpowiadającego założonej wartości mocy mechanicznej turbiny w tym stanie, równej  $P_m^0 = 0.75$  p.u.. Efektem niezbilansowania mocy w SEE jest stan nieustalony, kołysania wirnika generatora i pojawienie się wolnozmiennych oscylacji mocy elektrycznej w linii łączącej generator z systemem sztywnym (rys.1.2). Kołysań tych nie są w stanie wytłumić konwencjonalne układy regulacji ARW i RT. Amplituda ich początkowo maleje, ale po upływie około 5 s zaczyna wzrastać, co w dłuższym przedziale czasowym powoduje utratę stabilności (rys. 6.54).



Rys. 6.54. Przebiegi przejściowe bez stabilizatora nflwe;  $\delta^0 = 0.74$  rad,  $G_{25} = 6$ ,  $G_{24} = 0$

Fig. 6.54. Transient performances without stabilizer nflwe;  $\delta^0 = 0.74$  rad,  $G_{25} = 6$ ,  $G_{24} = 0$

Na kolejnych rysunkach zestawiono wyniki symulacji, pozwalające ocenić zachowanie się tego samego SEE po zastosowaniu stabilizatora nflwe. Dołączenie do konwencjonalnych układów regulacji ARW i RT odpowiednio nauczonego stabilizatora nflwe rozmyto-neuronowego, jednowyjściowego spowodowało wytłumienie kołysań (rys. 6.55). Wyniki symulacji potwierdzają główną zaletę stabilizatora, jaką jest działanie adaptacyjne, bez konieczności każdorazowej optymalizacji nastaw i co najważniejsze bez konieczności powtórzonego uczenia. Raz nauczone nfl efektywnie wzmacniają działanie konwencjonalnych układów regulacji zarówno w SEE jedno-, jak i wielomaszynowych, co zostanie pokazane w dalszej części tego podpunktu. Warunkiem koniecznym jest jednak właściwe dobranie wzmocnień na wejściu i wyjściu stabilizatora.



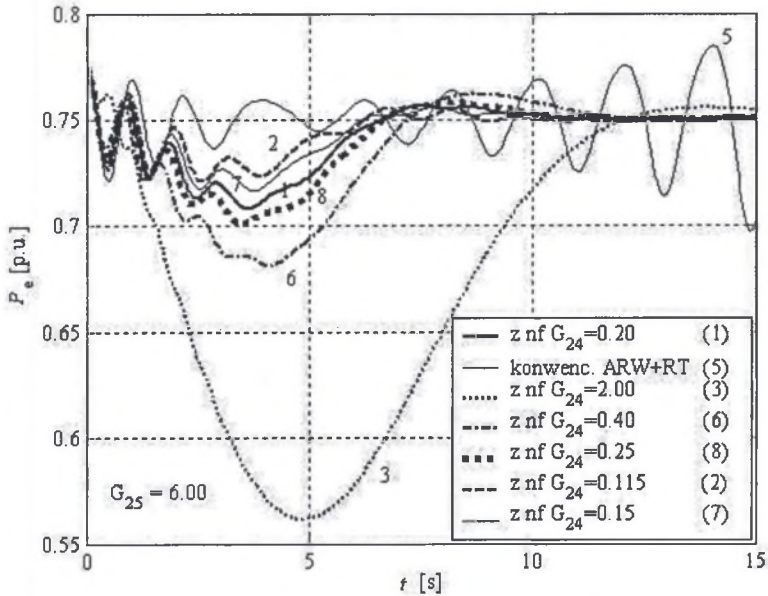
Rys. 6.55. Przebiegi przejściowe ze stabilizatorem nflwe;  $\delta^0 = 0.74$  rad,,  $\delta_{ust.} = 1.274$  rad:  
 $G_{25} = 6, G_{24} = 0.2, G_{23} = 3, G_{22} = -0.2$   
 Fig. 6.55. Transient performances with stabilizer nflwe;  $\delta^0 = 0.74$  rad,  $\delta_{ust.} = 1.274$  rad:  
 $G_{25} = 6, G_{24} = 0.2, G_{23} = 3, G_{22} = -0.2$

Skuteczność tłumienia kołysań już nauczonego stabilizatora zależy od wartości jego wielkości wejściowych i wyjściowych. Dlatego wpływ poszczególnych wzmocnień przeanalizowano, wykonując szereg symulacji. Wyniki analiz ilustrują zamieszczone kolejne przebiegi i rysunki.

Wpływ wielkości sygnału wyjściowego, którego wielkość regulowana jest poprzez zmianę nastawy  $G_{24}$ , na proces tłumienia pokazano na rys. 6.56, zestawiając przebiegi przejściowe mocy elektrycznej generowanej, gdy badany SEE pracował z konwencjonalnymi układami RT i ARW (przebieg nr 5) oraz gdy załączono nflwe. Nastawę odpowiadającą wartościom współczynników wzmocnienia:  $G_{24} = 0.20$  i  $G_{25} = 6.0$  p.u. można uznać za quasi-optymalną. Odpowiada jej przebieg nr 1 na rys. 6.56, a także trajektoria fazowa 1 pokazana na zbiorczym rys. 6.57.

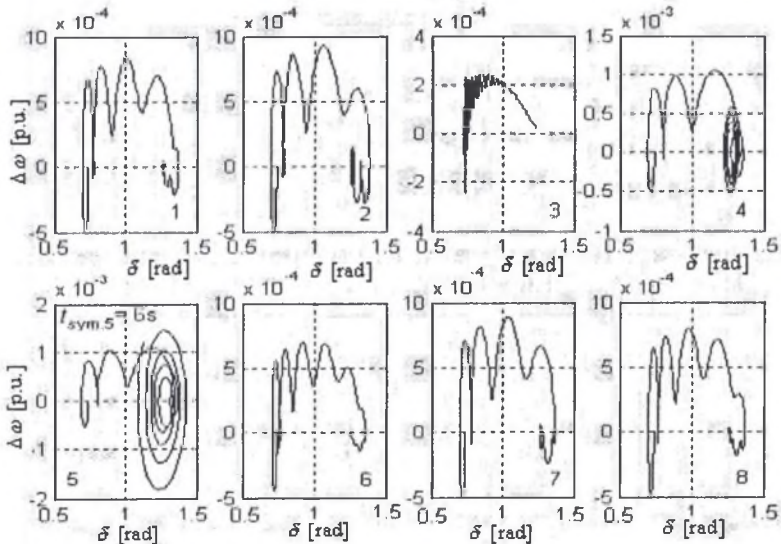
Porównując przebiegi mocy elektrycznej, zestawione na rys. 6.56 można zauważyć, że załączenie stabilizatora nflwe powoduje silne tłumienie kołysań. Zmniejszenie amplitudy pierwszego wychylenia mocy zależy w niewielkim stopniu od wielkości sygnału  $U_{nfl}$  (poza symulacją 3). Wyraźne różnice występują po czasie około 1.5 s. Im mniejsza wartość  $U_{nfl}$  (co odpowiada mniejszej wartości  $G_{24}$ ), tym mniejsza jest amplituda drugiego dodatniego zakolysania. Zakolysanie to, jak można zauważyć, występuje z opóźnieniem  $\Delta t$ , przy czym  $\Delta t$  jest tym większe, im mniejsza jest wartość  $G_{24}$  (przebiegi 3, 6, 8, 1, 7, 2). Efektem działania stabilizatora jest wcześniejsze wystąpienie tego lokalnego maksimum w porównaniu z przebiegiem 5 (działanie tylko konwencjonalnych układów regulacji). Na rys. 6.56 nie pokazano przebiegów dla  $G_{24} < 0.1$ , gdyż niewiele różnią się one od przebiegu 5, czyli bez stabilizatora. Większe wartości wzmocnień powodują, że układy regulacji likwidują oscylacje przebiegów, ale z drugiej strony amplituda ujemnego wychylenia wyraźnie zwiększa się. Dziesięciokrotne zwiększenie wartości wzmocnienia sygnału stabilizującego ( $G_{24}$  od 0.2 do 2.0 p.u.) spowodowało, że minimalna wartość mocy zmniejszyła się z 0.71 do 0.56 p.u. (przebiegi 1 i 3 na rys. 6.57). Odpowiednio w stosunku do wartości w stanie ustalonym równej 0.75 p.u., odpowiadało to wzrostowi wartości bezwzględnej odchylenia z około 5% do 26.6%.

Nie jest korzystne zwiększanie wzmocnienia sygnału wejściowego ( $G_{25}$ ). Przykładowo, gdy  $G_{25} = 10$  oraz  $G_{24} = 0.4$ , minimalna wartość mocy zmniejszyła się do 0.65 p.u., ale wzrosło pierwsze przeregulowanie do 0.77 p.u. i w konsekwencji pojawiły się wyraźne oscylacje w przedziale  $t > 10$  s.



Rys. 6.56. Przebiegi przejściowe mocy elektrycznej bez i ze stabilizatorem nflwe przy rozmaitych wzmocnieniach  $G_{24}$ ;  $\delta^0 = 0.74$  rad,  $\delta_{ust} = 1.274$  rad:  $G_{25} = 6$ ,  $G_{24} = \text{variable}$ ,  $G_{23} = 3$ ,  $G_{22} = -0.2$

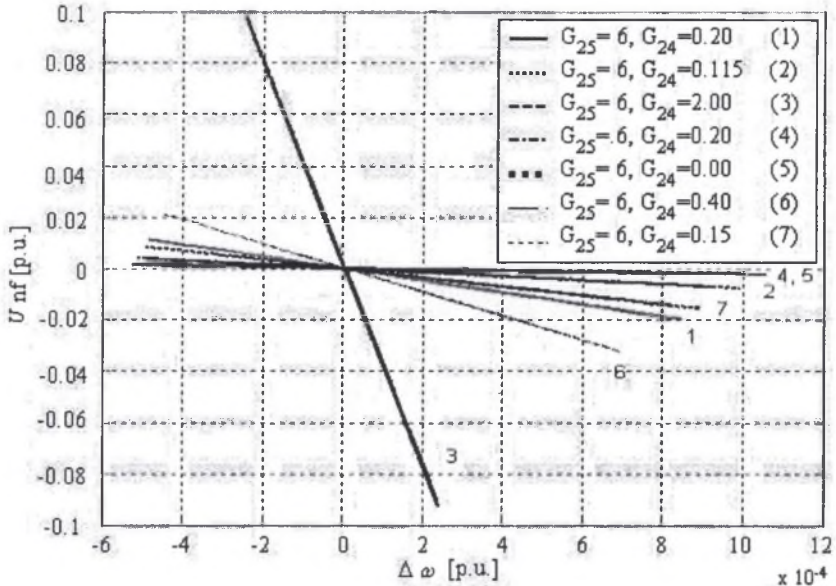
Fig. 6.56. Electrical power transients with and without stabilizer nflwe for a different value of the coefficient  $G_{24}$ ;  $\delta^0 = 0.74$  rad,  $\delta_{ust} = 1.274$  rad:  $G_{25} = 6$ ,  $G_{24} = \text{variable}$ ,  $G_{23} = 3$ ,  $G_{22} = -0.2$



Rys. 6.57. Trajektorie fazowe dla różnych wartości współczynnika  $G_{24}$  (nr rys. odpowiada poszczególnym parametrom z rys. 6.56); czas symulacji ( $t_{sym,i}$ ) 1 do 4 oraz 6 do 8 – 15 s

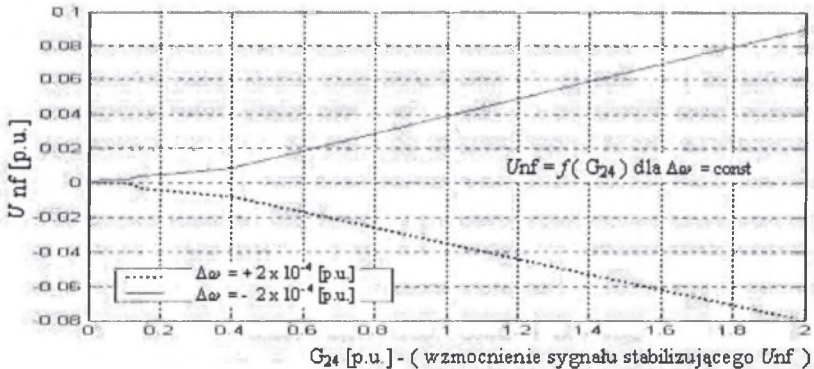
Fig. 6.57. Trajectory in phase-plane for a different value of the coefficients  $G_{24}$  (No. of the Fig. correspond to parameters with Fig. 6.56); the time of simulation ( $t_{sym,i}$ ) 1 through 4 and 6 through 8 – 15 s

Wpływ wzmocnienia  $G_{24}$  sygnału stabilizującego  $U_{nf}$  na jego amplitudę pokazano na rys. 6.58 i rys. 6.59.



Rys. 6.58. Charakterystyki  $U_{nf}(t) = f(\Delta\omega(t))$  stabilizatora nflwe w stanie nieustalonym; małe zakłócenie -  $\delta^\circ = 0.74$  rad,  $\delta_{ust.} = 1.274$  rad

Fig. 6.58. Performances  $U_{nf}(t) = f(\Delta\omega(t))$  of the stabilizer nflwe in the transients; a small disturbance -  $\delta^\circ = 0.74$  rad,  $\delta_{ust.} = 1.274$  rad

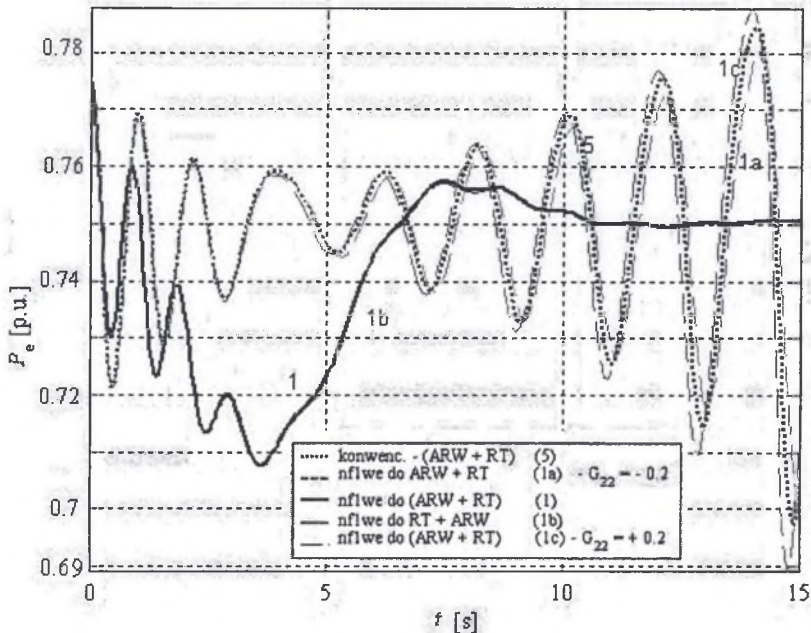


Rys. 6.59. Wpływ wzmocnienia  $G_{24}$  na amplitudę sygnału stabilizującego  
Fig. 6.59. Influence of the gain  $G_{24}$  on the stabilizing signal amplitude

Jaki jest udział poszczególnych układów regulacji w tłumieniu kołysań, można stwierdzić analizując przebiegi przejściowe zestawione na rys. 6.60.

Wzmacnianie działania układu regulacji ARW przez stabilizator nflwe przynosi niewielki efekt. Przebiegi przejściowe mocy elektrycznej pokazane na rys. 6.60 praktycznie pokrywają się, gdy sygnał ze stabilizatora nflwe doprowadzony jest do obu konwencjonalnych układów regulacji, czyli do ARW i RT (przebieg 1) oraz gdy tylko do układu regulacji RT (przebieg 1b). Oddziaływanie układu regulacji ARW ze stabilizatorem

nflwe można przeanalizować dopiero po odłączeniu nflwe od układu regulacji RT (przebiegi 1a oraz 1c). Wpływ ARW jest niezauważalny do około 4 s. Po tym czasie uwidacznia się wpływ polaryzacji sygnału stabilizującego z nflwe. Zależy on od znaku '+' lub '-' na wyjściu wzmacniacza  $G_{22}$ . Ujemna polaryzacja ( $G_{22} = -0.2$  p.u.) powoduje nieznaczne tłumienie kołysań. Przykładowo, amplituda 8 dodatniej amplitudy zmniejsza się z 0.782 p.u. do 0.780 p.u., czyli o około 2.6%, co można stwierdzić porównując przebiegi 1a i 5. Nastawienie dodatniej wartości  $G_{22}$  (np.  $G_{22} = +0.2$  pu) powoduje wystąpienie groźnego, ale na szczęście nieznacznego wzmocnienia kołysań. Ta sama 8 dodatnia amplituda zwiększa się z 0.782 p.u. do 0.784 p.u., czyli także o około 2.6% (rys. 6.60 – amplitudy przebiegów 1c i 5 w 14 s symulacji).

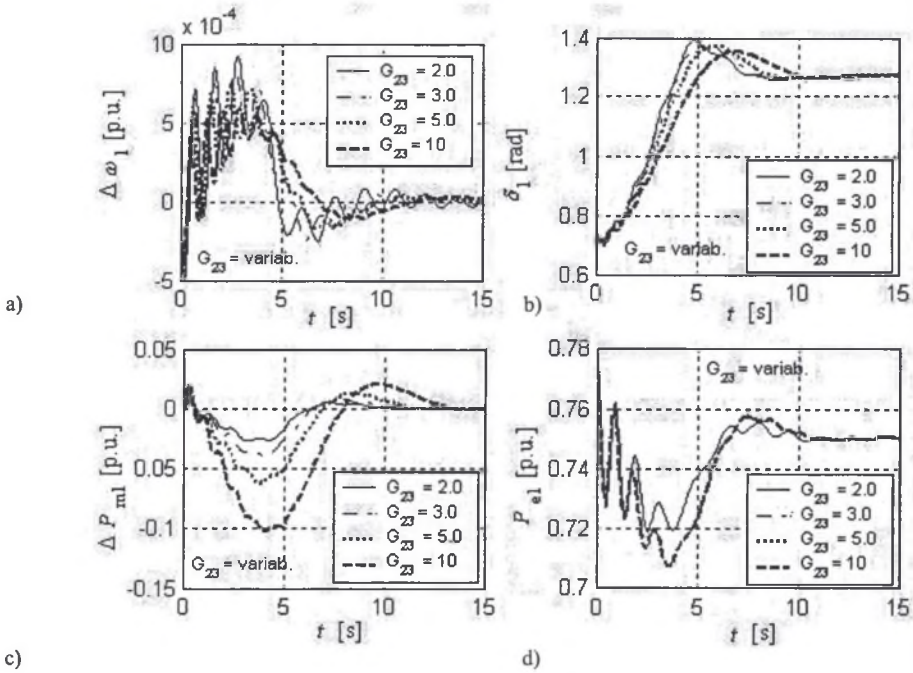


Rys. 6.60. Przebiegi przejściowe mocy elektrycznej ze stabilizatorem nflwe oraz bez;  $P_m^0 = 0.75$ ,  $G_{24} = 6$  p.u.

Fig. 6.60. Electrical power transients with and without stabilizer nflwe;  $P_m^0 = 0.75$ ,  $G_{24} = 6$  p.u.

Wyniki te potwierdzają, że silne wytłumienie kołysań jest efektem oddziaływania stabilizatora nflwe na układ regulacji RT. Należy podkreślić, iż dodatkowy sygnał stabilizujący z nflwe nie spowodował przekroczenia zakresu regulacyjnego układu RT turbiny. Przyjęto, że dla założonej wartości mocy mechanicznej w stanie ustalonym  $P_m^0 = 0.75$  p.u., zakres możliwych zmian mocy, regulowany przez RT ( $\Delta P_{m, mx}$ ,  $\Delta P_{m, mn}$  na rys. 2.15), jest w granicach  $\{+0.25, -0.75\} * E_0$ , czyli w przedziale  $[1.0 \ 0.0]$ . Moc mechaniczna układu RT zmieniała się przy działaniu tylko konwencjonalnych układów w granicach  $\{-12, +10\} * E^{-5}$  (przebieg 3 w pierwszym wierszu na rys. 6.54), natomiast po włączeniu nflwe w granicach  $\{-4, +1\} * E^{-2}$  (przebieg 3 w pierwszym wierszu na rys. 6.55). Większe zmiany, ale także nie przekraczające zakresu regulacyjnego układu RT, obserwuje się po zasymulowaniu w badanym SEE dodatkowo zwarcia, co zostanie pokazane w dalszej części niniejszego podpunktu.

Wpływ wzmocnienia sygnału stabilizującego  $U_{\text{gnf}}$  na przebiegi przejściowe można ocenić analizując rys. 6.61. Wielkość pierwszego ujemnego zakłócenia mocy elektrycznej (rys. 6.61d - drugi w drugim wierszu) najmniejsza jest dla wzmocnienia  $G_{23} = 2.0$ . Dla pozostałych, pokazanych wartości wzmocnień przebiegi mocy pokrywają się. Większy wpływ można zauważyć na przebiegi przejściowe odchyłek prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej (rys. 6.61a) oraz na kąt elektryczny  $\delta$  (rys. 6.61b). Najkorzystniejszą nastawą dla tych dwóch ostatnich wielkości jest nastawa  $G_{23} = 10.0$ . Preregulowanie kąta  $\delta$  jest wtedy najmniejsze, a jego zmiany w czasie są płynne. Również tłumienie amplitud oscylacji  $\Delta\omega$  jest większe w czasie pierwszych pięciu sekund, a następnie płynnie dąży do stanu ustalonego. Zmiany te spowodowane są prawie czterokrotnie większymi wymuszeniami z układu regulacji RT (rys. 6.61c).

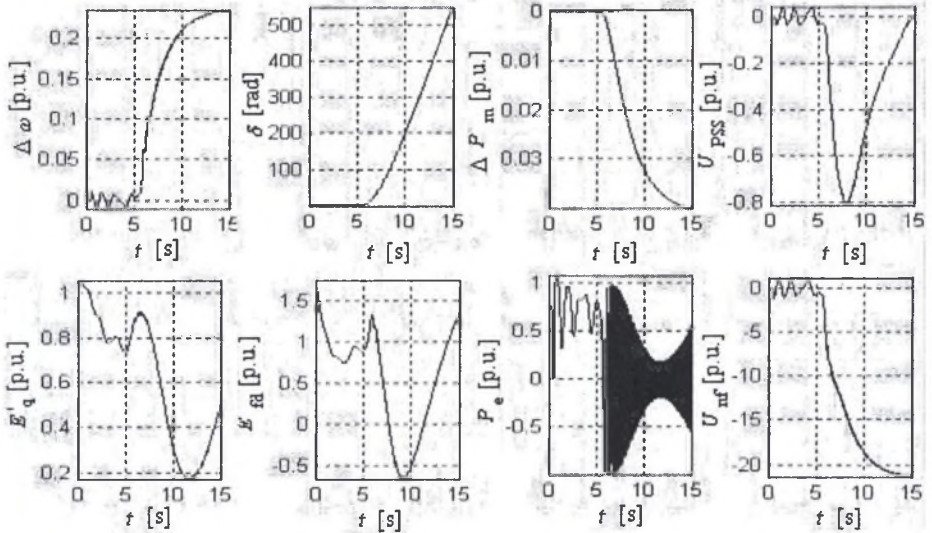


Rys. 6.61. Przebiegi przejściowe ze stabilizatorem nflwe;  $G_{25} = 6$ ,  $G_{24} = 0.2$ ,  $G_{22} = -0.2$ ,  $G_{23} = \text{variable}$ ;  
małe zakłócenie -  $\delta^0 = 0.74$  rad,  $\delta_{\text{ust.}} = 1.274$  rad

Fig. 6.61. Transient curves with stabilizer nflwe;  $G_{25} = 6$ ,  $G_{24} = 0.2$ ,  $G_{22} = -0.2$ ,  $G_{23} = \text{variable}$ ;  
a small disturbance -  $\delta^0 = 0.74$  rad,  $\delta_{\text{ust.}} = 1.274$  rad

Zdolność likwidacji dużego zakłócenia, jakim jest zwarcie trójfazowe trwające 0.1 s, występujące po  $t_0 = 0.5$  s, w wyżej opisanym, niezbilansowanym SEE pokazują rys. 6.62 ÷ 6.64. Zainstalowany stabilizator nflwe tłumí kołysania mocy elektrycznej, wywołane zwarcie już po prawie pięciu sekundach od czasu jego likwidacji (wykres 3 w drugim wierszu na rys. 6.64). SEE z konwencjonalnymi układami regulacji wypada z synchronizmu w piątej sekundzie trwania symulacji (rys. 6.62). Aby dokładniej zilustrować moment wypadania SEE z synchronizmu, okres tych pierwszych pięciu sekund trwania stanu nieustalonego, z konwencjonalnymi układami regulacji, pokazano na rys. 6.63. Na rys. 6.64 można zauważyć, iż wytlumienie kołysań pozostałych zarejestrowanych wielkości następuje w ciągu 15 sekund. Obserwacja tendencji zmian w przebiegach sygnałów stabilizujących

pozwala sądzić, że układ powrócił do przedzakłócenieniowego stanu pracy. Można więc mówić o zachowaniu stabilności asymptotycznej.

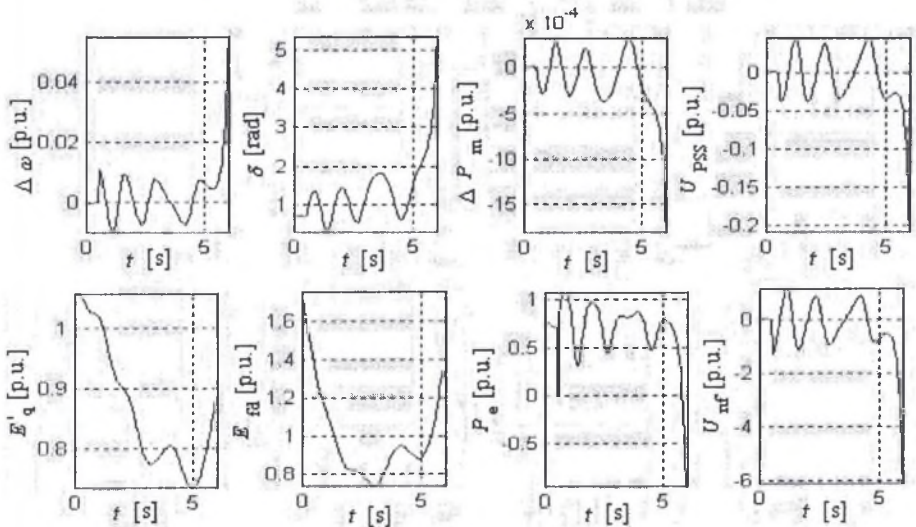


Rys. 6.62. Przebiegi przejściowe bez stabilizatora nfl we;

małe zakłócenie -  $\delta^o = 0.74$  rad,  $\delta_{ust.} = 1.274$  rad,  $G_{25} = 6$ ,  $G_{24} = 0.0$  ( $t = [0 \ 15]$  s)

Fig. 6.62. Transient curves without stabilizer nfl we;

a small disturbance -  $\delta^o = 0.74$  rad,  $\delta_{ust.} = 1.274$  rad,  $G_{25} = 6$ ,  $G_{24} = 0.0$  ( $t = [0 \ 15]$  s)



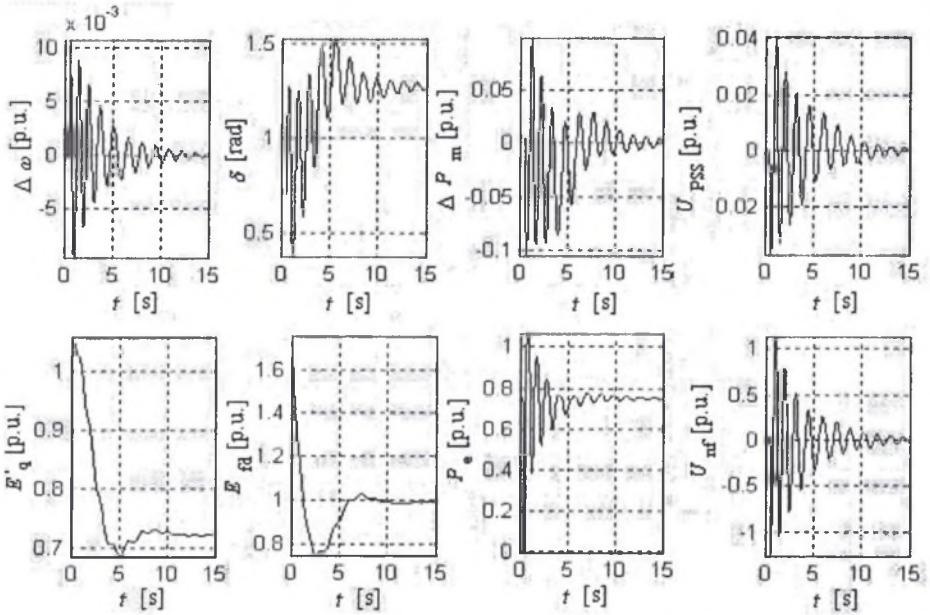
Rys. 6.63. Przebiegi przejściowe bez stabilizatora nfl we;

małe zakłócenie -  $\delta^o = 0.74$  rad,  $\delta_{ust.} = 1.274$  rad,  $G_{25} = 6$ ,  $G_{24} = 0.0$  ( $t = [0 \ 6]$  s)

Fig. 6.63. Transient curves without stabilizer nfl we;

a small disturbance -  $\delta^o = 0.74$  rad,  $\delta_{ust.} = 1.274$  rad,  $G_{25} = 6$ ,  $G_{24} = 0.0$  ( $t = [0 \ 6]$  s)

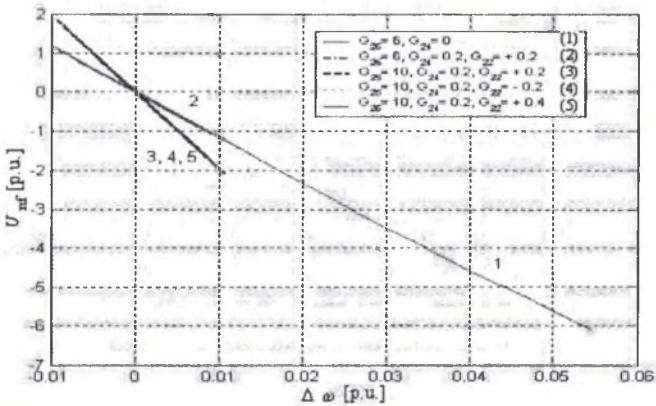




Rys. 6.64. Przebiegi przejściowe ze stabilizorem nflwe;  $\delta^\circ = 0.74$  rad,  $\delta_{ust.} = 1.274$  rad,  $G_{25} = 6$ ,  $G_{24} = 0.2$ ,  $G_{23} = 3$ ,  $G_{22} = -0.2$ ; zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.10$  s założono w chwili  $t_0 = 0.50$  s

Fig. 6.64. Transient curves with stabilizer nflwe;  $\delta^\circ = 0.74$  rad,  $\delta_{ust.} = 1.274$  rad,  $G_{25} = 6$ ,  $G_{24} = 0.2$ ,  $G_{23} = 3$ ,  $G_{22} = -0.2$ ; three-phase to ground fault occurs at  $t_0 = 0.50$  s and was cleared after  $t_z = 0.10$  s

Rysunek 6.65 pokazuje, jak zmienia się sygnał stabilizujący, generowany przez stabilizator nflwe w zależności od wielkości sygnału wejściowego. Charakterystyki w tym przypadku różnią się od zamieszczonych na rys. 6.58 tym, że modelowane było duże zakłócenie (dodatkowo zwarcie trójfazowe). Efektem tego zakłócenia było wielokrotne wzmocnienie sygnału wejściowego ( $\Delta\omega$ ).



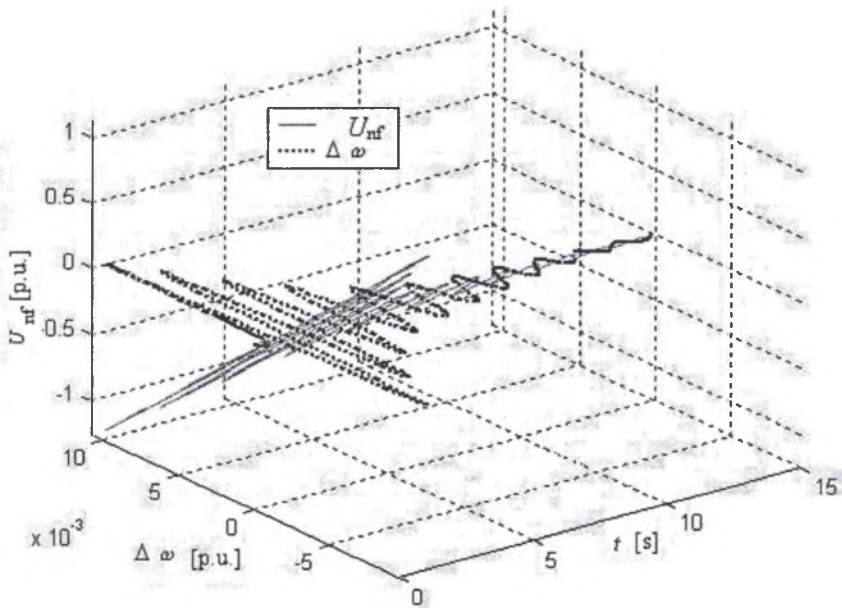
Rys. 6.65. Charakterystyki  $U_{nfl}(t) = f(\Delta\omega(t))$  stabilizatora nflwe w stanie nieustalonym przy dużych zakłóceniach (zwarcie 3f. +  $\delta^\circ < \delta_{ust.}$ );  $\delta^\circ = 0.74$  rad,  $\delta_{ust.} = 1.274$  rad, zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.10$  s założono w chwili  $t_0 = 0.50$  s

Fig. 6.65. Performances  $U_{nfl}(t) = f(\Delta\omega(t))$  of the stabilizer nflwe in the transients during a big disturbances (3ph fault +  $\delta^\circ < \delta_{ust.}$ );  $\delta^\circ = 0.74$  rad,  $\delta_{ust.} = 1.274$  rad, three-phase to ground fault occurs at  $t_0 = 0.50$  s and was cleared after  $t_z = 0.10$  s

Przedstawione na rys. 6.65 charakterystyki wykreślono wykorzystując wartości chwilowe przebiegów rejestrowanych w czasie symulacji zakłóceń. Można je interpretować jako odwzorowywanie w sygnale stabilizującym, generowanym przez nflwe, cech stanu nieustalonego przy dużych zakłóceniach.

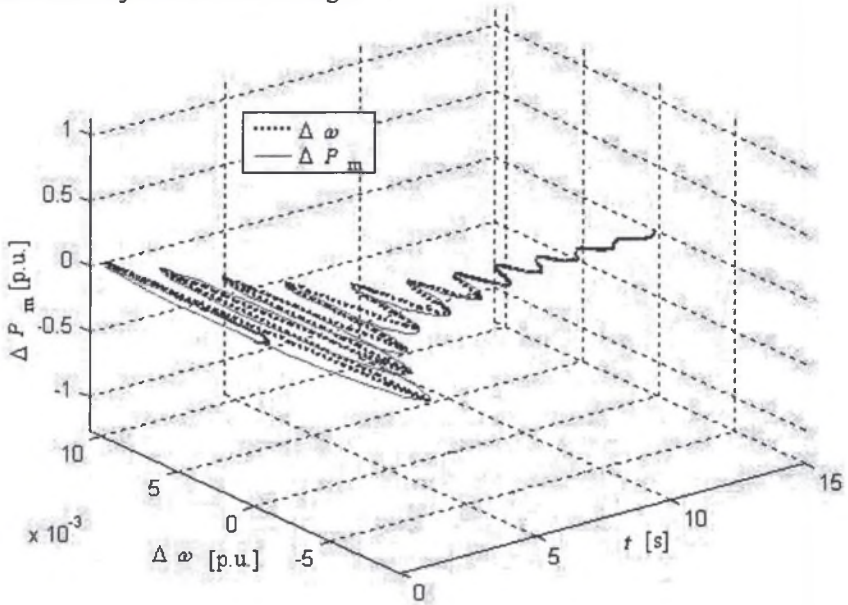
Charakterystyki wykreślone na rys. 6.65 pokazują, że amplituda sygnału stabilizującego  $U_{nf}$  zależy tylko od wartości sygnału wejściowego stabilizatora. Ich ujemny współczynnik nachylenia rośnie wraz ze wzrostem wzmocnienia  $G_{25}$ . Na komentarz zasługuje porównanie charakterystyk przedstawionych na rys. 6.58 i rys. 6.65, czyli przy małych i dużych zakłóceniach. W czasie małych zakłóceń wartości sygnału wejściowego ( $\Delta\omega$ ) zmieniały się w granicach  $\{+4 -8\} \cdot E-4$  p.u. Zmianom tym odpowiadał przedział zmienności sygnału stabilizującego  $\{+1 -2\} \cdot E-2$  p.u. Po wystąpieniu dodatkowo zwarcia odpowiedni przedział zmian wynosił dla  $\Delta\omega \{+100 -100\} \cdot E-4$  p.u., i odpowiadał zmienności  $U_{nf}$  w granicach  $\{+1.1 -1.2\} \cdot E0$  p.u. Oszacowanie tych przedziałów pozwala stwierdzić, że w przybliżeniu 25-krotne zwiększenie wartości dodatnich  $\Delta\omega$  powodowało prawie 110-krotne zwiększenie wartości dodatnich  $U_{nf}$ . W przypadku wartości ujemnych wzrost 12-krotny  $\Delta\omega$  powodował w przybliżeniu 60-krotny wzrost wartości  $U_{nf}$ . Świadczy to o dużej nieliniowości stabilizatora nflwe, która w tym przypadku jest korzystna i pozwala szybko oraz elastycznie wzmacniać działanie konwencjonalnych układów regulacji i przyspieszać likwidację stanu nieustalonego w SEE, spowodowanego podwójnym zakłóceniem.

Wspomnianą powyżej dużą nieliniowość sygnału stabilizującego ilustruje wykres zamieszczony na rys. 6.66. Pokazano, w czasie tłumienia kołysań, przebieg sygnału stabilizującego  $U_{nf}$  (oś z) wykreślony w funkcji chwilowych zmian wartości sygnału wejściowego ( $\Delta\omega$ ), którego przebieg w czasie, na płaszczyźnie (x, y), zaznaczono linią kropkowaną. Stopniowe zanikanie sygnału stabilizującego w miarę zmniejszania się odchyłeń  $\Delta\omega$  świadczy o prawidłowej reakcji stabilizatora, który dobrze nauczony powinien reagować tylko na pojawianie się stanu nieustalonego.

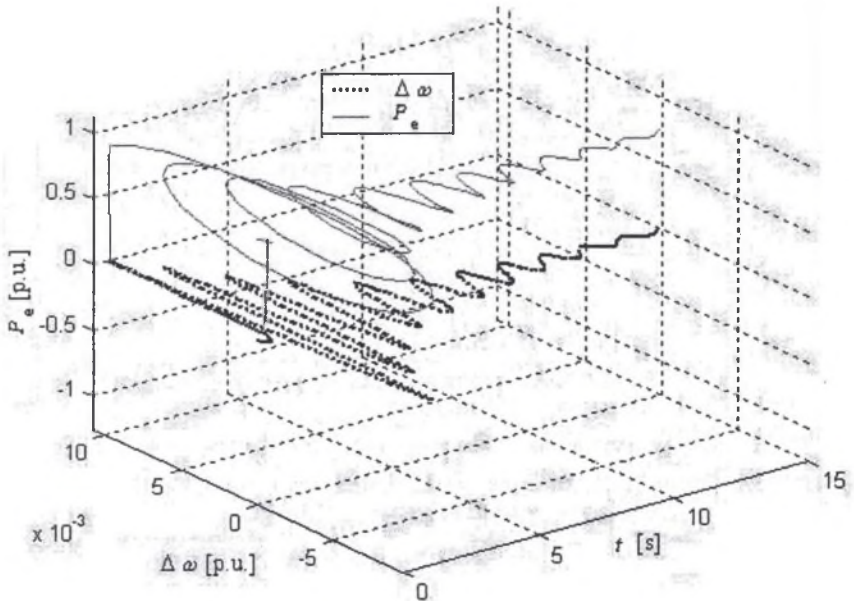


Rys. 6.66. Przebiegi sygnału stabilizującego  $U_{nf} = f(\Delta\omega(t), t)$  oraz  $\Delta\omega(t) = f(t)$ ; G1 z nflwe  
 Fig. 6.66. Transient course of the stabilizing signal  $U_{nf} = f(\Delta\omega(t), t)$  and  $\Delta\omega(t) = f(t)$ ; G1 with nflwe

Zamieszczone na rys. 6.67 i rys. 6.68 trajektorie, odpowiadające chwilowym zmianom przyrostów mocy mechanicznej  $\Delta P_m$  generowanej przez układ regulacji RT i mocy elektrycznej  $P_e$ , także w funkcji chwilowych zmian odchyłeń  $\Delta\omega$ , ilustrują proces przejściowy w trakcie likwidacji stanu nieustalonego.

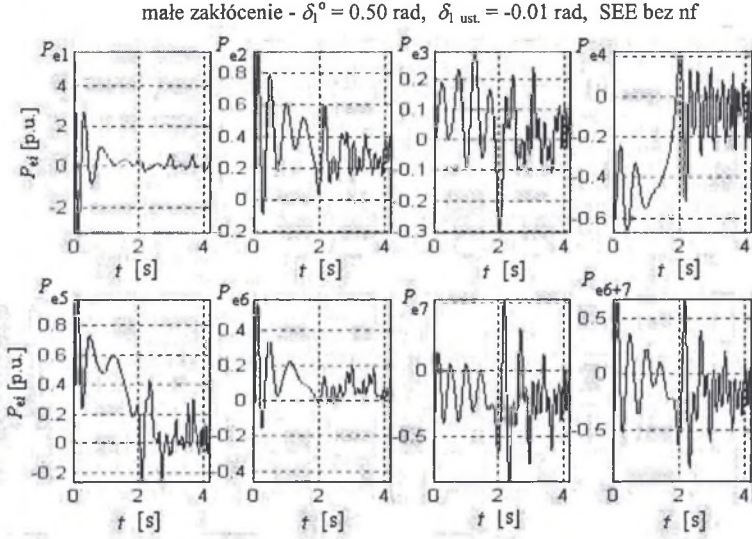


Rys. 6.67. Przebieg przyrostu mocy mechanicznej  $\Delta P_m = f(\Delta\omega(t), t)$  oraz  $\Delta\omega(t) = f(t)$ ; G1 z nfl we  
Fig. 6.67. Transient course of the mechanical power  $\Delta P_m = f(\Delta\omega(t), t)$  and  $\Delta\omega(t) = f(t)$ ; G1 with nfl we



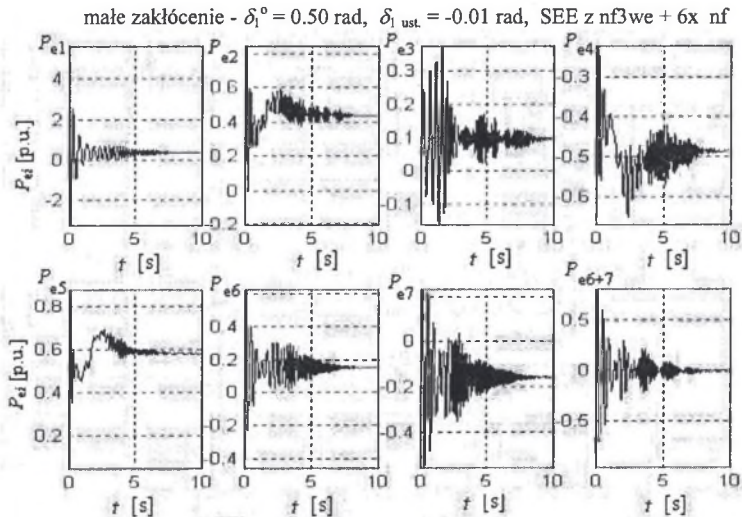
Rys. 6.68. Przebiegi mocy elektrycznej  $P_e = f(\Delta\omega(t), t)$  oraz  $\Delta\omega(t) = f(t)$ ; G1 z nfl we  
Fig. 6.68. Transient course of the electrical power  $P_e = f(\Delta\omega(t), t)$  and  $\Delta\omega(t) = f(t)$ ; G1 with nfl we

Równie dużą skuteczność w tłumieniu kołysań o niskiej częstotliwości mocy elektrycznej uzyskano stosując stabilizatory rozmyto-neuronowe w siedmiomaszynowym SEE (rys. 1.1, rys. Z.1.1). Przedstawione zostaną poniżej wybrane dwa charakterystyczne przypadki. Przebiegi przejściowe mocy elektrycznych  $P_{ei}$ , generowanej w poszczególnych podsystemach  $G_i$ , po założeniu, że w chwili  $t_0 = 0$  s  $\delta_1^0 = 0.5$  rad  $\neq \delta_{1ust}$ , zestawiono na rys. 6.69.



Rys. 6.69. Przebiegi przejściowe mocy elektrycznej  $P_{ei}$  ( $i = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$ ); małe zakłócenie -  $\delta_1^0 = 0.50$  rad,  $\delta_{1ust} = -0.01$  rad, SEE bez 7x nf

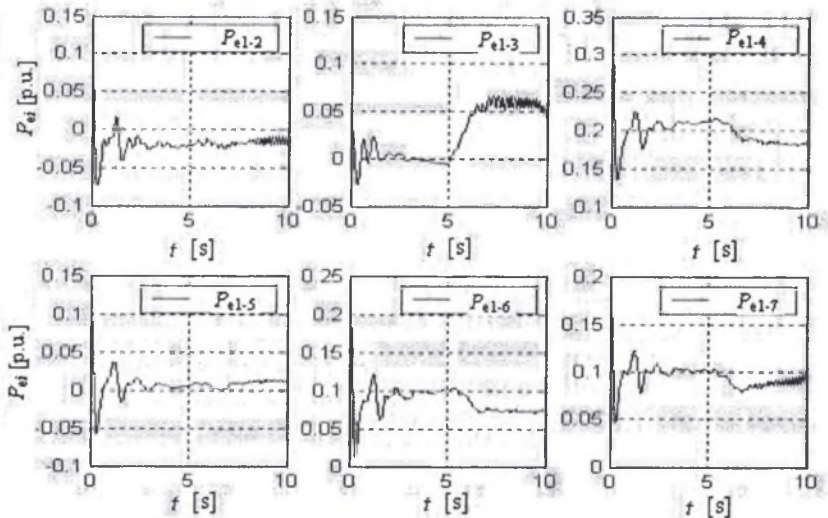
Fig. 6.69. Electrical power transients  $P_{ei}$  ( $i = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$ ); a small disturbance -  $\delta_1^0 = 0.50$  rad,  $\delta_{1ust} = -0.01$  rad, PS without 7x nf stabilizers



Rys. 6.70. Przebiegi przejściowe mocy elektrycznej  $P_{ei}$  ( $i = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$ ); małe zakłócenie -  $\delta_1^0 = 0.50$  rad,  $\delta_{1ust} = -0.01$  rad, SEE z 7x nf

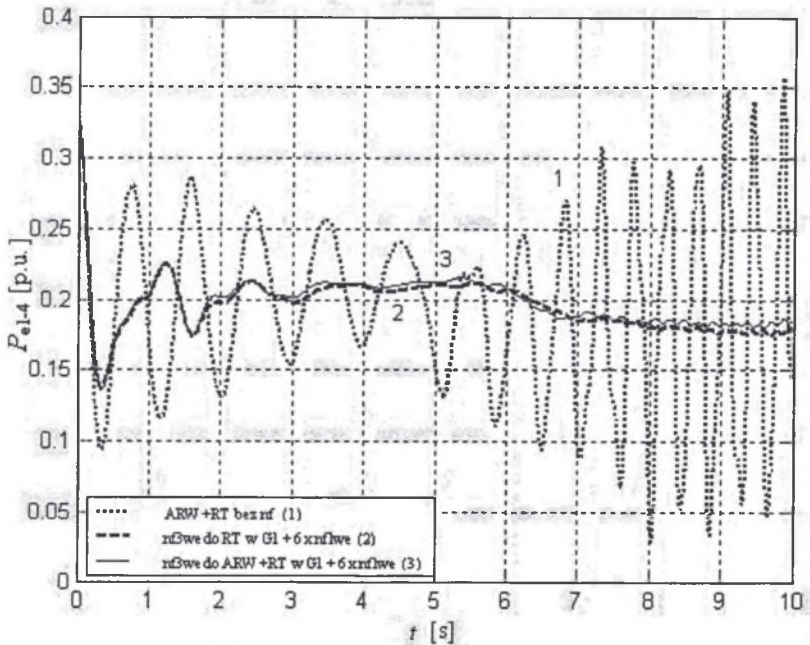
Fig. 6.70. Electrical power transients  $P_{ei}$  ( $i = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$ ); a small disturbance -  $\delta_1^0 = 0.50$  rad,  $\delta_{1ust} = -0.01$  rad, PS with 7x nf

małe zakłócenie -  $\delta_1^0 = 0.50$  rad,  $\delta_{1 \text{ ust.}} = -0.01$  rad, SEE z nf3we + 6x nf



Rys. 6.71. Przebiegi przejściowe mocy wymiany pomiędzy G1 oraz Gj ( $j = 2, 3, 4, 5, 6, 7$ ); SEE z 7x nf  
Fig. 6.71. Transient power swings in tie-line between G1 and Gj ( $j = 2, 3, 4, 5, 6, 7$ ); PS with 7x nf

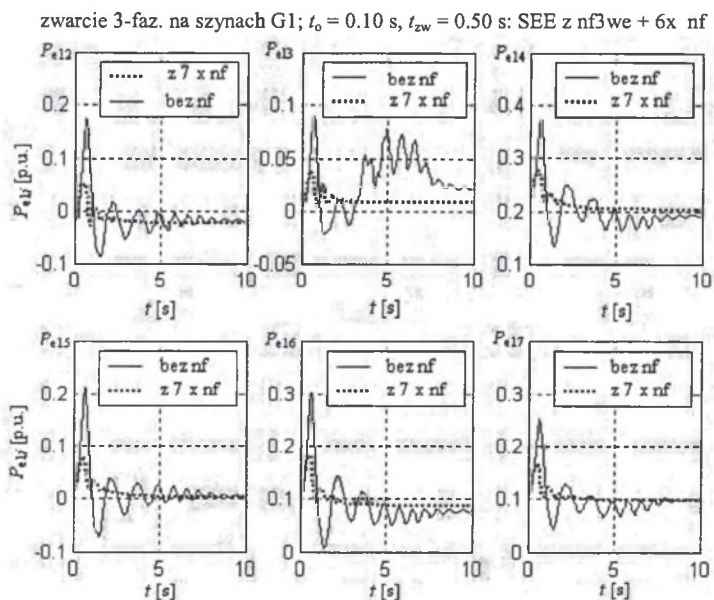
małe zakłócenie -  $\delta_1^0 = 0.50$  rad,  $\delta_{1 \text{ ust.}} = -0.01$  rad, SEE z nf3we + 6x nf



Rys. 6.72. Wpływ stabilizatorów nf na kołysania mocy wymiany pomiędzy G1 oraz G4 (por. rys. 6.71)  
Fig. 6.72. Influence of the stabilizers nf on a power swings in tie-line between G1 and G4 (vide fig. 6.71)

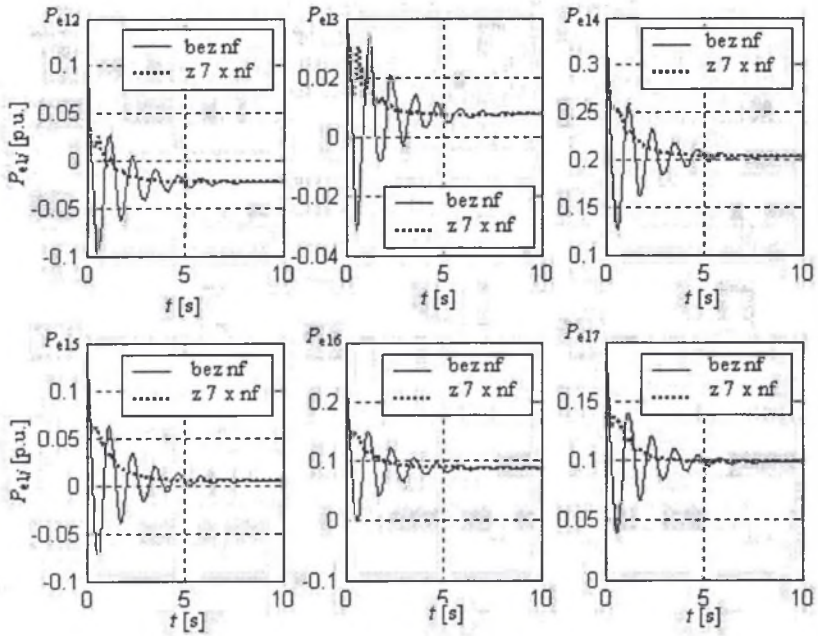
Analizując przebiegi pokazane na rys. 6.69, można zauważyć, że w czasie około 2 sekund od wystąpienia zakłócenia kołysania są początkowo tłumione przez konwencjonalne układy regulacji. Jednak, w miarę upływu czasu, te zanikające już oscylacje przebiegów powtórnie zaczynają narastać. Wartości chwilowe przepływów mocy czynnej zaczynają zmieniać się coraz szybciej, a zakres zmian staje się coraz większy. Przebieg mocy przyjmując postać zdeformowanej sinusoidy o narastającej amplitudzie i częstotliwości. Narastają kołysania w liniach łączących poszczególne podsystemy. Konwencjonalne układy regulacji nie są w stanie przeciwdziałać rozwijającej się awarii. Przykładowy przebieg mocy wymienianej pomiędzy podsystemem G1 oraz G4, pokazany na rys. 6.72, obrazuje utratę synchronizmu przez SEE. Na rys. 6.70 zestawiono przebiegi analogicznych mocy po załączeniu stabilizatorów nf. Widoczny jest pozytywny wpływ ich załączenia. Po około 8 sekundach nastąpiło wytłumienie kołysań. Proces tłumienia mocy wymiany pomiędzy podsystemami jest pokazany na rys. 6.71. Na przykładzie wybranego przebiegu (3 przebieg, w pierwszym wierszu na rys. 6.71) rys. 6.72 ilustruje korzyści uzyskane po załączeniu rozmyto-neuronowych nf. Wykreślony linią przerywaną na tym rysunku przebieg przejściowy, gdy w procesie tłumienia uczestniczy tylko regulator turbiny RT, potwierdza jego główną rolę w likwidacji skutków zakłócenia.

Drugim interesującym, z technicznego punktu widzenia, przypadkiem jest wystąpienie zakłócenia w dużym podsystemie, którego układy RT oraz ARW są w stanie wytłumić kołysania. Wybrane przebiegi przejściowe (mocy wymiany pomiędzy podsystemem G1, w którym założono zakłócenie oraz pozostałymi podsystemami G<sub>j</sub>) po wystąpieniu zwarcia 3-f. przedstawiono na rys. 6.73. Rysunek 6.74 zawiera także przebiegi wywołane zwiększeniem, w chwili  $t_0 = 0$  s, kąta  $\delta_1$  o 0.5 rad, ale ze stabilizatorami nf. Analiza przebiegów pozwala stwierdzić, że po zainstalowaniu stabilizatorów kołysania wywołane przez zakłócenia są tłumione nie tylko łagodniej, ale szybciej i skuteczniej. Potwierdzeniem tych obserwacji są także trajektorie zamieszczone na rys. 6.75. Na podkreślenie zasługuje, że w obydwu przypadkach nie zostały przekroczone zakresy regulacyjne układów RT, co można stwierdzić na zamieszczonych w załączniku pozostałych wynikach tych ww. symulacji.

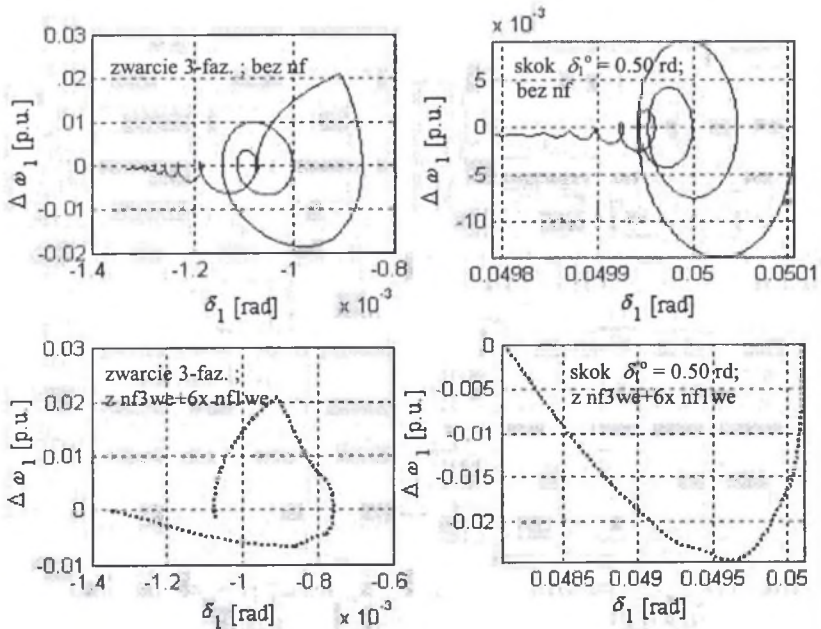


Rys. 6.73. Przebiegi przejściowe mocy wymiany pomiędzy G1 oraz G<sub>j</sub> ( $j = 2, 3, 4, 5, 6, 7$ ); SEE z i bez 7x nf  
Fig. 6.73. Transient power swings in tie-line between G1 and G<sub>j</sub> ( $j = 2, 3, 4, 5, 6, 7$ ); PS with and without 7x nf

małe zakłócenie -  $\delta_1^0 = 0.50$  rad,  $\delta_{1 \text{ ust.}} = -0.01$  rad, SEE z nf3we + 6x nf i bez nf



Rys. 6.74. Przebiegi przejściowe mocy wymiany pomiędzy G1 oraz  $G_j$  ( $j = 2, 3, 4, 5, 6, 7$ ); SEE z i bez 7x nf  
Fig. 6.74. Transient power swings in tie-line between G1 and  $G_j$  ( $j = 2, 3, 4, 5, 6, 7$ ); PS with and without 7x nf



Rys. 6.75. Trajektorie fazowe  $\Delta\omega_1(t) = f(\delta_1(t))$  podsystemu G1; SEE z i bez 7x nf  
Fig. 6.75. The trajectory  $\Delta\omega_1(t) = f(\delta_1(t))$  in the phase plane of the subsystem G1; PS with and without 7x nf

## 6.6. Uwagi końcowe

W podrozdziale przedstawiono zasady projektowania i uczenia adaptacyjnych rozmyto-neuronowych stabilizatorów kołysań. Proponowane podejście zilustrowano integralnie związanymi z nim wynikami badań i eksperymentów. Na ich podstawie sformułowano poniżej przedstawione podsumowanie.

- ◆ Zaproponowany sposób uczenia systemu wnioskowania rozmytego w trybie off-line umożliwił realizację adaptacyjnego rozmyto-neuronowego stabilizatora zdolnego skutecznie tłumić i stabilizować kołysania w SEE w stanach nieustalonych.

- ◆ Zasadniczą rolę w procesie tłumienia odgrywają w tym przypadku układy regulacji prędkości obrotowej turbiny, do których podawane są sygnały ze stabilizatorów rozmyto-neuronowych. Sygnały doprowadzane do układów ARW spełniają funkcje korekcyjne, stabilizując przede wszystkim małe kołysania przy ustalaniu się przebiegów.

- ◆ Stabilizatory rozmyto-neuronowe mogą być jednowejsciowe lub trzywejsciowe. Skuteczność oddziaływania jednowejsciowych jest większa, gdy w innych podsystemach pracują tylko konwencjonalne układy regulacji.

- ◆ Efektywność stabilizacji, znacznie większe i szybsze tłumienie amplitud przebiegów przejściowych ma miejsce w przypadku zastosowania stabilizatorów trzywejsciowych, gdy w innych podsystemach pracują także stabilizatory wykorzystujące „sztuczną inteligencję”.

- ◆ Warunkiem prawidłowego działania stabilizatora rozmyto-neuronowego jest realizacja procesu uczenia na odpowiednio dobranym zbiorze danych. Wykorzystanie jako wektora wzorcowego przebiegów z modelu, w których pracują konwencjonalne układy regulacji, nie daje zadowalających wyników. Nie należy również do uczenia wykorzystywać zbiorów danych z modelu SEE jednomaszynowego.

Należy jednak wyraźnie podkreślić, że dobrze nauczony stabilizator równie efektywnie tłumia kołysania w jednomaszynowym SEE.

- ◆ Testy stabilizatorów nauczonych w wyżej wymieniony sposób potwierdziły poprawne ich działanie przy pracy on-line w szerokim zakresie zmian parametrów sygnałów wejściowych, czyli dla małych i dużych zakłóceń oraz krótkotrwałych, jak i hipotetycznie nierealnie długich zwarć trójfazowych. Także po założeniu prawie nieprawdopodobnych przypadków zwarć jednoczesnych w kilku podsystemach są one w stanie wytłumić wywołane kołysania.

- ◆ Potwierdzono skuteczne oddziaływanie stabilizatora w długim przedziale czasu przy specyficznym rodzaju zakłóceń, jakimi są oscylacje mocy o niskiej częstotliwości. Stabilizatory rozmyto-neuronowe są w stanie pokonać problemy, z którymi nie radzą sobie konwencjonalne układy regulacji. Jest to szczególnie istotne, uwzględniając, że dotychczas likwidacja takiego rodzaju zakłóceń jest realizowana przez rozbudowane struktury wielopoziomowe.

- ◆ Z punktu widzenia łatwości technicznej implementacji zaproponowano wykorzystanie jako sygnałów wejściowych stabilizatorów wielkości, które są łatwo dostępne i mierzalne przy zdecentralizowanym, lokalnym sterowaniu. Są nimi: odchylenie prędkości od prędkości synchronicznej, kąta elektryczny i moc elektryczna. Testowana jako wielkość wejściowa siła elektromotoryczna wzbudzenia nie dała zadowalających wyników.

- ◆ Wyniki przeprowadzonych symulacji wykazały, że dobrze nauczony stabilizator działa adaptacyjnie w szerokim zakresie zmian parametrów wejściowych i nie wymaga optymalizacji w poszczególnych stanach pracy SEE. Decydujące znaczenie ma jednak prawidłowe określenie współczynników wagowych sygnałów wejściowych i wyjściowych stabilizatora. Współczynniki te powinny być tak dobrane, aby przy dużych wymuszeniach lub krótkotrwałych zwarciach nie występowało nasycenie nieliniowych funkcji aktywacji neuronów w warstwach stabilizatora.



♦ Zastosowanie adaptacyjnego rozmyto-neuronowego systemu wnioskowania pozwala już po nauczaniu stabilizatora na „ręczną” korektę jego właściwości. Jest to możliwe poprzez modyfikację kształtów funkcji przynależności rozmywających sygnały wejściowe. Podobnej zalety nie posiadają stabilizatory neuronowe.

♦ Efektem oddziaływania adaptacyjnych rozmyto-neuronowych stabilizatorów jest duże zmniejszenie chwilowych wartości energii kinetycznych i potencjalnych, w stanie przejściowym, oraz energii całkowitych, zarówno podsystemu, w którym wystąpiło zakłócenie, jak i całego SEE. Zwiększa to obszar stabilności oraz wpływa na poprawę parametrów eksploatacyjnych.

W rozdziale przedstawiono stabilizatory rozmyto-neuronowe (nf), które uczone były w trybie off-line. Zastosowano je do wspomagania pracy konwencjonalnych układów regulacji RT i ARW w trybie on-line, w zdecentralizowanych systemach sterowania poszczególnych podsystemów SEE. Sygnałami wejściowymi tych stabilizatorów są wyselekcjonowane wielkości mierzalne lokalnie. Rozmyty system wnioskowania stabilizatorów nf generuje sygnał stabilizujący, reagując, podobnie jak w przypadku stabilizatorów nn, na chwilowe wartości odchyłeń prędkości od prędkości synchronicznej, wartości kąta delta będącego całą z tych odchyłeń prędkości oraz mocy elektrycznej generowanej. W przypadku stabilizatorów jednowejsiowych sygnałem wejściowym także jest odchylenie prędkości od prędkości synchronicznej. Efekty wspomagania klasycznych układów regulacji są najlepsze w przypadku zastosowania nf we wszystkich podsystemach.

Najsukuteczniejsze działanie wykazuje stabilizator trzywejsiowy. W wyniku pobudzenia przez niego klasycznych układów regulacji, po zasymulowanym zwarciu trójfazowym na szynach podsystemu 1, moduł pierwszej ujemnej amplitudy, odchylenia prędkości od prędkości synchronicznej, jest mniejszy około 46% w stosunku do analogicznego przebiegu bez nf. Odpowiednio moduł pierwszej dodatniej amplitudy jest taki sam, moduł drugiej ujemnej amplitudy jest mniejszy około 25%, a moduł drugiej dodatniej amplitudy jest mniejszy już około 50%. Jednocześnie przy takich samych amplitudach pierwszego dodatniego wychylenia kąta delta, amplituda pierwszego ujemnego jest mniejsza o 60%, a drugiego dodatniego wychylenia tego kąta o 47% w stosunku do amplitudy kąta w SEE bez nf. Następnie bez kołysań przebieg zdąża do wartości ustalonej.

Udar mocy elektrycznej w chwili wyłączania zwarcia jest w tym przypadku mniejszy około 16%. Kołysania są wytłumione w przybliżeniu po 3 sekundach, podczas gdy w przypadku braku nf są wyraźne jeszcze w szóstej sekundzie trwania symulacji.

Można zaobserwować również mniejsze oscylacje przyrostu mocy mechanicznej, którego wartość, po czasie trzech sekund, także monotonicznie maleje do zera.

Na podkreślenie zasługuje, zilustrowany rysunkami, przypadek, w którym po zasymulowaniu zwarcia trwającego teoretycznie aż 0.7 sekundy, układy regulacji wspomaganie przez stabilizatory nf są w stanie w czasie sześciu sekund wytłumić kołysania. W SEE z konwencjonalnymi układami regulacji, przy takim zakłóceniu, pierwszy generator wypada z synchronizmu już w drugiej sekundzie.

Zalety regulatorów nf dobrze podkreśla również zamieszczony przykład zwarcia jednoczesnego, trwającego 0.2 s, na szynach trzech podsystemów. Układy regulacji z nf tłumią kołysania w ciągu 8 s, podczas gdy w SEE bez nf pierwszy generator wypada z synchronizmu po czasie około 2.2 s. Potem tracą synchronizm następne.

Zastosowanie stabilizatorów nf umożliwia w tym przypadku utrzymanie synchronizmu pierwszego podsystemu, co determinuje zachowanie stabilności całego SEE.

Dokonane porównanie stabilizatorów nn i nf pokazuje lepsze właściwości stabilizatorów nf. Wspomagane przez niekonwencjonalne układy regulacji RT i ARW łagodniej i w krótszym czasie tłumią kołysania odchyłeń prędkości od prędkości synchronicznej, kąta delta i mocy elektrycznej.

## 7. PODSUMOWANIE I WNIOSKI KOŃCOWE

Niniejsza monografia zawiera opis teoretyczny i omówienie konkretnych rozwiązań technicznych proponowanych i badanych przez autora. Tematyka dotyczy tłumienia kołysań w systemie elektroenergetycznym (SEE). Aby zrealizować założony, a przedstawiony w tezach cel, konieczne było uzyskanie odpornego sterowania zapewniającego skuteczne tłumienie kołysań w SEE, w szerokim zakresie zmian jego parametrów. Zaprojektowano i opracowano adaptacyjne stabilizatory neuronowe i rozmyto-neuronowe. Wykazano, że stabilizatory takie potrafią, poprzez oddziaływanie na konwencjonalne układy regulacji, doprowadzać do likwidacji skutków małych i dużych zakłóceń zwarciovych. Weryfikację przeprowadzono zakładając, groźne z punktu widzenia zachowania stabilności, zwarcia trójfazowe na szynach generatorowych [147]. Skuteczność działania stabilizatorów, w czasie występowania małych, pozornie tylko niegroźnych zakłóceń, również potwierdziły przeprowadzone testy. Wykazały one, że oscylacje mocy przesyłanych pomiędzy poszczególnymi podsystemami SEE mogą być wytłumione po zastosowaniu takich dodatkowych układów tłumiących.

Przedstawione stabilizatory wykorzystują inteligentne systemy obliczeniowe. Wspólną, cenną dla projektanta ich cechą jest to, że nie potrzebują dokładnego modelu matematycznego opisującego procesy przejściowe wymagające tłumienia. Są one w stanie pobierać wiedzę zawartą w sygnałach wejściowych. Mają zdolność uczenia się i adaptacji.

Efektywne działanie stabilizatorów możliwe jest jednak tylko, gdy nauczy się je, jak mają reagować w czasie stanów niestabilnych. Nienauczone nie mają zdolności wnioskowania, gdyż podejmują decyzje na podstawie posiadanej przez siebie wiedzy.

Ale należy pamiętać, że proces uczenia, to niestety powtarzające się cykle iteracyjne. Dlatego zrezygnowano z koncepcji, preferowanej przez część badaczy, uczenia w oparciu o dane wykorzystujące chwilowe, bieżące parametry stanu przejściowego przy jednoczesnym, równoległym generowaniu sygnałów stabilizujących w trybie „in real time”. Stwierdzono, że dostępne metody i procedury obliczeniowe powodują niewystarczającą skuteczność takiego sposobu tłumienia oscylacji w SEE.

Zagadnienia związane z procesem uczenia zarówno stabilizatorów neuronowych, jak i rozmyto-neuronowych omówiono w rozdziale 4. Wyniki wielu eksperymentów wykazały fundamentalne znaczenie tego zagadnienia. Potwierdziły przypuszczenie, że niezbędne jest rozwiązanie problemu odpowiedniego uczenia regulatora, mającego spełniać rolę stabilizatora, gdyż determinuje to efektywną stabilizację. Powodzenie procesu uczenia zależy od zastosowania właściwego zbioru uczącego.

Danych stanowiących reprezentatywne zbiory uczące nie można uzyskać bezpośrednio z rzeczywistego SEE, w którym tak ze względów technicznych, jak i ekonomicznych niedopuszczalne jest wykonywanie prób i doświadczeń wywołujących duże i ciężkie awarie, w celu rejestracji przebiegów przejściowych przez nie generowanych. Możliwe jest jedynie wykorzystanie, często niepełnych, danych zgromadzonych w czasie wystąpienia takich zakłóceń, jak i wyników nielicznych precyzyjnie zaplanowanych, ale ograniczonych prób zwarciovych do porównania z wynikami otrzymywanymi z symulacji komputerowych.

Przebiegi przejściowe uzyskiwano z symulacji komputerowych na modelach SEE. Duży wpływ na wyniki symulacji ma przyjęty model i dlatego opis wykorzystywanych modeli zawarto w rozdziale 2, a w załączniku przedstawiono inne bardziej złożone. Z uwagi na fakt, że modele takie są wykorzystywane przez wielu badaczy w prowadzonych badaniach stanów przejściowych w SEE, uznano, iż sprawdzenie na nich poprawności działania i dodatkowa weryfikacja proponowanych przez autora rozwiązań będzie cennym materiałem porównawczym.

Ogólnego omówienia problemu stabilności i stabilizacji SEE, poprzez tłumienie w nim kołysań, dokonano w rozdziale 3. Bardziej szczegółowo przedstawiono blokową strukturę układów regulacji, prezentując przyjętą i zastosowaną lokalizację dodatkowych stabilizatorów.

Wyniki otrzymane z symulacji komputerowych stanowiły zbiory wzorcowych par wejście/wyjście. Pary te podawane jako dane wejściowe umożliwiały uczenie sieci określonego reagowania na zadane sygnały wejściowe przy pożądanej odpowiedzi. W oparciu o minimalizację kryterium jakości, którym był gradient błędu łącznego pomiędzy pożądanymi i aktualnymi sygnałami wejściowymi, gdy na wejście podawany był zadany sygnał, w procesie uczenia wyznaczano parametry sieci. Dla stabilizatorów neuronowych były to wartości wag, natomiast dla rozmyto-neuronowych określano wartości parametrów funkcji przynależności bloku rozmywania i funkcji liniowych, realizowanych przez sieć neuronową w bloku wyostrzania. Pamiętając, że nie ma ogólnych optymalnych metod postępowania przy uczeniu sieci mimo bardzo bogatej bibliografii, a pozytywny efekt uczenia to wynik udanych eksperymentów i intuicji realizującego ten proces, przebadano dużą liczbę różnych wariantów zakłóceń. Modelowano zwarcia długo- i krótkotrwałe, zmiany konfiguracji sieci, skokowe zmiany obciążeń oraz zmiany parametrów układów przesyłowych i wytwórczych, tworząc obszerny zbiór, który wydawał się być reprezentatywny dla szerokiej gamy zakłóceń. Mimo długotrwałego wielokrotnego uczenia nauczone na tych zbiorach stabilizatory nie reagowały w sposób zadowalający na niektóre zakłócenia. Poszukując przyczyny niepowodzeń, stwierdzono wystąpienie tzw. przetrenowania. Zjawisko spowodowane nadmiernym dopasowaniem powodowało, że sieci skupiały się intensywnie na finezyjnych szczegółach oddzielnych próbek. Nie nauczyły się ogólnych cech niezbędnych do podejmowania prawidłowych decyzji i stąd wynikało pogorszenie się jakości stabilizacji. Był to powód zrezygnowania z tego dosyć popularnego sposobu uczenia. Po weryfikacji odrzucono ten wariant uczenia stabilizatorów.

Dopiero włączenie do modelu SEE zaprojektowanych klasycznych stabilizatorów adaptacyjnych, przedstawionych w pierwszej części rozdziału 4, umożliwiło pokonać problemy z uczeniem stabilizatorów wykorzystujących sztuczną inteligencję. Przebiegi przejściowe, uzyskane z symulacji zwarć trójfazowych w tych modelach, pozwoliły na opracowanie kolejnych zbiorów uczących. Wyniki weryfikacji potwierdziły, iż stabilizatory nauczone na tych zbiorach wykazują oczekiwaną skuteczność przy tłumieniu oscylacji charakterystycznych dla przebiegów przejściowych.

Przy projektowaniu i realizacji stabilizatorów przyjęto, wygodną z eksploatacyjnego punktu widzenia, koncepcję tzw. „czarnej skrzynki” o jednym lub trzech wejściach i dwóch wyjściach. Stanowi ona stabilizator, który dobrze nauczony w trybie off-line może w każdej chwili być podłączony do konwencjonalnych układów regulacji. Jeżeli w trakcie procesu uczenia stabilizator taki nauczył się odpowiednio reagować na podawane, zmieniające się w szerokim zakresie, sygnały wejściowe, to jest on w stanie skutecznie stabilizować SEE tłumiąc pojawiające się w nim kołysania.

Założono dodatkowo, że sygnały wejściowe powinny być dostępne i łatwo mierzalne lokalnie. Dlatego są nimi moc elektryczna generowana w miejscu zainstalowania, odchylenie prędkości od prędkości synchronicznej i kąt elektryczny. Podejście takie może ułatwić ewentualną implementację w rzeczywistym SEE.

Równie istotną, różniącą się od ogólnie stosowanych, koncepcją było przyjęcie, że główny udział w stabilizacji kołysań będą miały układy prędkości obrotowej turbiny, oczywiście przy zachowaniu koniecznych ograniczeń. Zdeterminowało to poszukiwanie właściwych zbiorów uczących. Wyniki weryfikacji potwierdziły atrakcyjność takiego podejścia i dużą skuteczność takiego tłumienia w procesie likwidacji skutków zakłóceń.

Należy podkreślić, że współczesne układy regulacji turbin, trzeciej generacji [72], są w stanie bezpośrednio współpracować z takimi cyfrowymi stabilizatorami, którymi mogą być zunifikowane moduły mikroprocesorowe, podobne np. do wymiennych kart w komputerach.

Rozdział 5 traktuje o stabilizatorach neuronowych. Przedstawiono zasady realizacji takich stabilizatorów, omówiono podstawowe elementy wielowarstwowej sieci neuronowej, którą jest taki stabilizator. Omówiono sposób realizacji perceptronu i adaptacyjnej warstwy wyjściowej. Zaprezentowano zastosowane architektury. Podano reguły korekcji wag w warstwach ukrytej i wyjściowej, wykorzystywane w procesie uczenia rozpatrywanych w pracy struktur. Przyjęta, dyskretna w czasie, metoda uczenia jest wzorowana na metodzie wstecznej propagacji błędów. Wykorzystanie do uczenia algorytmu Levenberga - Maquardta, będącego modyfikacją tej metody, pozwoliło na wielokrotne skrócenie czasu obliczeń iteracyjnych. Integralnie związane z oceną działania regulacji, zagadnienie odpowiedniego doboru wag zarówno sygnałów wejściowych do stabilizatora, jak i do konwencjonalnego układu regulacji ze stabilizatora zilustrowano dla przypadku zastosowania wybranego stabilizatora. Porównania opracowanych stabilizatorów dokonano w podpunkcie prezentującym wyniki weryfikacji, natomiast podsumowanie tych zagadnień zawarto w uwagach zamykających podrozdział 5.5.

Rozdział 6 niniejszej monografii opisuje stabilizatory rozmyto-neuronowe, w których sieć neuronowa realizuje zależności funkcyjne umożliwiające generowanie sygnałów stabilizujących z rozmytego systemu wnioskowania typu Takagi-Sugeno. Przedstawiono architekturę stabilizatora oraz strukturę systemu wnioskowania rozmytego. Omawiając blok rozmywania zwrócono uwagę na znaczenie prawidłowego założenia liczby i kształtu funkcji przynależności. Efektem przeprowadzania wielu serii symulacji było wybranie dzwonowej funkcji przynależności i przyjęcie siedmiu zmiennych lingwistycznych, odpowiadających dodatnim wartościom znormalizowanej dziedziny. Sposób realizacji następników reguł, będących liniową kombinacją zmiennych wejściowych, stabilizatora jedno- i trzywejściowego przedstawiono w opisie bloku wyostrzania. Po ogólnym wprowadzeniu do problematyki ucznia stabilizatorów rozmyto-neuronowych kolejne podrozdziały poświęcone są wykorzystywanym do uczenia procedurom – gradientowej, wynikającej z metody wstecznej propagacji błędów, oraz hybrydowej, która jest połączeniem metody gradientowej i rekurencyjnej najmniejszych kwadratów. Dla uproszczonej struktury pokazano sposób iteracyjnego modyfikowania wag sieci neuronowej. Wyprowadzono rekurencyjne procedury, pozwalające znaleźć optymalne wartości parametrów dzwonowej funkcji przynależności zbiorów rozmytych. Opis sposobu przygotowywania zbiorów dyskretnych danych wejścia/wyjścia i obliczania błędu uczenia stabilizatora pozwala dokładniej przeanalizować wpływ przyjmowanej metody uczenia oraz liczby cykli iteracyjnych na kształty zmodyfikowanych, po uczeniu, funkcji przynależności i przestrzenie sterowań.

Dla takiego samego modelu jak w podrozdziale 4.2 stabilizatory testowano, dołączając je do modelu siedmiomaszynowego SEE. Wybrane wyniki testów pozwalają prześledzić działanie stabilizatorów rozmyto-neuronowych zarówno dla wartości krytycznego czasu zwarcia, jak i czasów krótszych. Wykonano symulacje dla nierealnie dużych czasów trwania zwarcia, po którym konwencjonalne układy regulacji nawet wspomagane przez stabilizatory neuronowe nie są w stanie ustabilizować kołysań w SEE. Zaprezentowano wyniki zamodelowania hipotetycznie mało prawdopodobnych zwarć trójfazowych, występujących jednocześnie w kilku podsystemach. Testy uwzględniały ponadto wykorzystywany często do badań porównawczych model CIGRE 225 kV [133] i zawarte w bibliotece Power System Blokssets [117] trójfazowe modele generatorów, układy ARW i ARN 'IEEE type1', model STG turbiny parowej z regulatorem prędkości obrotowej oraz model HTG turbiny wodnej z regulatorem PID. Bardziej szczegółowej analizie, przy weryfikacji wyżej wymienionych metod uczenia, poddano zbiory niestandardyzowane i standardyzowane uzyskane przy

symulacji zwarcia. Dokonano oceny porównawczej starając się wyselekcjonować stabilizatory, które zapewniły najszybszą stabilizację przy najmniejszych amplitudach.

Po aplikacji zaprojektowanych stabilizatorów stwierdzono, że ich działanie prowadzi, w stanach nieustalonych, do obniżenia się energii SEE. Do obliczeń wykorzystano zdefiniowaną w rozdziale 3 funkcję Lapunowa, odpowiadającą energii całkowitej systemu, a będącą sumą energii kinetycznych i potencjalnych. Wyniki obliczeń, w dyskretnych chwilach, odpowiadających aktualnym, zmiennym krokom całkowania modelu matematycznego SEE, przyjęto za wskaźniki syntetyczne umożliwiające zobrazowanie wpływu dodatkowych stabilizatorów na zachowanie się SEE w stanach zakłóceń. W celu uzyskania możliwości porównania efektów oddziaływania stabilizatorów rozmyto-neuronowych na stabilizację procesów przejściowych zdefiniowano wskaźniki wykorzystujące wielkości mierzalne lokalnie. Porównanie wyznaczonych wskaźników, zarówno ich graficznych przebiegów, jak i wartości liczbowych, stanowi ilościowe potwierdzenie analiz jakościowych. Wynika z nich, że po zainstalowaniu stabilizatorów wartości amplitud energii kinetycznej i potencjalnej znacznie zmniejszają się. Można również zauważyć występujące duże zwiększenie szybkości tłumienia kołysań i brak oscylacji w końcowym etapie ich stabilizacji.

W końcowej części tego punktu wykazano, że nawet w długim przedziale czasu, przy specyficznym rodzaju zakłóceń, jakimi są oscylacje mocy o niskiej częstotliwości, stabilizatory rozmyto-neuronowe są w stanie pokonać problemy, z którymi nie radzą sobie konwencjonalne układy regulacji. Jest to szczególnie istotne, gdyż takie oscylacje są coraz częściej obserwowane w liniach stale rozrastających się, wzajemnie połączonych, rozległych obszarowo SEE i niestety mogą one nasilać się. Tego rodzaju kołysania, występujące w jednym podsystemie, z małą zwłoką czasową odczuwane są w odległych obszarowo, a stosunkowo bliskich, poprzez wzajemne sprzężenia elektryczne, innych podsystemach. Nieskuteczne tłumienie takich oscylacji może prowadzić do lawinowych wyłączeń, których przykładem była słynna awaria systemowa, mająca miejsce w USA w końcu XX wieku.

Te cenne zarówno z punktu widzenia stabilności, jak i eksploatacji efekty dobrze ilustrują potencjalne korzyści, jakie może przynieść praktyczna implementacja takich i podobnych stabilizatorów.

W monografii zaprezentowano rozwiązania umożliwiające znaczącą poprawę tłumienia kołysań w stanach nieustalonych. Odrzucono struktury i rozwiązania zbyt uproszczone, których działania w warunkach ekstremalnych zdarza się, że wywołują odwrotny do zamierzonego efekt. Zrezygnowano także z omawiania struktur zbyt skomplikowanych, a dających jedynie bardzo niewielką, w porównaniu z przedstawionymi, poprawę tłumienia kołysań w SEE, obawiając się zniechęcenia zainteresowanych zamierzających podjąć trud praktycznej implementacji proponowanej koncepcji.

Początkowe symulacje stanów nieustalonych w SEE wykonywane były przy wykorzystaniu oprogramowania, opartego na uniwersalnych językach Fortran i C, którego współautorem był piszący tę monografię [17, 20]. Do zastosowania narzędzia uniwersalnego skłoniła autora chęć uzyskania kompatybilności, a w szczególności możliwości porównywania wyników z podobnymi zawartymi w literaturze. Było to bardzo ważne w chwili rozpoczęcia realizacji na arenie międzynarodowej wspólnego projektu badawczego [29, 31, 34, 126]. Dlatego zamieszczone w pracy modele SEE, stabilizatory, wyniki ich uczenia, wygenerowane adaptacyjne rozmyto-neuronowe systemy wnioskowania oraz wyniki symulacji komputerowych stanów nieustalonych w SEE wykonane zostały przez autora przy zastosowaniu oprogramowania Matlab-Simulink [44, 50, 116, 117, 122, 123]. Możliwe jest również wykorzystanie innych pakietów do symulowania ciągłych i dyskretnych modeli dynamicznych, jak to czynili niektórzy cytowani w bibliografii autorzy, a także zrealizowanie zaprezentowanych stabilizatorów za pomocą innych programów.

Podsumowanie to nie zawiera wniosków szczegółowych, gdyż zamieszczano je w końcowych podpunktach rozdziałów 4, 5 i 6.

W ogólności, niniejsza monografia dotyczy zagadnień z dziedziny informatyki i elektroenergetyki, modelowania dynamicznych nieliniowych systemów, teorii sterowania oraz optymalizacji. Zaprezentowane stabilizatory można uważać za silne narzędzie, umożliwiające odporne sterowanie procesami przejściowymi w stanach nieustalonych wywołanych przez zakłócenia normalnej pracy SEE. Działanie stabilizatorów powinno umożliwiać powrót wzajemnie połączonych podsystemów do synchronicznej współpracy i jej stabilizacji. Jest to możliwe jedynie w przypadku wytlumienia powstałych kołysań. Stąd pochodzi nazwa zawarta w tytule. Za własny autorski wkład do rozwiązania przedstawionej tematyki można uznać:

1. Opracowanie nieliniowych modeli wielomaszynowego SEE, umożliwiających wielo-wariantowe symulacje zarówno dużych, jak i małych zakłóceń.
2. Analizę modeli układów regulacji prędkości obrotowej turbiny, z punktu widzenia badań symulacyjnych, i wybór najbardziej efektywnego modelu. Model taki nie wprowadza stanu nieustalonego w chwili rozpoczęcia symulacji przed załączeniem zakłócenia. Model umożliwia monitorowanie chwilowych wartości przyrostów mocy mechanicznej  $\Delta P_m$ .
3. Opracowanie adaptacyjnego algorytmu sterowania na podstawie metody Lapunowa. Umożliwiło to skonstruowanie konwencjonalnego adaptacyjnego stabilizatora. Efektem dołączenia tego stabilizatora do klasycznych układów regulacji prędkości obrotowej turbiny było ponad trzykrotne skrócenie czasu tłumienia kołysań w SEE.
4. Opracowanie oryginalnej metody uczenia stabilizatorów neuronowych i rozmyto-neuronowych. Bazą danych do uczenia były przebiegi przejściowe otrzymywane z symulacji zwarć w wielomaszynowym SEE, w którym opracowane adaptacyjne stabilizatory wspomagały działanie klasycznych układów regulacji.
5. Weryfikację metod uczenia sieci neuronowych. W efekcie zastosowano algorytm Levenberga-Marquardta. Algorytm ten kilkadziesiąt razy, w porównaniu z innymi algorytmami, skrócił czas uczenia stabilizatorów. Możliwe było dzięki temu przeprowadzenie kilkuset cykli obliczeniowych uczenia i wybranie stabilizatorów o najlepszych właściwościach.
6. Opracowanie stabilizatorów neuronowych o różnej liczbie wejść i różnej liczbie warstw. Określenie niezbędnej liczby neuronów w poszczególnych warstwach stabilizatora. Stwierdzono brak celowości stosowania więcej niż trzech warstw oraz więcej niż trzech sygnałów wejściowych.
7. Weryfikację potencjalnych sygnałów wejściowych stabilizatora z punktu widzenia ich wpływu na skuteczność jego działania. Stwierdzono, że najlepsze właściwości wykazują stabilizatory, których sygnałami wejściowymi są: odchylenie prędkości od prędkości synchronicznej, kąt delta będący całą z tego odchylenia prędkości oraz moc elektryczna generowana. W przypadku stabilizatorów jednowejsciowych sygnałem wejściowym powinno być odchylenie prędkości od prędkości synchronicznej.
8. Opracowanie stabilizatorów rozmyto-neuronowych jedno- i trzywejściowych.
9. Zastosowanie do uczenia tych stabilizatorów baz danych analogicznych jak w przypadku stabilizatorów neuronowych.
10. Określenie wpływu metod uczenia stabilizatorów rozmyto-neuronowych, metody propagacji wstecznej oraz metody hybrydowej, jak i standaryzowanych i nie-standaryzowanych zbiorów danych uczących na właściwości rozmytych systemów wnioskowania stabilizatorów.

11. Wykazanie w oparciu o obliczone wartości energii SEE, liczonej względem punktu równowagi, że zastosowanie stabilizatorów rozmyto-neuronowych prowadzi do obniżenia się tej energii. Odpowiada zwiększeniu obszaru stabilności zarówno poszczególnych podsystemów, jak i całego SEE.
12. Wykazanie skuteczności stabilizatorów rozmyto-neuronowych w tłumieniu wolnozmiennych mocy. Duże zdolności adaptacyjne tych stabilizatorów oferują interesujące korzyści w rozwiązywaniu problemów, jakie stwarzają, coraz częściej obserwowane w SEE Europy, kołysania mocy o niskiej częstotliwości.

## LITERATURA

1. Anderson B.D.: "A system theory criterion for positive real matrices", *J. SIAM Control*, Vol. 5, No. 2, 1967, pp. 171-182.
2. Bar-Kana I., Kaufman A.: "Global stability and performance of a simplified adaptive algorithm", *Int. J. Control*, Vol. 42, 1985, No. 6, pp.1491-1505.
3. Bar - Kana I., Kaufman A., Balas M.: *A. I.A. Aerospace J.Guidance, Dynamics and Control*, 1983, pp.6, 112.
4. Bartoń Z., Lawera E. : Wpływ automatyki SPZ na warunki pracy synchronicznej i resynchronizację generatora. *Mat. II Międzynar. Konf. Naukowej „Aktualne Problemy w Automatyce i Energetyce”*, Gliwice 21-22.V.1975, t.1, ss. 55-64.
5. Bartoń Z., Lawera E., Talarek Z.: "Transient processes in synchronous motors and methods of their investigations" (in Russian), *Scientific Proceedings of Novosibirsk Electrical Institute (NETI)*, Novosibirsk, 1976, pp. 86-93.
6. Bartoń Z.: „Zastosowanie metody Lapunowa do praktycznych badań równowagi dynamicznej systemów el.-en.”, Rozprawa doktorska, Politechnika Śląska, Gliwice 1978, str.130.
7. Bartoń Z., Lawera E.: „Analiza stabilności systemu el.-en. metodą Lapunowa z uwzględnieniem regulacji prędkości obrotowej turbin”, *Mat. III Międzynarodowej Konf. Naukowej „Aktualne Problemy w Automatyce i Energetyce”*, Gliwice, 7-8.VI.1979, t.3, ss. 184-195.
8. Bartoń Z., Lawera E.: „Określenie granicznych warunków stabilności pracy układu el.-en. przy zastosowaniu metody Lapunowa”, *Prace Naukowe I.E. i S.U. Pol. Śląskiej*, Gliwice 1979, ss.19-26.
9. Bartoń Z., Lawera E.: „Analiza stabilności systemu el.-en. metodą Lapunowa z uwzględnieniem regulacji prędkości obrotowej turbin”, *Mat. III Międzynarodowej Konf. Naukowej „Aktualne Problemy w Automatyce i Energetyce”*, Gliwice, 7-8.VI.1979, t.3, ss. 184-195.
10. Bartoń Z.: „Kryterium oceny stabilności dynamicznej wielomaszynowego układu el.-en. badanej metodą Lapunowa”, *ZN Pol. Śląskiej, Elektryka*, z. 62, Gliwice 1979, ss. 135-148.
11. Bartoń Z.: „Wpływ niektórych czynników na obliczenia równowagi dynamicznej metodą Lapunowa”, *Mat. Międzynarodowej Konf. Naukowej „Optymalizacja projektowania i eksploatacji systemów el.-en.”*, Warszawa, 18-20.VII.1980, t.2, ss. 26-33.
12. Bartoń, Z.: „O niekatorych wazmożnoscjach uprawljenija elektroenergeticzeskoj sistiemoj z ispolzowanijem II mietoda Ljapunowa (in Russian)”, *Prace Naukowe Pol. Wrocławskiej*, z. 15, Wrocław 1981, ss. 13-20.
13. Bartoń Z.: „Sterowanie pracą systemu el.-en. w stanach zakłóceńowych”, *ZN Pol. Śląskiej, Elektryka*, z. 76, Gliwice 1981, ss. 103-110.
14. Bartoń Z.: „Primienienije mietoda Ljapunowa dla sochranienija dinamiczeskoj ustojcziwosti mnogomaszynnoj eniergosistiemy (in Russian)”, *Sc. Proc. of the NETI*, Novosybirsk 1982, ss. 61-70.
15. Bartoń Z., Vesely V., Repas S.: „Metoda określenia stabilizacyjnych sprzężeń zwrotnych regulatorów wzbudzenia”, *Mat. IV Międzynar. Konf. Naukowej „Aktualne Problemy w Automatyce i Energetyce”*, Gliwice 23-25.V.1985, ss. 388-395.
16. Bartoń Z., Vesely V., Repas S.: „Synteza układów stabilizacji układów regulacji wzbudzenia wielomaszynowego systemu el.-en.”, *Mat. IV Międzynar. Konf. Naukowej „Aktualne Problemy w Automatyce i Energetyce”*, Gliwice 23-25.V.1985, ss. 378-387.



17. Bartoń Z.: „Uprawnienie elektroenergetycznej systemy z wykorzystaniem EBM (in Russian)”, *Proc. 7-th Int. Conf. ASR-87 on Automatization and Control Systems*, Ostrava 6-7.IV.1987, pp. 135-136 + microfilm.
18. Bartoń Z.: „Decentralizowane uprawnienie energosystemy” *Mat. Międzynarodowego Seminarium Akademii Nauk Krajów D. L. „Sterowanie systemem elektroenergetycznym”* (in Russian), Gdańsk, 18-19.IX.1987, ss. 1-17.
19. Bartoń Z.: „Hierarchiczne sterowanie systemem el.-en.”, *Mat. X Krajowej Konf. Automatyki*, Lublin, 21-24.I.1988, t.3, ss. 83-84.
20. Bartoń Z.: „O wykorzystaniu cyfrowej symulacji maszyny analogowej do badań dynamiki systemu el.-en.”, *Mat. II Vedecka Konferencie EF SVST so zahranicnou ucast'ou*, Bratislava 17-18.I.1989, ss. 141-145.
21. Bartoń Z.: „O nieiteracyjnej metodzie sterowania systemem el.-en.”, *Mat. V Międzynar. Konf. Naukowej „Aktualne Problemy w Automatyce i Energetyce”*, Gliwice 26-28.IX.1989, t.1, ss. 92-97.
22. Bartoń Z.: „Adaptacyjne sterowanie w wielomaszynowych systemach o hierarchicznej strukturze”, *ZN Elektryka*, z. 127, Gliwice 1992, ss. 41-48.
23. Bartoń Z.: „Stabilność systemu el. - en. w stanach zakłóceńowych”, *Raport końcowy Grant KBN Nr 3.3021 91 02*, I.E. i S.U. Pol. Śl., Warszawa 1992, ss. 1-7, (praca nie publikowana).
24. Bartoń Z., Paluchiewicz B.: „O pewnym modelu obliczeniowo - logicznym reprezentacji wiedzy”, *ZN Automatyka*, z. 109, Gliwice 1992, ss. 11-18.
25. Bartoń Z.: „Przykład systemu eksperckiego do analizy stanów zagrożeniowych systemu el. - en.”, *Mat. VI Międzynarod. Konf. Nauk. „Aktualne problemy w elektroenergetyce - APE'93”*, Gliwice-Kozubnik, 16-17 września 1993, t. 1, ss. 151-161.
26. Bartoń Z., Paluchiewicz B.: „O możliwości identyfikacji modeli dynamicznych systemu el. - en.”, *ZN Elektryka*, z. 137, Gliwice 1994, ss. 183-195.
27. Bartoń Z.: „Weryfikacja zidentyfikowanych modeli dynamicznych systemu el. - en.”, *Mat. VII Międzynarod. Konf. Nauk. „Aktualne problemy w elektroenergetyce” - APE'95*, Gdańsk, 12-14 czerwca 1995, t.II, ss. 119-126.
28. Bartoń Z.: “Damping of oscillations in power systems using adaptive stabilizer”, *Proc. of the 27-th North American Power Symposium NAPS 95*, Montana State University, Bozeman, Montana, USA, October 2-3, 1995, pp. 280-285.
29. Bartoń Z., Pierre D. A., Nehrir M. H.: „Aplikacja reguł decyzyjnych do sterowania systemem elektroenergetycznym”, *Materiały Sympozjum Naukowego „Systemy eksperckie, sieci neuronowe i zbiory rozmyte w elektroenergetyce”*, Białystok, 18-19 października, 1995, ss. 27-36.
30. Bartoń Z., Paluchiewicz B.: „Reprezentacja wiedzy - modele obliczeniowo - logiczne”, *Materiały Sympozjum Naukowego „Systemy eksperckie, sieci neuronowe i zbiory rozmyte w elektroenergetyce”*, Białystok 18-19 października 1995, ss. 37-48.
31. Bartoń Z., Pierre D. A., Nehrir M. H.: „Tłumienie kotłosań o małej częstotliwości w systemach elektroenergetycznych”, *Materiały Sympozjum Naukowego „Aktualne Problemy Eksploatacji Sieci i Urządzeń Elektroenergetycznych”*, Opole, 26-27 października 1995, ZN Nr 216, Elektryka z. 42, ss. 39-52.
32. Bartoń Z.: „Adaptive control to damping of oscillation in multimachine power system”, *Proc. of the International Symposium on Modern Electric Power Systems MEPS'96*, Wrocław, September 26-27, 1996, pp. 88-95.
33. Bartoń Z.: “A tool for damping of oscillation in multimachine power system”, *Proc. 28-th North American Power Symposium*, Massachusetts Institute of Technology Cambridge, Boston, USA, November 10-12, 1996, pp. 265-270.

34. Bartoń Z.: "Methods of damping low-frequency oscillations in power systems", *Summary Report on Grant MEN/DOE-93-148*, I.E. i S.U. Pol. Śl., Gliwice-Warszawa, October 1997, pp. 1-39 (praca nie publikowana).
35. Bartoń Z.: "Damping of oscillation using neural network in multimachine power system", *Proc. of the 29-th North American Power Symposium*, University of Wyoming, Laramie, USA, October 13-14, 1997, pp. 1-8.
36. Bartoń Z.: "Damping of Oscillation Using Neural Network and Fuzzy Logic in Multi-machine Power System", *Proceedings of the 30-th North American Power Symposium NAPS'98*, Cleveland State University, Cleveland, Ohio, USA, October 20-21, 1998, pp.260-267.
37. Bartoń Z.: "About Possibility Application an Artificial Intelligence for Design of PSS", *Proc. of IV Symposium on the Mathematical Methods in Power Systems Mmw EE'98*, AGH Kraków – Zakopane, 22-24. X. 1998, pp. 363-374.
38. Bartoń Z.: "Fast Valving Control Using Neural Network for Damping of Short-Circuit Effects in Multimachine Power System", *Proceedings of 8<sup>th</sup> International Symposium on Short-Circuit Currents in Power System*, Brussels, Oct. 8-10, 1998, pp. 181-186.
39. Bartoń Z.: „Sieci neuronowe narzędziami poprawy charakterystyk systemu el.-en.”, *Prace Nauk. IE PW*, nr 90, seria Konf. 33, OWPW, Wrocław 21-23.IX.1998, ss. 235-246.
40. Bartoń Z.: „Zastosowanie sztucznej inteligencji do projektowania układów sterowania”, *Maszynopis powielany wykładu autorskiego wygłoszonego w P.S.E. SA.*, Warszawa, 19 luty 1999, ss. 1-29.
41. Bartoń Z.: „Adaptacyjny neuro-rozmyty stabilizator prędkości obrotowej turbiny”, *Mat. IX Międzynarod. Konf. Nauk. "Aktualne problemy w elektroenergetyce" - APE'99*, Gdańsk-Jurata, 9-11.VI.1999, t. III, ss. 99-106.
42. Bartoń Z.: „Zastosowanie inteligentnych stabilizatorów do stabilizacji procesów przejściowych w systemie el.-en.”, *Mat. „IV Szkoły komputerowego wspomagania projektowania, wytwarzania i eksploatacji”*, Wojskowa Akademia Techniczna, Wydział Uzbrojenia i Lotnictwa, Warszawa-Jurata, 15-19. V. 2000, ss. 331-344.
43. Bartoń Z.: "Robust control in power system: an application of neural network and fuzzy logic theory", *Preprints of the 4<sup>th</sup> Int. Conf. Control of Power Systems Control of Power Systems*, Bratislava, June 15-16, 2000, pp. 21-26.
44. Bartoń Z., Paluchiewicz B.: "An application of matlab and simulink code for power system stability and control simulation", *Preprints of the 4<sup>th</sup> Int. Conf. Control of Power Systems*, Bratislava, June 15-16, 2000, pp. 46-51.
45. Bartoń Z.: „Wpływ inteligentnych stabilizatorów na stabilność wielomaszynowego systemu elektroenergetycznego”, *Prace Nauk. IE PW*, nr 91, seria Konf. 34, OWPW, Wrocław, 5-7 lipca 2000, t.II, ss. 629-637.
46. Bartoń Z., Paluchiewicz B.: „Wpływ rozmytych funkcji przynależności na tłumienie kołysań w systemie el.-en.”, *Mat.X Międzynarod. Konf. Nauk. "Aktualne problemy w elektroenergetyce" - APE'01*, Gdańsk, 6-8 czerwca 2001, t.I, ss. 159-166.
47. Bartoń Z.: „Zastosowanie rozmytych i neuro-rozmytych stabilizatorów do sterowania systemem el.-en.”, *Mat.X Międzynarod. Konf. Nauk. "Aktualne problemy w elektroenergetyce" - APE'01*, Gdańsk, 6-8 czerwca 2001, t.I, ss. 151-158.
48. Bartoń Z., Sowińska-Krzyżanowska I., Paluchiewicz B., Bartoń T.: „Odporne sterowanie wykorzystujące adaptacyjne neuro – rozmyte regulatory”, *Mat. III Krajowej Konf. „Metody i systemy komputerowe w badaniach naukowych i projektowaniu inżynierskim”*, Kraków 19-21.XI.2001, ss.105 – 119.

49. Bartoń Z.: „Realizacja stabilizatora systemowego w środowisku Matlab / Simulink”, *Mat. III Krajowej Konf. „Metody i systemy komputerowe w badaniach naukowych i projektowaniu inżynierskim”*, Kraków 19-21.XI.2001, ss. 357 – 362.
50. Bartoń Z., Paluchiewicz B.: “Simulation of transient processes in power system using matlab and simulink code”, *Information Technologies and Systems, vol. 3, No. 1, 2000*, Lviv, Ukraine, pp. 140-146.
51. Bartoń Z., Paluchiewicz B.: “Application of neuro-fuzzy stabilizers for power system stability improvement”, *Proc. of papers of the 5<sup>th</sup> Int. Conf. on “Control of Power Heating Systems 2002”*, Zlin, Czech Rep., May 21-22, 2002, CD-disk, P-8, pp.1-13.
52. Bartoń Z.: “Comparison of siso & mimo adaptive neuro-fuzzy stabilizers to damping oscillations in power system”, *Proc. of papers of the 5<sup>th</sup> Int. Conf. on “Control of Power Heating Systems 2002”*, Zlin, Czech Rep., May 21-22, 2002, CD-disk, P-9, pp.1-17.
53. Bartoń Z.: “Robust control in multimachine power system using adaptive neuro-fuzzy stabilizers”, *Proc. of the Int. Symposium on Modern Electric Power Systems MEPS’02*, Wrocław 11-13.IX.2002, ss. 239-244.
54. Biało M.: „Podstawowe właściwości sieci neuronowych i hybrydowych systemów ekspertowych”, WUPK, Koszalin 2000.
55. Bogacki P. and Shampine L. F.: "A 3(2) pair of Runge-Kutta formulas", *Appl. Math. Letters*, Vol. 2, 1989, pp. 1-9.
56. Bogucki A., Bartoń Z.: „Ocena stabilności globalnej wybranego systemu el.-en. metodą Lapunowa”, *ZN Pol. Śląskiej, Elektryka*, z. 85, Gliwice 1983, ss. 5-17.
57. Bogucki A., Bartoń Z.: „Porównanie kryteriów równowagi dynamicznej systemów el.-en.”, *Prace Naukowe Pol. Wrocławskiej*, z.17, Wrocław 1984, ss. 68-78.
58. Bogucki A., Bartoń Z.: „Einfluss der Priarregelung auf die Globale Gleichgewicht des Energiesystems“, *Mat. Międzynarodowej Konf. „Wissenschaftliche Konferenz”*, Dresden 10-12. VII.1984, ss. 1-14 + microfilm.
59. Bogucki A., Bartoń Z., Sowa P., Szewc B.: „Sterung von Elektroenergieversorgungssystemen aus der Globalen Stabilitat“, (in German). *Proc. Int. Conf. on Operation of Power Systems*, Zittau 10-12.IV.1987, pp. 1-13.
60. Bogucki A., Bartoń Z., Paluchiewicz B.: “Adaptivnoje upravlenie moszcznostju turbiny” (in Russian), *Mat. I Vedecka Konferencie EF SVST so zahranicnou ucast’ou*, Bratislava 26-27.I.1988, ss. 1-10.
61. Bogucki A., Bartoń Z.: „Samoorganizujuszczaja sistemi upravlenija na osnowie issledowanija ustojczivosti, (in Russian), *Mat. III Międzynar. Konf. Naukowej „Energo 88”*, Varna 13-15.X.1988, t3, ss. 161-168.
62. Bogucki A., Bartoń Z., Paluchiewicz B.: „Synteza metodą planowanego eksperymentu na przykładzie wybranego systemu el.-en.”, *Mat. II Vedecka Konferencie EF SVST so zahranicnou ucast’ou*, Bratislava 17-18.I.1989, ss. 131-135.
63. Bogucki A., Bartoń Z.: „Ocena dopuszczalnego czasu trwania zakłócenia dla potrzeb automatyki przewencyjnej”, *ZN Elektryka*, z. 105, Gliwice 1989, ss. 7-19.
64. Bogucki A., Bartoń Z.: „Sterowanie dyskretnie pracą połączonych systemów elektroenergetycznych”, *ZN Elektryka*, z. 105, Gliwice 1989, ss. 21-29.
65. Bogucki A., Bartoń Z., Paluchiewicz B.: „O jednej z możliwości zwiększenia wpływu układu regulacji prędkości obrotowej turbiny na stabilność dynamiczną systemu el. -en.”, *ZN Elektryka*, z. 127, Gliwice 1992, ss. 19-27.
66. Bogucki A., Paluchiewicz B., Bartoń Z.: „Zastosowanie planowanego eksperymentu w elektroenergetyce do syntezy układów sterowania”, *ZN Elektryka*, z. 127, Gliwice 1992, ss. 29-40.
67. Bujko J.: „Sterowanie i regulacja”, „*Mat. IX Międzynarod. Konf. Nauk. „Aktualne problemy w elektroenergetyce” - APE’99*, Gdańsk-Jurata, 9-11.VI.1999, t. VI, ss. 61-66.

68. Cheng S.J., Malik O.P., Hope G.S.: "Damping of multimodal oscillations in power systems using a dual-rate adaptive stabilizer", *IEEE Trans. on Power Syst.*, Vol. 3, Febr. 1988, No. 1, pp.101-108.
69. Driankov D., Helledoorn H., Reinfrank M.: „Wprowadzenie do sterowania rozmytego“, WNT, Warszawa 1996.
70. Dupuis P., Houry M.P., Margotin T., Breulmann H., Grebe E., Lösing M., Winter W., Witzmann R., Zerenyi J., Dudzik J., Machowski J., Martín L., Rodriguez J.M., Urretavizcaya E.: "Analysis and Damping of Inter-Area Oscillations in the UCTE/CENTREL Power System" *CIGRE 2000*, Paper No. 38-113, pp. 1-10.
71. Fan J.Y., Ortmeyer T.H., Mukundan R.: "Stability control of multimachine power systems using STAC technique", *Int. J. Control*, Vol. 50, No. 3, 1989, pp. 977-991.
72. Fasol K. H.: "A short history of hydropower control", *IEEE Control System Mag.*, Vol. 22, No. 4, August 2002, pp. 68-76.
73. Fatehi F., Smith J.R., Pierre D. A., Nehrir M. H.: "Application of feedback linearization to generator speed control in multimachine power systems", *Proc. of the 27th Annual North American Power Symp.*, Oct. 1995 Montana, USA, pp.487-492.
74. Findeisen W., Szymanowski J., Wierzbicki A.: „Teoria i metody obliczeniowe stabilizacji“, PWN, Warszawa 1980.
75. Górecki H.: „Optymalizacja systemów dynamicznych“, PWN, Warszawa 1993.
76. Hagan M.T., Menhaj M.: "Training feedforward networks with the Marquardt algorithm", *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 5, No. 6, 1994, pp. 989-993.
77. Hariri A., Malik O. P.: "Self - Learning Adaptive – Network - Based Fuzzy Logic Power System Stabilizer", *Paper 0-7803-3115-X/96 @IEEE*, pp. 299-303.
78. Hariri A., Malik O.P.: "Adaptive-Network-Based Fuzzy Logic Power System Stabilizer", *IEEE WESCANEX '95 Proceedings*, IEEE CAT. No. 95CH3581-6/0-7803-2741-1/95.
79. Hassan M.A.M., Malik O.P.: "Implementation and laboratory test results for a fuzzy logic based self-tuned power system stabilizer", Paper No. 92 SM 474-7-EC at *IEEE PES 1992 Summer Meeting*.
80. Hertz J., Krogh A., Palmer R.G.: „Wstęp do obliczeń neuronowych“, WNT, Warszawa 1995.
81. Hiyama T.: "Rule-based stabilizer for multi-machine power system", *IEEE Trans.*, Vol.PS-5, No. 2, 1990, pp. 403-411.
82. Hiyama T.: "Robustness of fuzzy logic power stabilizers applied to multimachine power system", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 9, No. 3, September 1994, pp. 451-457.
83. Hiyama T., Kugimiya M., Satoh H.: „Advanced PID type fuzzy logic power system stabilizer“, *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 9, No. 3, September 1994, pp. 514-520.
84. Hiyama T., Miyazaki K., Satoh H.: „A fuzzy logic excitation system for stability enhancement of power systems with multimode oscillations“, *IEEE Trans. On Energy Conversion*, Vol. 11, No.2, June 1996, pp. 449-454.
85. IEEE Committee Report: "Dynamic models for steam and hydroturbines in power system studies", *IEEE Trans on Power App. And Systems.*, Vol. PAS-92, No. 6, 1973.
86. IEEE Committee Report: "Excitation system models for power system stability studies", *IEEE Trans on Power App. And Systems*, Vol. PAS-100, No. 2, February 1981.
87. IEEE Committee Report of Working Group on Subsynchronous Resonance " Second benchmark model for computer simulation of subsynchronous resonance", *IEEE Trans on Power App. And System*, Vol. PAS-104, No. 5, 1985, pp. 1057-1066.

88. IEEE Committee Report: "Turbine fast valving to aid system stability, benefits and other considerations", *IEEE Trans.*, Vol. PWRS-1, February 1986, No. 1, pp.149-153.
89. IEEE Committee Report of Working Group on Prime Mover and Energy Supply Models for System Dynamics Performance Studies: "Hydraulic Turbine and Turbine Control Models for Dynamic Performance Studies", *IEEE Trans on Power Systems*, Vol. 7, No. 1, February 1992, pp. 167-179.
90. IEEE *Standard 421.5-1992*: "Recommended Practice for power system stability studies", August 1992.
91. Jang J.-S. R.: "ANFIS: Adaptive-Network-based Fuzzy Inference Systems", *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, Vol. 23, May 1993, No. 3, pp. 665-685.
92. Jang J.-S. R., Sun C.-T.: Neuro-fuzzy modeling and control. Proceedings of the IEEE, vol. 83, March 1995, No. 3, pp.378-405.
93. Jang J.-S. R., Sun C.-T.: "*Neuro-Fuzzy and Soft Computing: A Computational Approach to Learning and Machine Intelligence*", Prentice Hall, 1997.
94. Janiczek R., Matczewski A.: „*Zarys elektrowni*”, Skrypty Pol. Śląskiej, nr 80, Gliwice 1979.
95. Janiczek R.: „*Eksploatacja elektrowni*”, WNT, Warszawa 1980.
96. Januszewski M., Machowski J., Bialek J.W.: „Application of direct Lyapunov method to improve damping of power swings by control of UPFC”, *Proc. of the Int. Symposium on Modern Electric Power Systems MEPS'02*, Wrocław 11-13.IX.2002, pp. 93-98.
97. Kacejko P., Machowski J.: „*Zwarcia w systemach elektroenergetycznych*”, WNT, Warszawa 2002.
98. Kakimoto N., Ohsawa Y., Hayashi M.: "Transient stability analysis of multimachine power systems with field flux decays via Lyapunov's method", *IEEE Trans on Power App. And Systems.*, Vol. PAS-99, No. 5, Sept./Oct. 1980, pp. 1819-1827.
99. Kremens Z., Sobierajski M.: „*Analiza systemów elektroenergetycznych*”, WNT, Warszawa 1996.
100. Kundur P., Rogers G.J., Zywno M.S.: "Application of power system stabilizers for enhancement of overall system stability", *IEEE Trans. on Power Systems*, Vol. 5, No. 2, May 1989, pp. 614-621.
101. Kundur P.: "*Power system stability and control*", McGraw-Hill, New York 1994.
102. Kobayashi T., Yokoyama A.: An adaptive neuro-control system of synchronous generator for power system stabilization", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 11, No. 3, September 1996, pp. 621-629.
103. Laren E.V., Swann D.A.: "Applying power system stabilizers: Part I, II and III", *IEEE Trans.*, Vol. PAS-100, No.6, 1981, pp. 3017-3041.
104. Lee K.M., Kwak D.H., Lee-kwang H.: "Tuning of fuzzy models by fuzzy neural networks", *Fuzzy Sets and Systems*, Vol. 76, 1995, pp. 47-61.
105. Lee K.M., Kwak D.H., Lee-Kwang H.: "Fuzzy inference Neural network for fuzzy model tuning", *IEEE Trans. on Systems, Man. and Cybernetic – Part B: Cybernetics*, Vol. 26, No. 4, August 1996, pp. 637-645.
106. Lie T. T., Gosh G. B., Shrestha G. B.: "Fuzzy Logic Control of Power System Transient Stability", *Proceedings of the 2<sup>nd</sup> Int. Conf on Advanced in Power System, Op. and Mang.*, Hong Kong, December 1993, pp. 515-520.
107. Lotfi A., Tsoi A.C.: "Learning fuzzy inference system using an adaptive membership function scheme", *IEEE Trans. on Systems, Man. and Cybernetic – Part B: Cybernetics*, Vol. 26, No. 2, April 1996, pp. 326-331.
108. Lubośny Z.: "*Self-organising controllers of generating unit in electric power system*", WPG, Gdańsk 1999.

109. Machowski J.: „Wybrane problemy badania stabilności uproszczonego modelu systemu elektroenergetycznego”, *Prace Naukowe, Elektryka* z.68, WPW, Warszawa 1981.
110. Machowski J.: „Dynamic equivalents for transient stability studies of electrical power systems”, *Int. J. on Electrical Power and Energy Systems*, Vol. 7, No. 4, 1985, pp. 215-223.
111. Machowski J., Bernas S.: „Stany nieustalone i stabilność systemu elektroenergetycznego”, WNT, Warszawa 1989.
112. Machowski J., Robak S., Bialek J., Bumby J.R.: „Novel excitation system for synchronous generator”, *IEE Proc. Generation, Transmission and Distribution*, Vol. 145, September 1998, pp. 537-546.
113. Machowski J., Bialek J.W., Bumby J.R.: „Power System Dynamics and Stability”, J. Wiley & Sons, N. York 1998.
114. Machowski J., Robak S., Bialek J.W., Bumby J.R.: „Decentralized damping of power swings – feasibility study”, *TR-112417*, Projekt zamawiany przez EPRI – USA, Palo Alto, Agreement WO 8555-01, May 1999.
115. Machowski J., Robak S., Bialek J.W., Bumby J.R., Abi-Samra N.: „Decentralized stability-enhancing control of synchronous generator”, *IEEE Trans on Power Systems*, Vol. 15, No. 4, 2000, pp. 1336-1344.
116. MATLAB *Application Interface Guide*. MATLAB online documentation, The Math. Works Inc., Natic, MA, USA.
117. MATLAB *Reference Guide (1995)* and SIMULINK *Dynamic System Simulation Software Manual (1995)*, The Math. Works Inc., Natic, MA, USA.
118. Mamdani E.H., Assilian S.: “An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller”, *International Journal of Man-Machine Studies*, Vol.7, 1975, No.1, pp. 1-13.
119. Masters T.: „Sieci neuronowe w praktyce”, WNT, Warszawa 1996.
120. Mietkowski W.: „Stabilizacja systemów dynamicznych”, WNT, Warszawa 1991.
121. Moon Y.H., Cho B.H., Lee Y.H., Kook H.J.: „Derivation of energy conservation law by complex line integral for the direct energy method of power system stability”, *Paper CDC99-Reg0355*, 1999, pp. 1-10.
122. Mrozek Z., Mrozek B.: „Matlab 5x Simulink 2x”, WPLJ, Warszawa 1998.
123. Mrozek Z., Mrozek B.: „Matlab 6”, WPLJ, Warszawa 2001.
124. Muławka J.J.: „Systemy ekspertowe”, WNT, Warszawa 1996.
125. Niederliński A., Mościński J., Ogonowski, Z.: „Regulacja adaptacyjna”, PWN, Warszawa 1995.
126. *Neural Network & Fuzzy Logic Toolbox User's Guide (1995)*, The Math. Works Inc., Natic, MA, USA.
127. Osowski S.: „Sieci neuronowe w ujęciu algorytmicznym”, WNT, Warszawa 1996.
128. Pahalawaththa N.C., Hope G.S., Malik O.P.: “Multivariable Self-Tuning Power System Stabilizer Simulation and Implementation Studies”, *Paper 89 WM 016-7EC*, pp.1-7.
129. Park G.Y., Seong P.H.: “Towards increasing the learning speed of gradient descent method in fuzzy system”, *Fuzzy Sets and Systems*, Vol. 77, 1996, pp. 299-313.
130. Paszek S.: „Optymalizacja stabilizatorów systemowych w systemie elektroenergetycznym”, *ZN Pol. Śląskiej, Elektryka* z.161, Gliwice 1998.
131. Paszek W.: „Stany nieustalone maszyn elektrycznych prądu przemiennego”, WNT, Warszawa 1986.
132. Pierre D.A., Bartoń Z.: „O funkcji przejścia systemu elektroenergetycznego i metodzie jej identyfikacji”, *ZN Elektryka*, z. 137, Gliwice 1994, ss. 195-205.
133. Prabhakara F.S.: „On-line transient stability and security evaluation using Lyapunov and pattern recognition methods”, *TR-EE 74-29*, Purdue University, W. Lafayette, Indiana, August 1974.

134. Popczyk J.: „*Procesy odnowy poawaryjnej w napowietrznych sieciach rozdzielczych*”, ZN Pol. Śląskiej, Elektryka z.66, Gliwice 1979.
135. Robak S., Smolarczyk A.: „Power system stabilizer modification for power system stability enhancement”, *Proc. of the Int. Symposium on Modern Electric Power Systems MEPS'02*, Wrocław 11-13IX.2002, ss. 128-132.
136. Rouche N., Habets P., Laloy M.: „*Stability theory by Liapunov's Direct Method*”, Springer-Verlag, New York Inc., 1977.
137. Rutkowska D.: „*Inteligentne systemy obliczeniowe*”, AOW PJ, Warszawa 1997.
138. Rutkowska D., Piliński M., Rutkowski L.: „*Sieci neuronowe, algorytmy genetyczne i systemy rozmyte*”, PWN, Warszawa-Łódź 1999.
139. Sasaki H.: „An approximate of field flux decay into transient stability analyses of multimachine power systems by the second method of Liapunov's, ”, *IEEE Trans on Power App. And Systems.*, Vol. PAS-98, No. 2, March/April 1979, pp. 473-483.
140. Shann J.J., Fu H.C.: „A fuzzy neural network for rule acquiring on fuzzy control systems”, *Fuzzy Sets and Systems*, Vol. 71, 1995, pp. 345-357.
141. Sharf A. M., Lie T. T.: „A Hybrid Neuro-Fuzzy Power System Stabilizer”, *Paper 0-7803-1901-X/94, ©1994 IEEE*, pp. 1760-1765.
142. Shing J., Jang R.: „ANFIS: Adaptive-Network-Based Fuzzy Inference System”, *IEEE Trans. on System Man and Cybernetics*, vol. 23, No.3, May/June 1993, pp. 665-685.
143. Smolarczyk A.: „*Automatyka przeciwkołysaniowa nie powodująca wyłączeń generatorów*”, Rozprawa doktorska, Politechnika Warszawska, Warszawa 1999.
144. Sugeno M.: „*Industrial applications of fuzzy control*”, Elsevier Science Pub. Co., 1985.
145. Tadeusiewicz R.: „*Sieci neuronowe*”, AOW RM, Warszawa 1993.
146. Takagi T., Sugeno M.: „Fuzzy identification of system and its applications to modeling and control”, *IEEE Trans. on System Man and Cybernetics*, vol. 15, No.3, 1985, pp. 116-132.
147. Undrad H., Winkler W., Wiszniewski A.: „*Protection Techniques in Electrical Energy Systems*”, Marcel Dekker, Inc., New York 1995.
148. Vesely V., Zvara I., Stroev A.V.: „Decentralised Excitation Control for a Multimachine Power System”, *Proc. of 9-th Int. Conf. APE'99*, vol. 3, June 9-11,1999, Gdańsk, Poland, pp.221-228.
149. Vittal V., Rajagopal S., El-Kady M.A., Vaahedi E.: „Transient stability analysis of stressed power systems using the energy function method”, *IEEE Trans. on Power Systems*, Vol. 3, No. 1, February 1988, pp. 239-244.
150. Wilson W.J., Aplevich J.D.: „Coordinated control of excitation and governing on large steam turbine generators”, *Ontario Hydro. Report prepared for Canadian Electrical Ass.*, Contract, pp. 77-26.
151. Yong M., Lin-cheng X., Li Z., Qi-rong J.: „Coordinative control of excitation, fast valving and resistant breaking using artificial neural network”, *Proc. of the 2-nd Int. Conf. on Advanced in Power System Control, Operation and Management*, Hong Kong, December 1993, pp. 361-364.
152. Zadeh L.A.: „Fuzzy sets”, *Information and Control*, Vol. 8, 1965, pp. 338-353.
153. Zajczyk R.: „*Sterowanie pracą elektroenergetycznego węzła wytwórczego w stanach nieustalonych*”, ZN PG nr 542, Elektryka nr LXXXI, Gdańsk 1996.
154. Żurada J., Barski M., Jędruch W.: „*Sztuczne sieci neuronowe*”, PWN, Warszawa 1996.
155. Żydanowicz J.: „*Elektroenergetyczna automatyka zabezpieczeniowa*”, WNT, Warszawa 1979.

## ZAŁĄCZNIKI

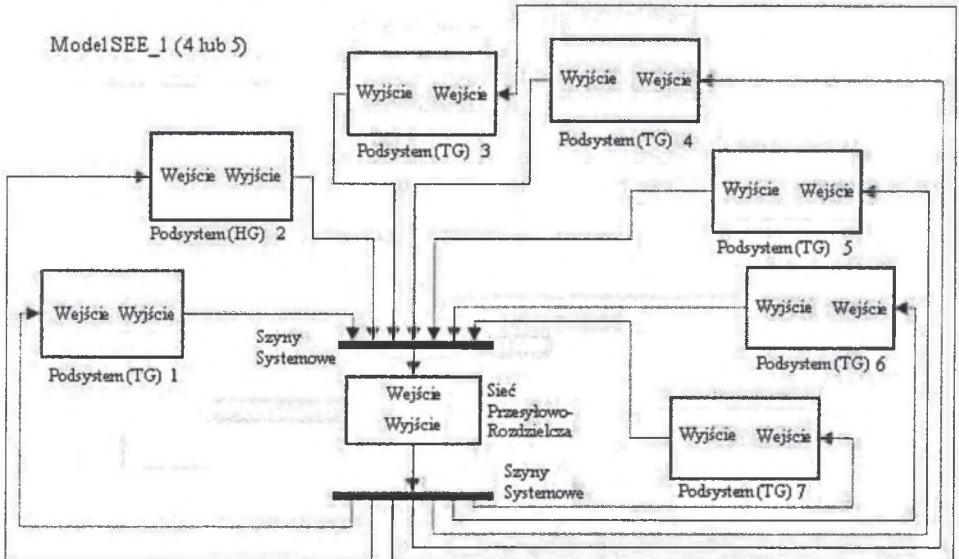
### Z.1. UWAGI DO MODELI WYKORZYSTANYCH PRZY WERYFIKACJI

W obliczeniach, których wyniki przedstawiono w pracy, weryfikację przeprowadzano wykorzystując różne modele i układy połączeń podsystemów SEE. Pierwsze kryterium podziału - to zastosowany model generatora IV lub VI rzędu. Modele te uwzględniały generatory z wirnikiem cylindrycznym (TG) i układem regulacji turbiny (STG) oraz generatory z wirnikiem jawnobiegunowym (HG) i układem regulacji turbiny (HTG). Drugim kryterium jest układ połączeń podsystemów SEE. Przyjęto następujące oznaczenia:

- 1 - SEE\_1 - TG\_HG\_5xTG ( model generatora IV rzędu ),
- 2 - SEE\_2 - TG\_6xHG ( model generatora VI rzędu ),
- 3 - SEE\_3 - HG\_6xHG ( model generatora VI rzędu ),
- 4 - SEE\_4 - TG\_HG\_5xTG ( model generatora VI rzędu ),
- 5 - SEE\_5 - TG1\_HG\_5xTG ( model generatora IV rzędu ),
- 6 - SEE\_6 - TG\_SEE sztywny ( model generatora IV rzędu ),
- 7 - SEE\_7 - TG1\_SEE sztywny ( model generatora IV rzędu ),
- 8 - SEE\_8 - TG\_SEE sztywny ( model generatora VI rzędu ),
- 9 - SEE\_9 - HG\_SEE sztywny ( model generatora VI rzędu ),
- 10 - SEE\_10 - TG\_HG\_2xTG ( model generatora IV rzędu ),
- 11 - SEE\_11 - TG\_HG\_2xTG ( model generatora VI rzędu ),

gdzie moc podsystemu TG1 = 10xTG.

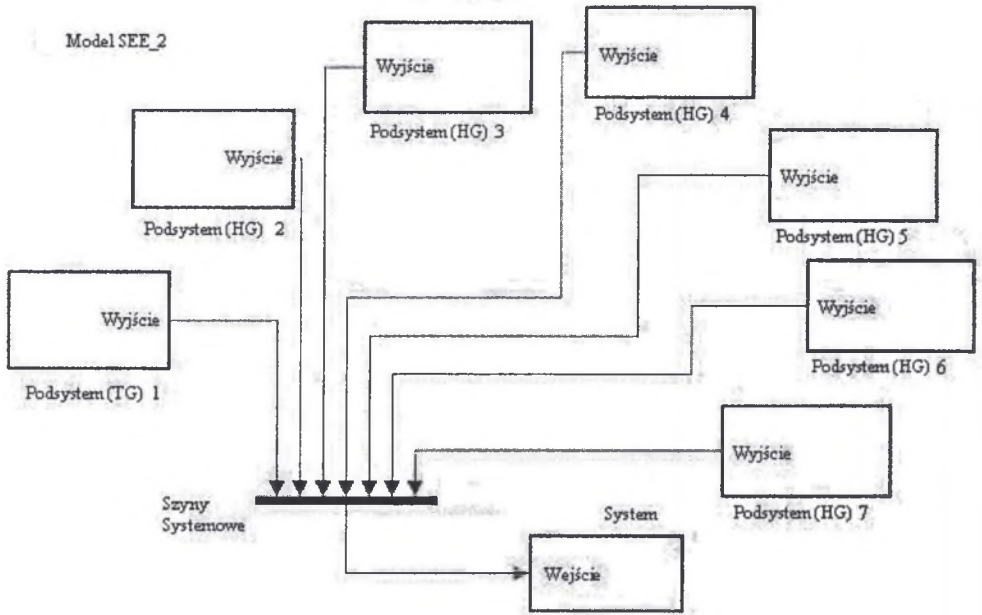
Parametry poszczególnych podsystemów i sieci przesyłowo-rozdzielczych podano w p. Z.1.1. Były nimi parametry tzw. ekwiwalentów KSEE 4- i 7-maszynowego 220 kV oraz 7-maszynowego CIGRE 225 kV. Parametry układów RT i ARW oraz ARN w przypadku modeli generatorów IV rzędu przyjęto za [77, 136]. Do modeli generatorów VI rzędu zastosowano zawarte w bibliotece Power System Blocksets układy RT oraz ARW i ARN [112, 119]. Na kolejnych rysunkach przedstawiono uproszczone schematy wymienionych struktur oraz lokalizację zastępczych podsystemów (w tym KSEE i CIGRE).



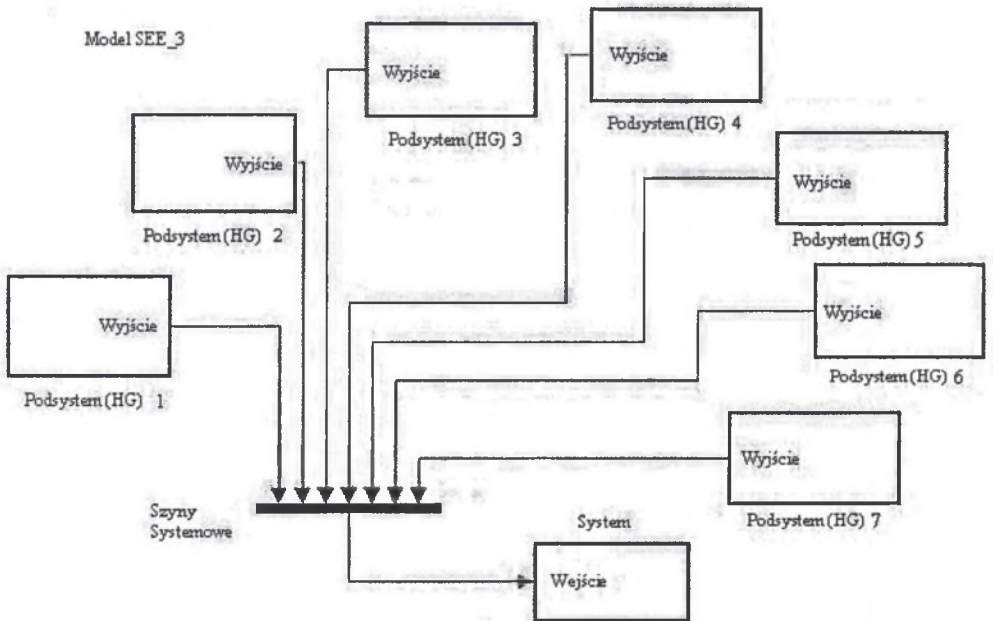
Rys. Z.1.1. Uproszczony schemat układu SEE\_1, SEE\_4 oraz SEE\_5

Fig. Z.1.1. Simplified scheme of the systems SEE\_1, SEE\_4 and SEE\_5

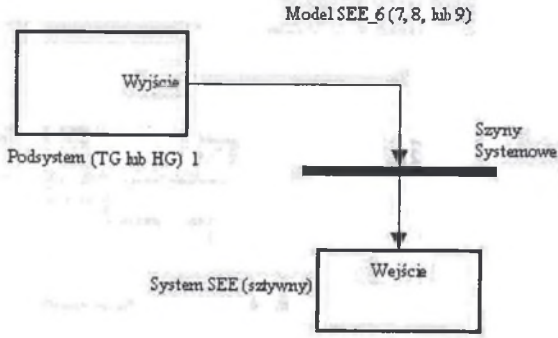




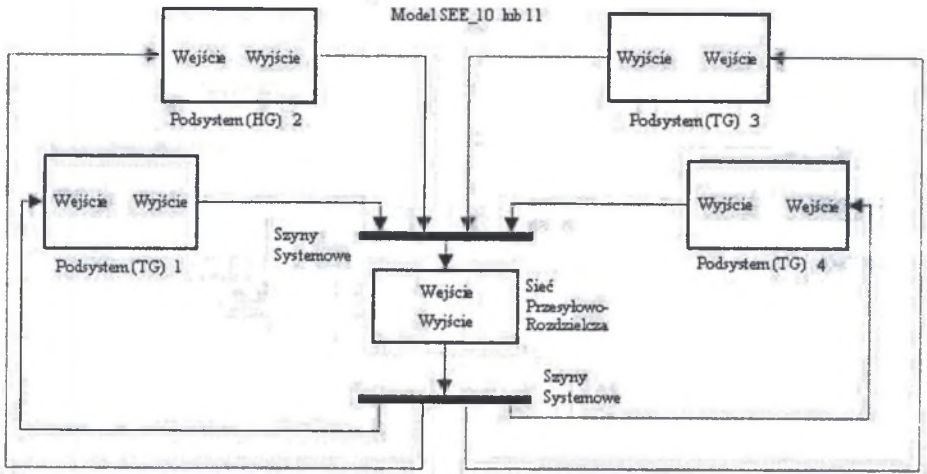
Rys. Z.1.2. Uproszczony schemat układu SEE\_2  
Fig. Z.1.2. Simplified scheme of the system SEE\_2



Rys. Z.1.3. Uproszczony schemat układu SEE\_3  
Fig. Z.1.3. Simplified scheme of the system SEE\_3



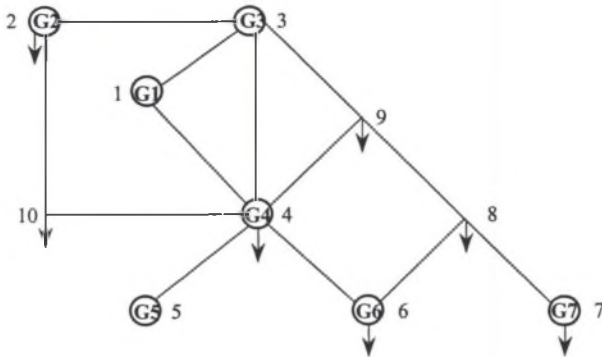
Rys. Z.1.4. Uproszczony schemat układów SEE\_6-9  
Fig. Z.1.4. Simplified scheme of the systems SEE\_6-9



Rys. Z.1.5. Uproszczony schemat układów SEE\_10-11  
Fig. Z.1.5. Simplified scheme of the systems SEE\_10-11



Rys. Z.1.6. Rozmieszczenie podsystemów odwzorowujących KSEE [36]  
Fig. Z.1.6. Generating nodes and pointed out of the KSEE subsystems [36]



Rys. Z.1.7. Rozmieszczenie podsystemów odwzorowujących SEE CIGRE 225 kV [133]  
 Fig. Z.1.7. Generating nodes and pointed out of the CIGRE 225 kV subsystems [133]

Uprozczone schematy układów przedstawione na rys. Z.1.1 oraz rys. Z.1.5 pod względem wzajemnych powiązań elektrycznych są równoważne z uproszczonym wielomaszynowym SEE przedstawionym na rys. 1.1. Różnica występuje tylko w sposobie odwzorowania układu przesyłowo-rozdzielczego. W przypadku modeli z generatorami opisanymi równaniami różniczkowymi IV rzędu układ sieciowy reprezentowany jest przez zredukowaną macierz admittancji węzłowych (2.4), której elementy uwzględniane są w modelu matematycznym przedstawionym w rozdz. 2. Natomiast modele z generatorami opisanymi równaniami różniczkowymi VI rzędu zawierają modele układu przesyłowo-rozdzielczego odwzorowane przez trójniki R, L, C i są fizycznymi połączeniami tych zastępczych impedancji z poszczególnymi podsystemami SEE.

Wyniki prezentowane w rozdz. 2, 3, i 4 otrzymano wykorzystując modele SSE\_1 oraz SEE\_5-7 i 10. Załączniki zawierają przebiegi przejściowe i wyniki symulacji zakłóceń w SEE\_2-4. Przebiegów uwzględniających SEE\_8-9, mimo iż jeszcze wyraźniej uwidaczniają pozytywne oddziaływanie stabilizatorów rozmyto-neuronowych na proces tłumienia kołysań, nie zamieszczono w pracy. Znajdują się one w kilku publikacjach autora, m.in. w jednej z ostatnich [51].

### Z.1.1. Przykładowe dane badanych SEE

Tablica Z.1

Parametry układu reprezentującego KSEE\*

Nr generatora	G1	G2	G3	G4	G5	G6	G7
Nazwa	KOZ	ZRC	MIK	ROG	WIE	PEL	KRA
Sn [MVA]	1176	836	2350	5112	1880	1880	1880
Tm [s]	5.5	12.7	7.0	6.5	7.0	7.0	7.0
$\delta_0'$ [rad]	-0.0107	0.1790	0.0772	0.0013	0.082	0.0900	0.095

\*) – dane PSE S.A.

Tablica Z.2

Parametry układu reprezentującego SEE CIGRE 225 KV [128]

Nr generatora	G1	G2	G3	G4	G5	G6	G7
P [MW]	240	120	50	80	120	50	50
Q [MVA <sub>r</sub> ]	120	75	20	40	120	20	20
H [pu]	3.5	3.8	4.5	4.0	3.5	4.5	4.5
X <sub>d</sub> ' [pu]	0.20	0.20	0.20	0.20	0.20	0.20	0.20

#### Parametry układu reprezentującego SEE\_6

Parametry generatora ( w jednostkach względnych [p.u.] )

$$\begin{aligned} \omega_s &= 314.16 \text{ rad/s}, & M &= 6.92, & D &= - 5.0, \\ x_d &= 1.24, & x_q &= 0.743, & x_d' &= 0.32, \\ x_{ij} &= 0.60, & P_m^0 &= 0.75, & V_E &= 1.0, & T'_{do} &= 5.0. \end{aligned}$$

Parametry układu AWR ( w [p.u.] )

$$T_A = 0.02, \quad K_A = 400.0, \quad V_z = 1.0.$$

Parametry układu RT ( w [p.u.] )

$$T_g = 1, \quad K_1 = - 0.171238, \quad K_2 = - 0.0.0003095.$$

Parametry konwencjonalnego układu PSS ( w [p.u.] )

$$K_J = 40, \quad T_Q = 2.5, \quad T_1 = 0.1, \quad T_2 = 0.003.$$

Warunki początkowe

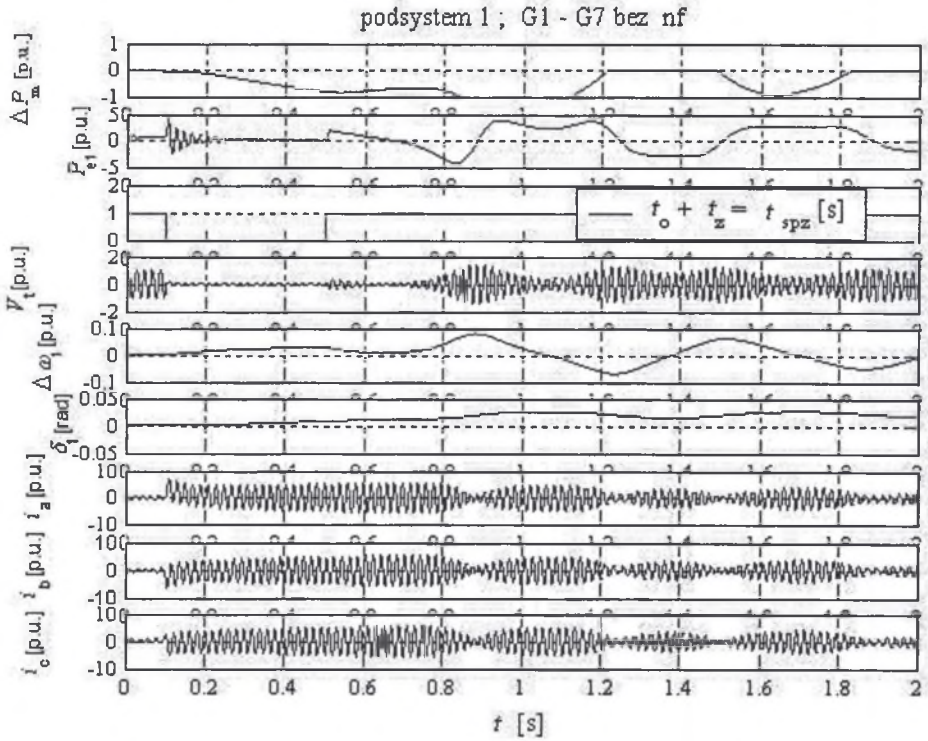
$$\delta^0 = 0.74 \text{ rad}, \quad \Delta\omega^0 = 0, \quad E'_{q0} = 1.058, \quad E_{fd0} = 1.755, \quad U_{PSS0}(1) = U_{PSS0}(2) = 0.$$

Ograniczniki ( w [p.u.] )

$$\text{układu ARW: } E_{fd\max} = + 7.3, \quad E_{fd\min} = - 6.6, \quad \text{układu RT: } \Delta P_{1\max} = 0.25, \quad \Delta P_{1\min} = - 0.75.$$

## Z.2. PRZYKŁADY ZASTOSOWANIA STABILIZATORÓW ROZMYTO-NEURONOWYCH DO MODELI GENERATORÓW IV i VI RZĘDU

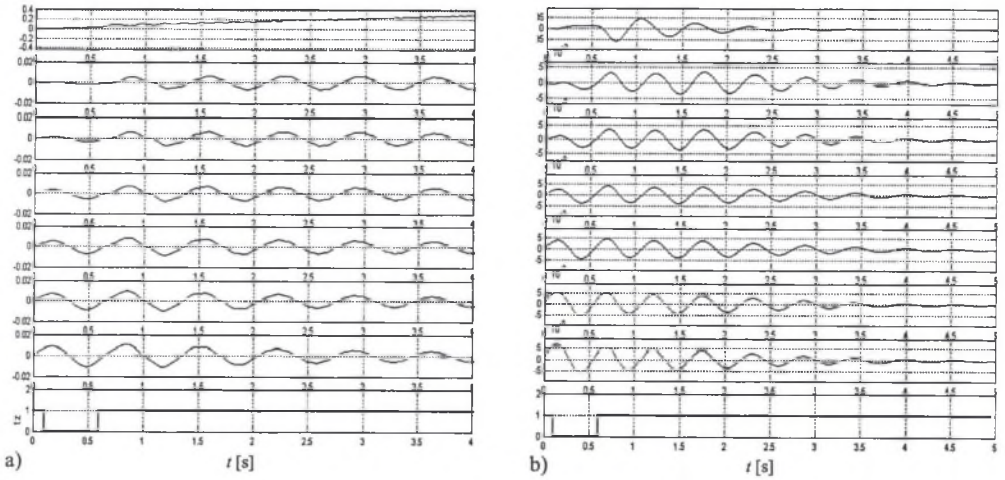
### Z.2.1. Przykłady przebiegów przejściowych podczas zwarcí trójfazowych w SEE składającym się z turbogeneratora i 6 hydrogeneratorów (SEE\_2)



Rys. Z.2.1. Przebiegi przejściowe w podsystemie G1 po zwarcíu trójfazowym trwającym  $t_z = 0.40$  s załączonym w chwili  $t_0 = 0.10$  s na szynach podsystemu 1; wszystkie podsystemy bez stabilizatorów

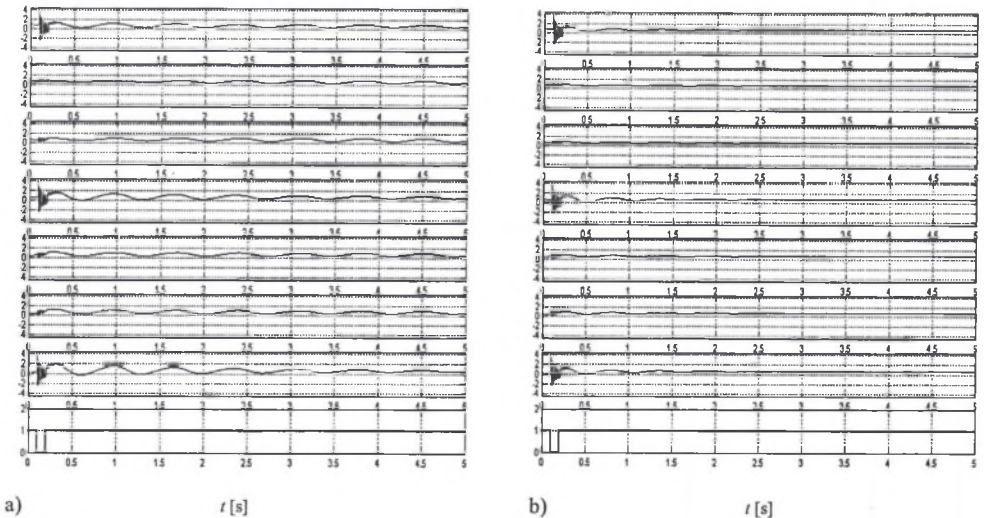
Fig. Z.2.1. Performances of the generator 1 subject to a three-phase ground fault applied on its the busbar at time  $t_0 = 0.10$  s and cleared after to  $t_z = 0.40$  s; all the generating units are with the conventional regulators





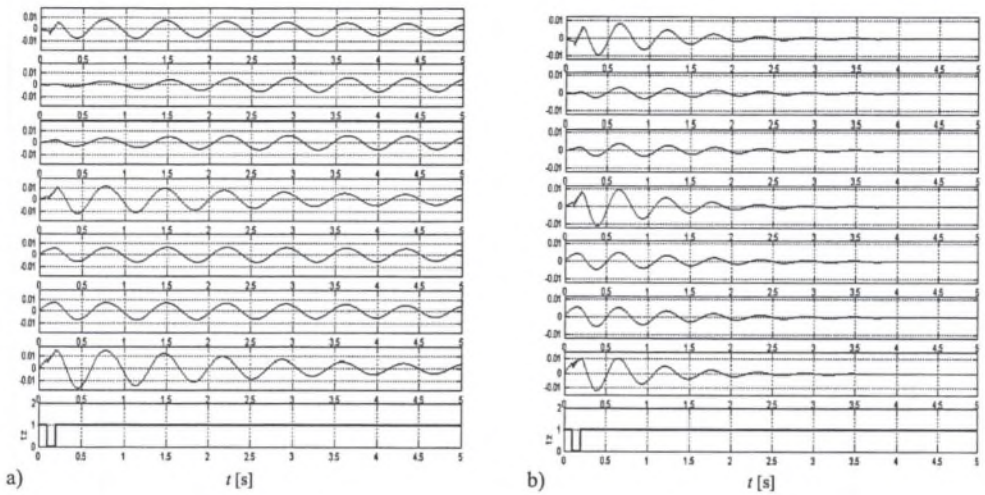
Rys. Z.2.4. Przebiegi przejściowe odchyżeń prędkości  $\Delta\omega_{(1,2,3,4,5,6,7)}$  od prędkości synchronicznej po zwarciu trójfazowym trwającym  $t_z = 0.50$  s załączonym w chwili  $t_0 = 0.10$  s na sznycach podsystemu 1; bez stabilizatorów (a) oraz gdy w podsystemie G1 załączono stabilizator rozmyto-neuronowy n3w (b)

Fig. Z.2.4. Speed deviation  $\Delta\omega_{(1,2,3,4,5,6,7)}$  transients to a three-phase to ground fault applied on the busbar of the equivalent generator 1 at time  $t_0 = 0.10$  s and cleared after  $t_z = 0.50$  s; all the generating units are with the conventional regulators without ANF PSSs (a) and G1 with ANF PSS (b)



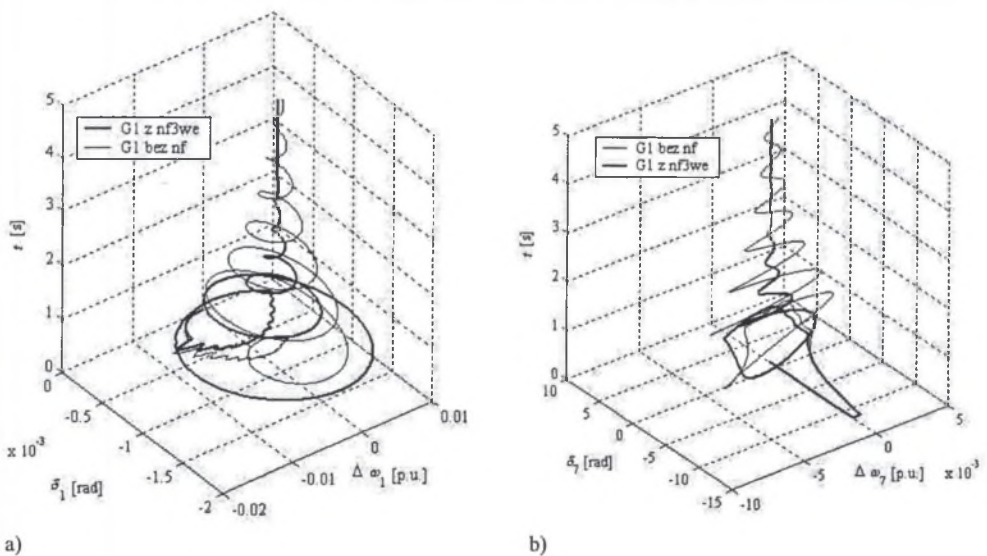
Rys. Z.2.5. Przebiegi przejściowe mocy elektrycznych  $P_{e(1,2,3,4,5,6,7)}$  po zwarciach trójfazowych trwających  $t_z = 0.20$  s załączonych w chwili  $t_0 = 0.10$  s na sznycach podsystemów 1, 4 oraz 7; bez stabilizatorów (a) oraz gdy w podsystemie G1 załączono stabilizator rozmyto-neuronowy n3w (b)

Fig. Z.2.5. Electrical power  $P_{e(1,2,3,4,5,6,7)}$  transients to a three-phase to ground fault applied on the busbar of the equivalent generator 1, 4 and 7 at time  $t_0 = 0.10$  s and cleared after  $t_z = 0.20$  s; all the generating units are with the conventional regulators without the ANF PSSs (a) and G1 with ANF PSS (b)



Rys. Z.2.6. Przebiegi przejściowe odchylen prędkości  $\Delta\omega_{(1,2,3,4,5,6,7)}$  od prędkości synchronicznej po zwarciach trójfazowych trwających  $t_z = 0.20$  s załączonych w chwili  $t_0 = 0.10$  s na szynach podsystemów 1, 4 oraz 7; bez stabilizatorów ( a ) oraz gdy w podsystemie G1 załączono stabilizator rozmyto-neuronowy nF3we ( b )

Fig. Z.2.6. Speed deviation  $\Delta\omega_{(1,2,3,4,5,6,7)}$  transients to a three-phase to ground fault applied on the busbar of the equivalent generator 1,4 and 7 at time  $t_0 = 0.10$  s and cleared after  $t_z = 0.20$  s. All the generating units are with the conventional regulators without ANF PSSs ( a ) and G1 with ANF PSS ( b )



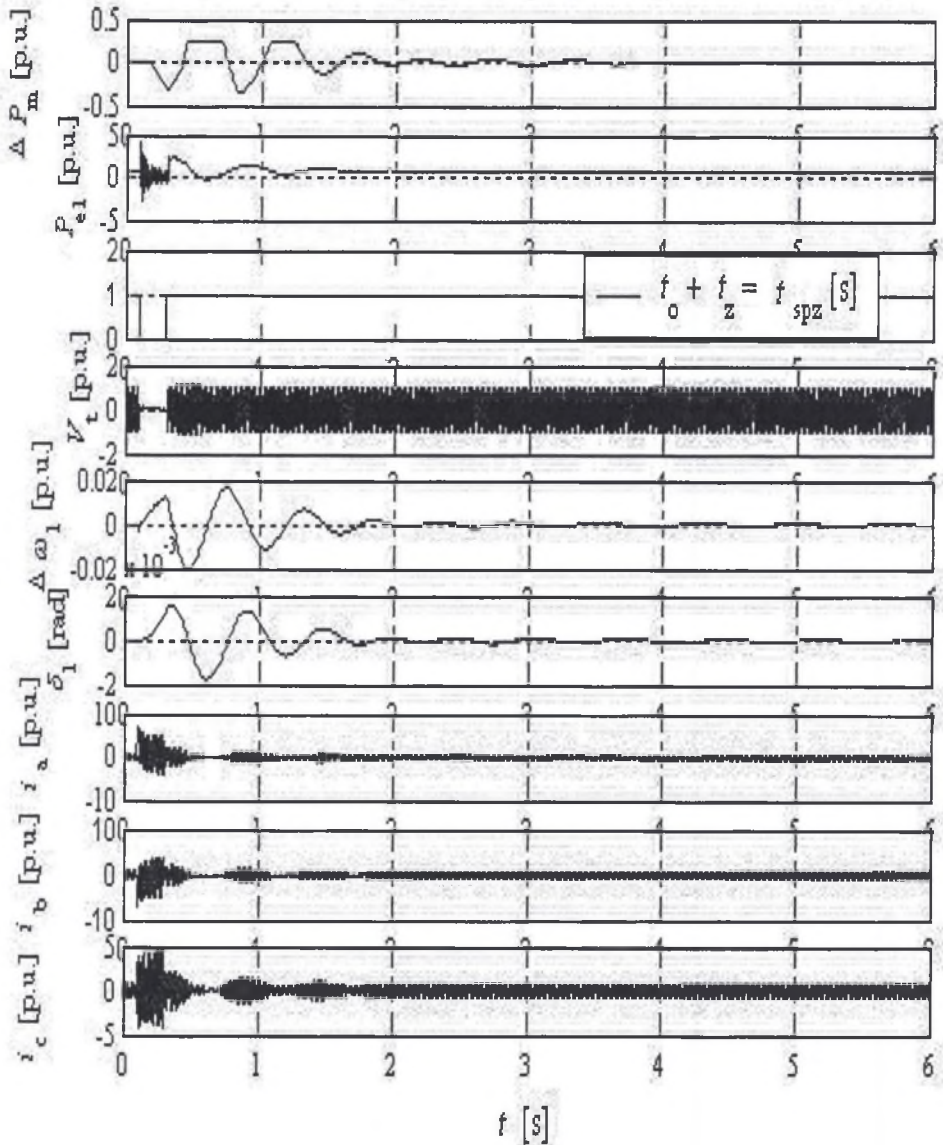
Rys. Z.2.7. Przebiegi przejściowe  $\Delta\omega_1(\delta_1) = f(t)$  ( a ) i  $\Delta\omega_7(\delta_7) = f(t)$  ( b ) w przedziale  $0 \leq t \leq 5$  s po zwarciach trójfazowych trwających  $t_z = 0.20$  s załączonych w chwili  $t_0 = 0.10$  s na szynach podsystemów 1, 4 oraz 7; bez stabilizatorów oraz gdy w podsystemie G1 załączono stabilizator rozmyto-neuronowy nF3we ( linia pogrubiona )

Fig. Z.2.7. Transient trajectory  $\Delta\omega_1(\delta_1) = f(t)$  ( a ) and  $\Delta\omega_7(\delta_7) = f(t)$  ( b ) vs. time, during time  $0 \leq t \leq 5$  s; a three-phase to ground fault applied on the busbar of the equivalent generator 1, 4 and 7 at time  $t_0 = 0.10$  s and cleared after  $t_z = 0.20$  s ( all the generating units are with the conventional regulators without ANF PSSs – thin line and G1 with ANF PSS - bold line )



**Z.2.2. Przykłady przebiegów przejściowych podczas zwarcé trójfazowych w SEE składającym się z 7 hydrogeneratorów (SEE\_3)**

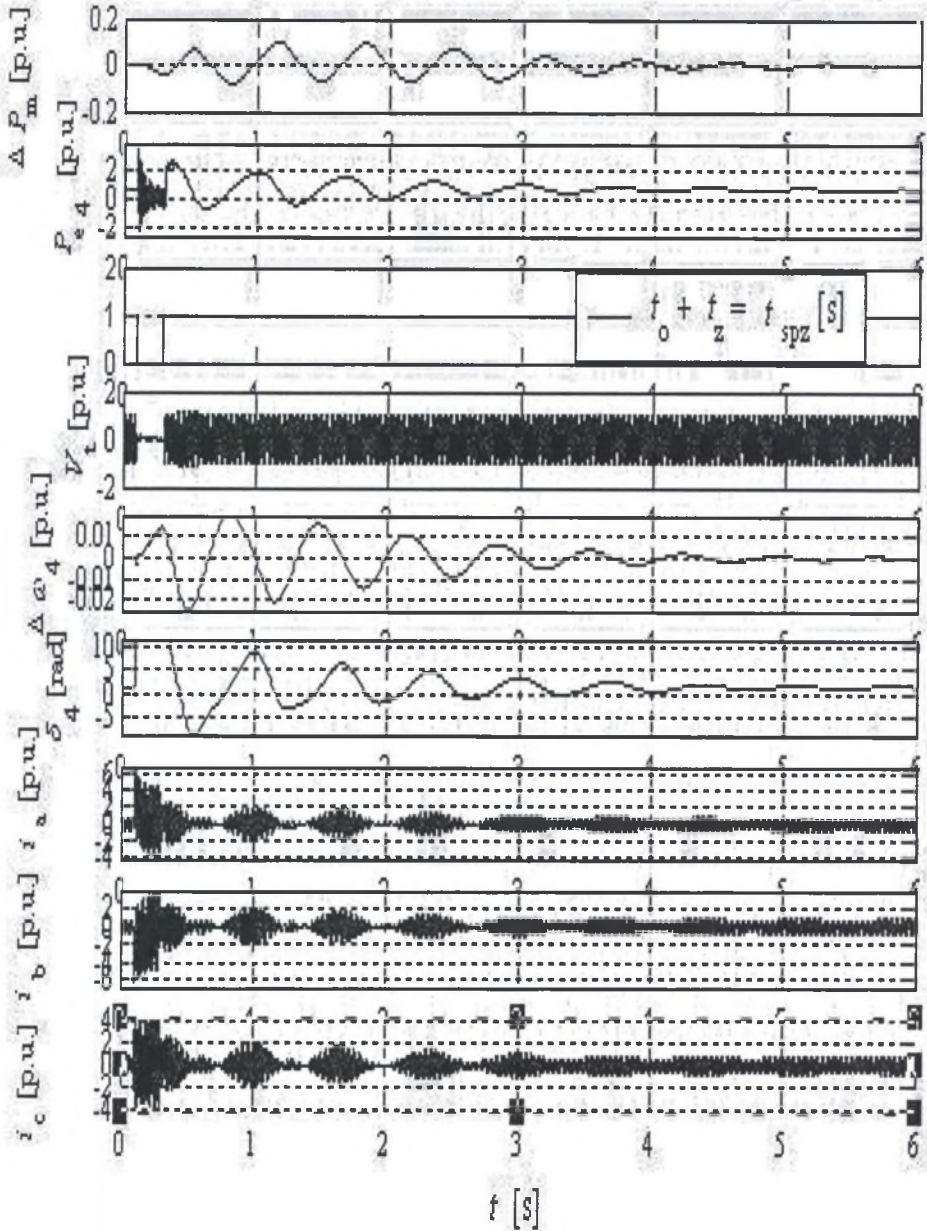
zw. 3-f. na szynach G1 oraz G4 ( $t_o = 0.1$  s,  $t_z = 0.2$  s; G1 z nf3we) - podsystem G1



Rys. Z.2.8. Przebiegi przejściowe w podsystemie G1 po zwarciu trójfazowym trwającym  $t_z = 0.20$  s załączonym w chwili  $t_o = 0.10$  s na szynach podsystemu 1 oraz 4; podsystem G1 ze stabilizatorem rozmyto-neuronowym

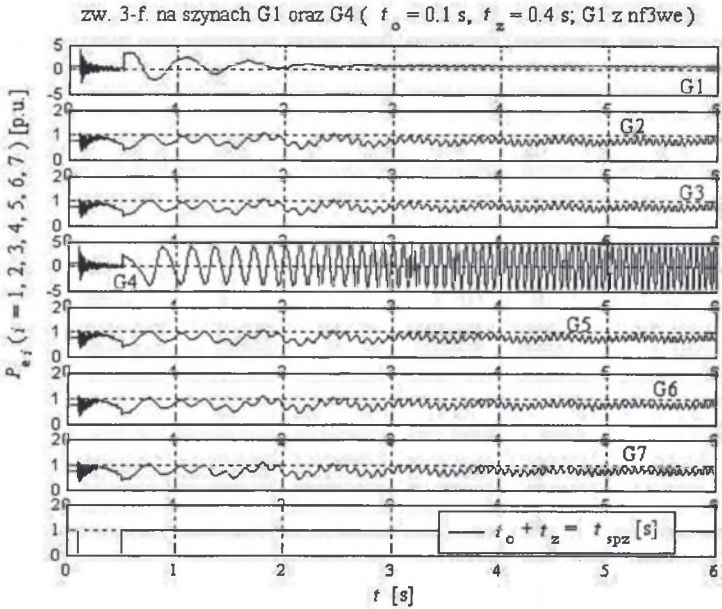
Fig. Z.2.8. Performances of the generator 1 subject to a three-phase ground fault applied on the busbar 1 and 4 at time  $t_o = 0.1$  s and cleared after  $t_z = 0.2$  s; subsystem G1 with ANF PSS

zw. 3-f. na szynach G1 oraz G4 ( $t_o = 0.1$  s,  $t_z = 0.2$  s; G1 z nf3we) - podsystem G4

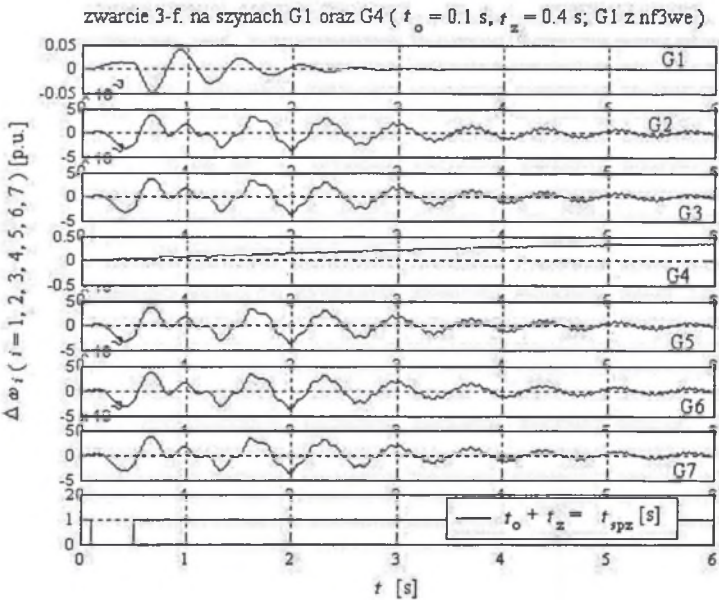


Rys. Z.2.9. Przebiegi przejściowe w podsystemie G4 po zwarciu trójfazowym trwającym  $t_z = 0.20$  s załączonym w chwili  $t_o = 0.10$  s na szynach podsystemu 1 oraz 4; podsystem G1 ze stabilizatorem rozmyto-neuronowym

Fig. Z.2.9. Performances of the generator 4 subject to a three-phase ground fault applied on the busbar 1 and 4 at time  $t_o = 0.10$  s and cleared after  $t_z = 0.20$  s; subsystem G1 with ANF PSS



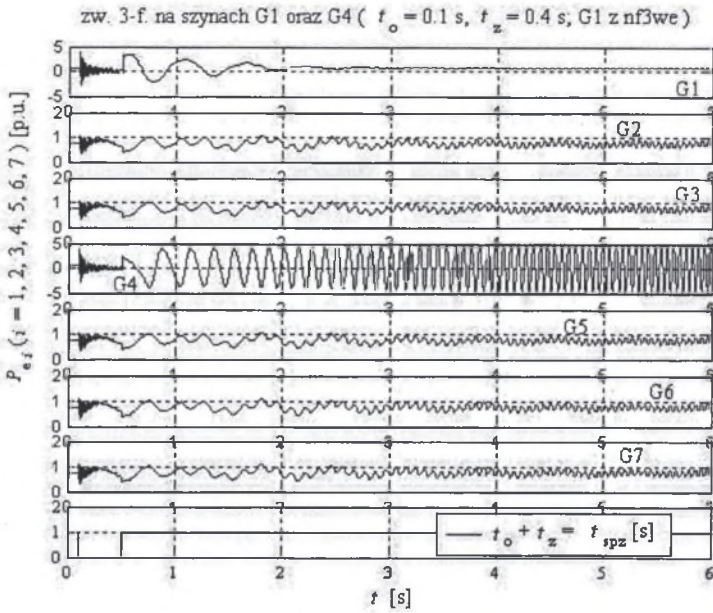
a)



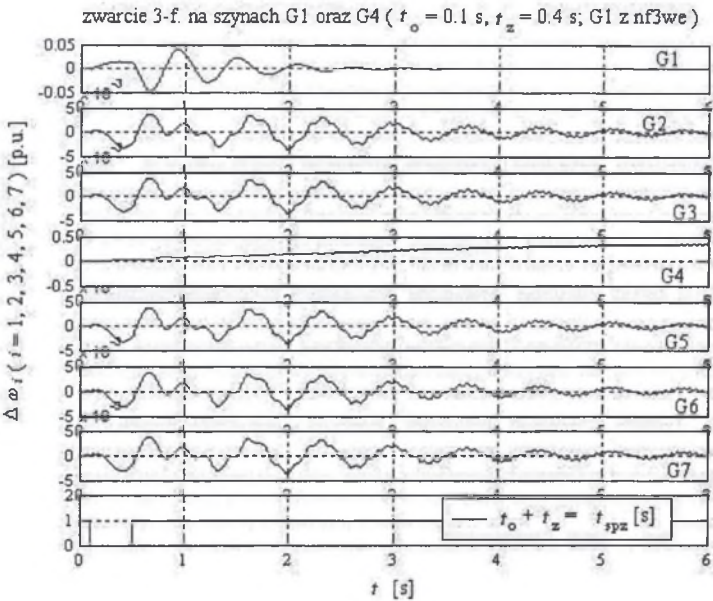
b)

Rys. Z.2.10. Przebiegi przejściowe mocy elektrycznych  $P_{e(1,2,3,4,5,6,7)}$  ( a ) oraz odchyłeń prędkości  $\Delta \omega_{(1,2,3,4,5,6,7)}$  od prędkości synchronicznej ( b ) po zwarciu trójfazowym trwającym  $t_z = 0.20$  s załączonym w chwili  $t_o = 0.10$  s na szynach podsystemu 1 oraz 4, gdy w podsystemie G1 załączono stabilizator rozmyto-neuronowy nf3we

Fig. Z.2.10. Electrical power  $P_{e(1,2,3,4,5,6,7)}$  and speed deviation  $\Delta \omega_{(1,2,3,4,5,6,7)}$  transients to a three-phase to ground fault applied on the busbar of the equivalent generator 1 at time  $t_o = 0.1$  s and cleared after  $t_z = 0.5$  s; all the generating units are with the conventional regulators without the ANF PSSs ( a ) and G1 with ANF PSS ( b )



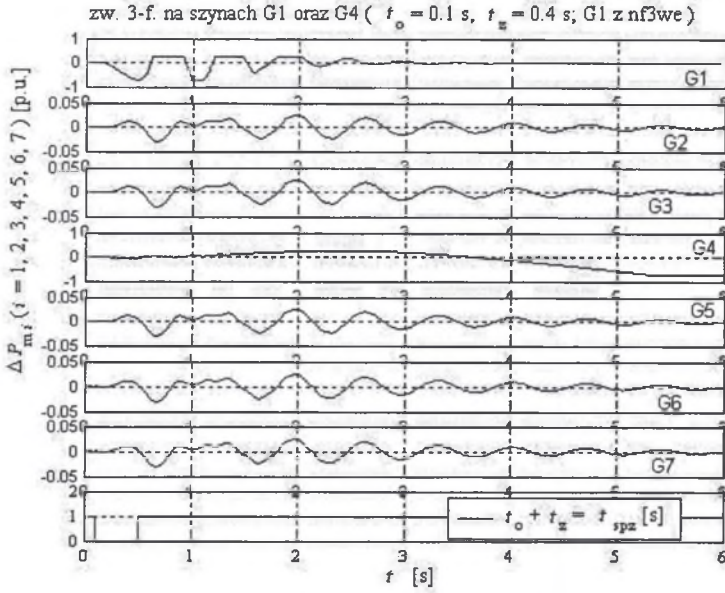
a)



b)

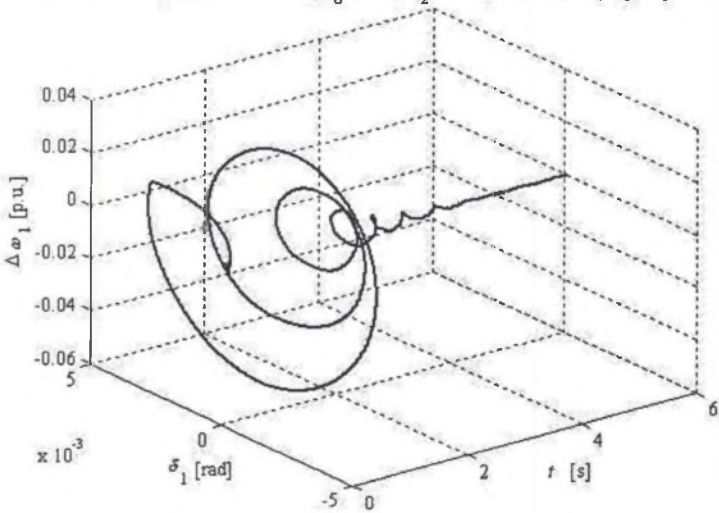
Rys. Z.2.11. Przebiegi przejściowe mocy elektrycznych  $P_{e(1,2,3,4,5,6,7)}$  ( a ) oraz odchyżeń prędkości  $\Delta \omega_{(1,2,3,4,5,6,7)}$  od prędkości synchronicznej ( b ) po zwarciu trójfazowym trwającym  $t_z = 0.40$  s załączonym w chwili  $t_o = 0.10$  s na szynach podsystemu 1 oraz 4, gdy w podsystemie G1 założono stabilizator rozmyto-neuronowy nf3we

Fig. Z.2.11. Electrical power  $P_{e(1,2,3,4,5,6,7)}$  transients ( a ) and speed deviation  $\Delta \omega_{(1,2,3,4,5,6,7)}$  ( b ) to a three-phase to ground fault applied on the busbar of the equivalent generator 1 and 4 at time  $t_o = 0.1$  s and cleared after  $t_z = 0.4$  s; all the generating units are with the conventional regulators and G1 with ANF PSS



a)

zw. 3-f. na szynach G1 oraz G4 (  $t_o = 0.1$  s,  $t_z = 0.4$  s; G1 z nf3we ) - podsystem G1



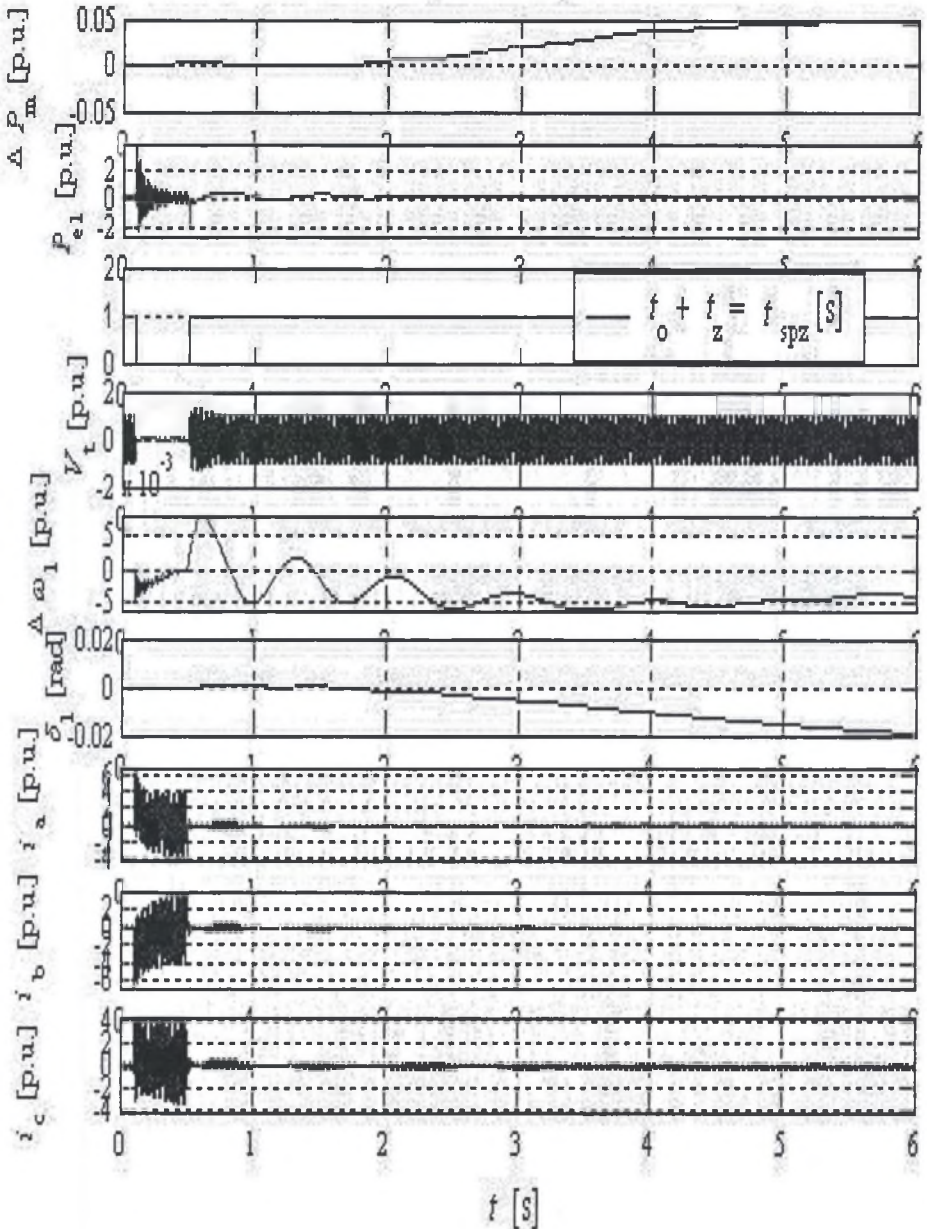
b)

Rys. Z.2.12. Przebiegi przejściowe przyrostów mocy mechanicznych  $\Delta P_{m(1,2,3,4,5,6,7)}$  ( a ) oraz trajektoria  $\Delta \omega_1 (\delta_1) = f(t)$  ( b ) po zwarciu trójfazowym trwającym  $t_z = 0.40$  s załączonym w chwili  $t_o = 0.10$  s na szynach podsystemu 1 oraz 4, gdy w podsystemie G1 załączono stabilizator rozmyto-neuronowy nf3we

Fig. Z.2.12. Mechanical power  $\Delta P_{m(1,2,3,4,5,6,7)}$  transients ( a ) and the trajectory  $\Delta \omega_1 (\delta_1) = f(t)$  ( b ) to a three-phase to ground fault applied on the busbar of the equivalent generator 1 and 4 at time  $t_o = 0.1$  s and cleared after  $t_z = 0.4$  s; all the generating units are with the conventional regulators and G1 with ANF PSS

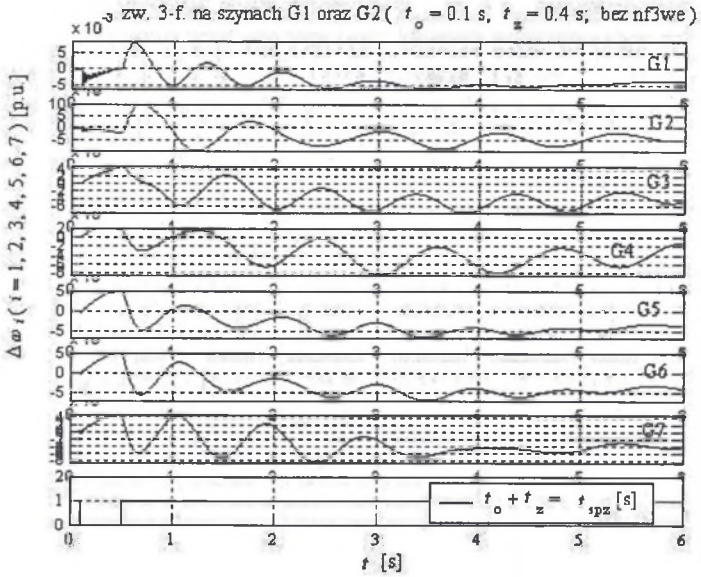
### Z.2.3. Zwarcia w SEE składającym się z hydrogeneratora i 6 turbogeneratorów (SEE\_4)

zw. 3-f. na szynach G1 oraz G2 ( $t_0 = 0.1$  s,  $t_z = 0.4$  s; bez nf3we) - podsystem G1

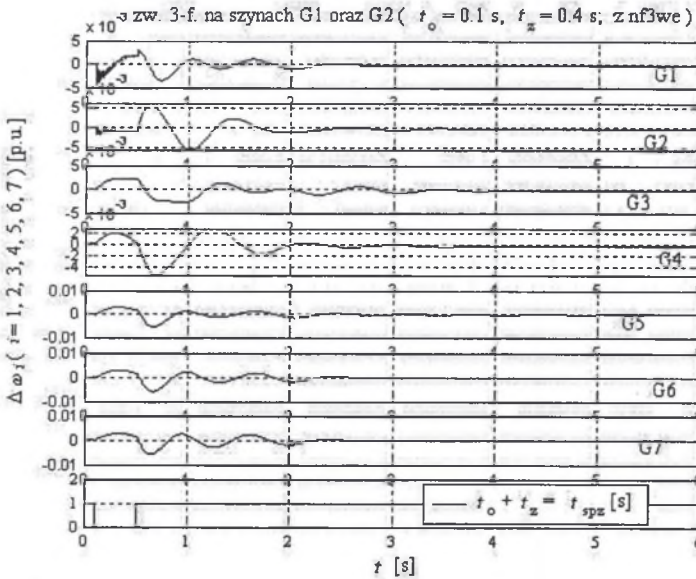


Rys. Z.2.13. Przebiegi przejściowe w podsystemie G1 po zwarciu trójfazowym trwającym  $t_z = 0.40$  s załączonym w chwili  $t_0 = 0.10$  s na szynach podsystemu 1 oraz 2; wszystkie podsystemy bez stabilizatorów

Fig. Z.2.13. Performances of the generator 1 subject to a three-phase ground fault applied on the busbar G1 and G2 at time  $t_0 = 0.1$  s and cleared after  $t_z = 0.4$  s; all the generating units are with the conventional regulators



a)

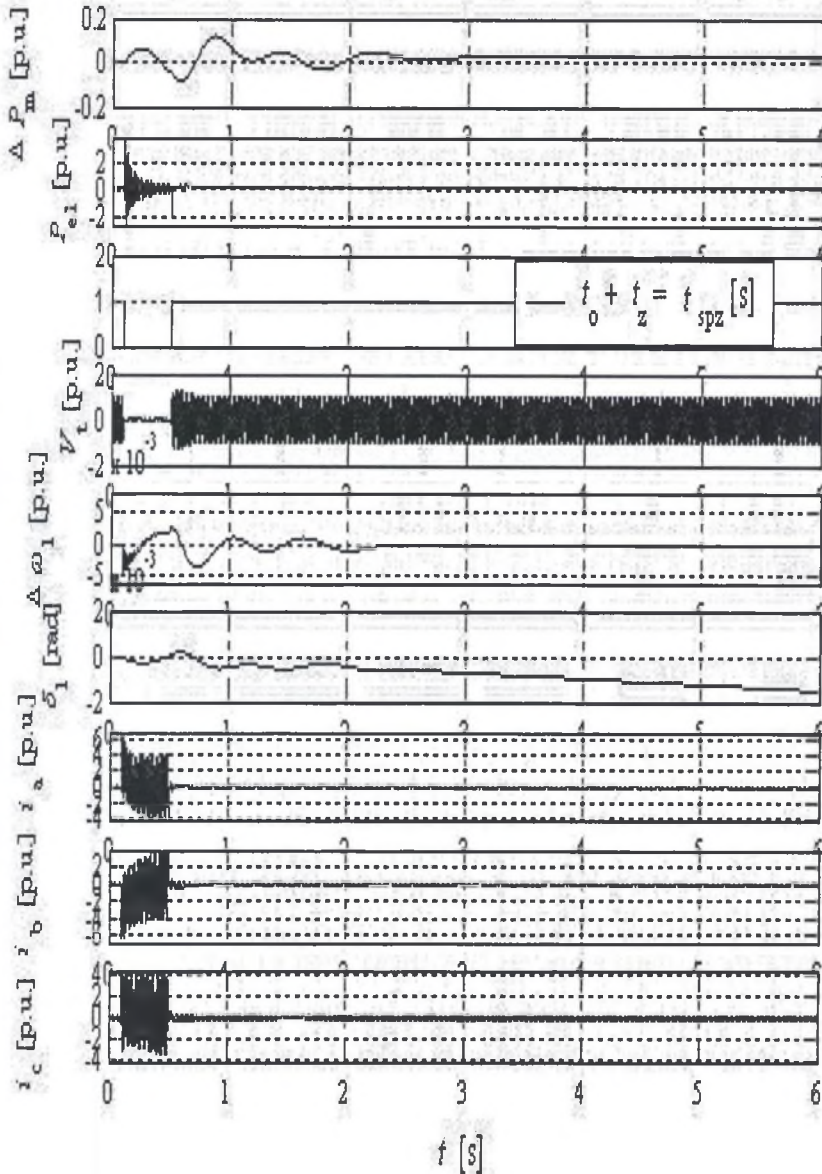


b)

Rys. Z.2.14. Przebiegi przejściowe w SEE po zwarciu trójfazowym trwającym  $t_z = 0.40$  s załączonym w chwili  $t_o = 0.10$  s na szynach podsystemu 1 oraz 2; wszystkie podsystemy bez stabilizatorów (a) oraz z 7x nf3we (b)

Fig. Z.2.14. Performances of the PS subject to a three-phase ground fault applied on the busbar 1 and 2 at time  $t_o = 0.1$  s and cleared after  $t_z = 0.4$  s; all the generating units are with the conventional regulators (a) and with 7x ANF PSSs (b)

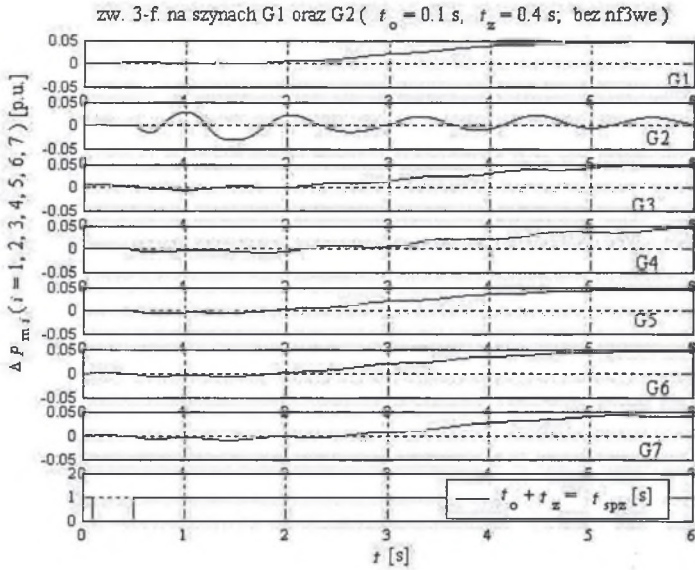
zw. 3-f. na szynach G1 oraz G2 ( $t_0 = 0.1$  s,  $t_z = 0.4$  s; z 7x nf3we) - podsystem G1



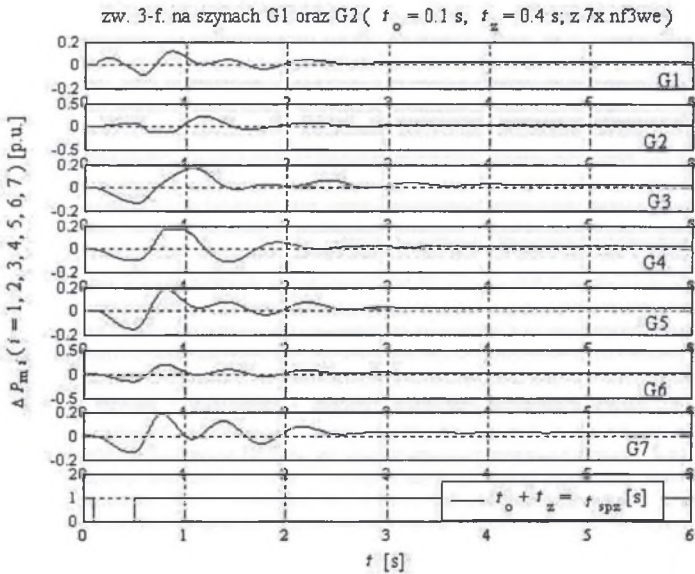
Rys. Z.2.15. Przebiegi przejściowe w podsystemie G1 po zwarciu trójfazowym trwającym  $t_z = 0.40$  s załączonym w chwili  $t_0 = 0.10$  s na szynach podsystemu 1 oraz 2; wszystkie podsystemy ze stabilizatorami nf3we

Fig. Z.2.15. Performances of the generator 1 subject to a three-phase ground fault applied on the busbar 1 and 2 at time  $t_0 = 0.1$  s and cleared after  $t_z = 0.4$  s; all the generating units are with the conventional





a)

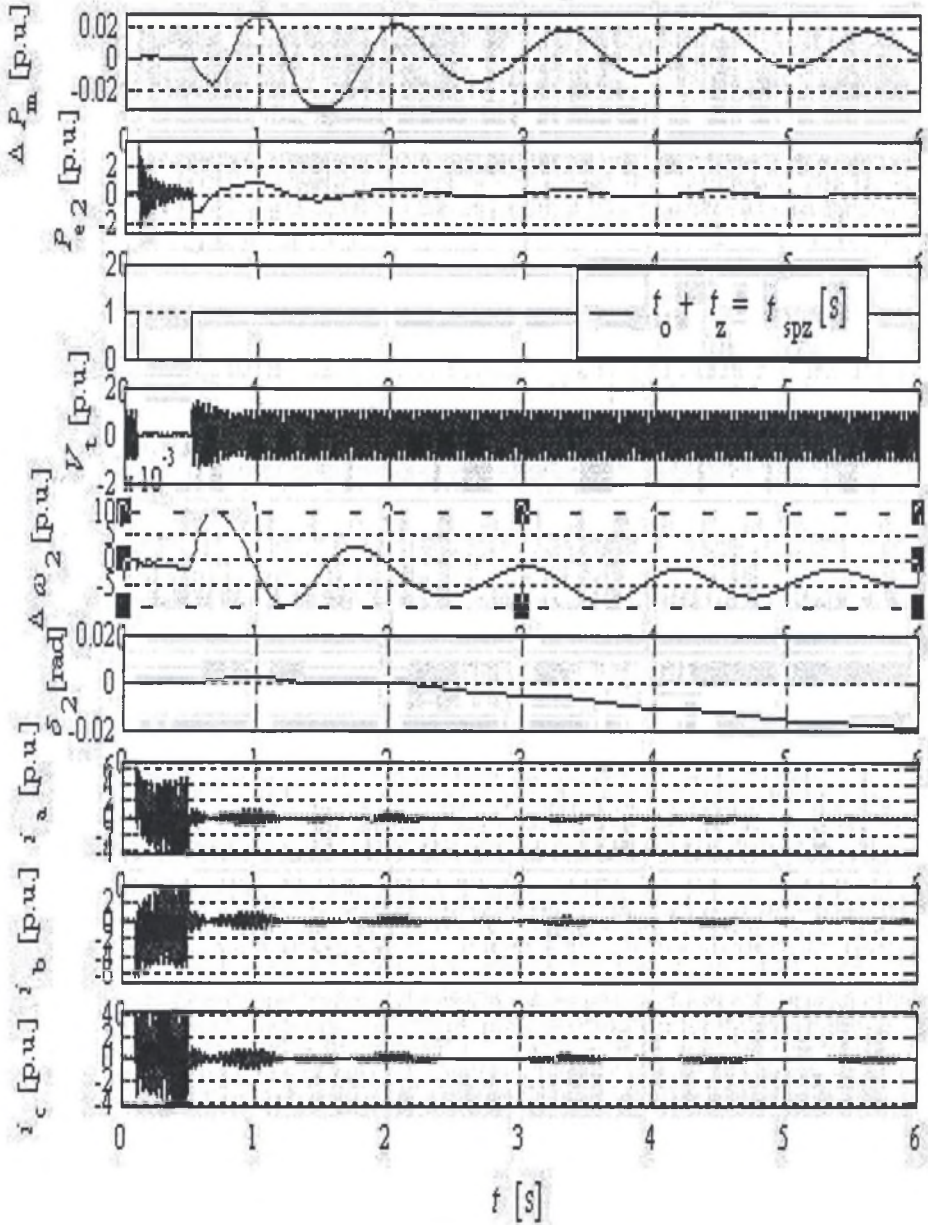


b)

Rys. Z.2.16. Przebiegi przejściowe w SEE po zwarciu trójfazowym trwającym  $t_z = 0.40$  s załączonym w chwili  $t_o = 0.10$  s na szynach podsystemu 1 oraz 2; wszystkie podsystemy bez stabilizatorów (a) oraz z 7x nf3we (b)

Fig. Z.2.16. Performances of the PS subject to a three-phase ground fault applied on the busbar 1 and 2 at time  $t_o = 0.1$  s and cleared after  $t_z = 0.4$  s; all the generating units are with the conventional regulators without ANF PSSs (a) and with 7x ANF PSSs (b)

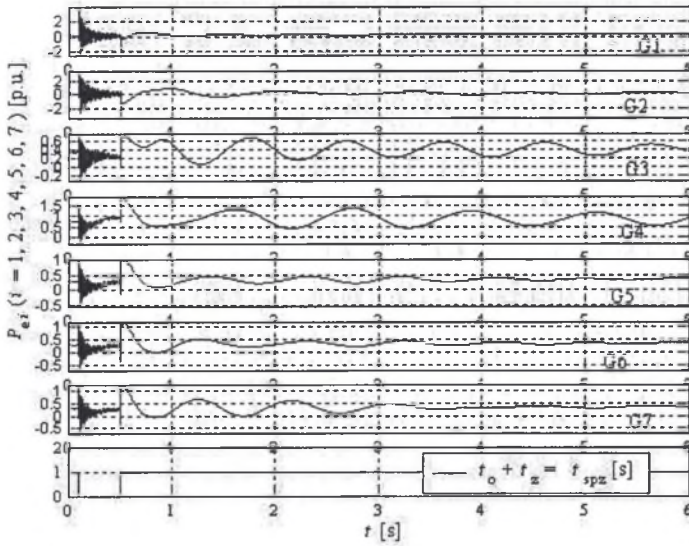
zw. 3-f. na szynach G1 oraz G2 ( $t_o = 0.1$  s,  $t_z = 0.4$  s; bez nf3we) - podsystem G2



Rys. Z.2.17. Przebiegi przejściowe w podsystemie G2 po zwarciu trójfazowym trwającym  $t_z = 0.40$  s załączonym w chwili  $t_o = 0.10$  s na szynach podsystemu 1 oraz 2; wszystkie podsystemy bez stabilizatorów

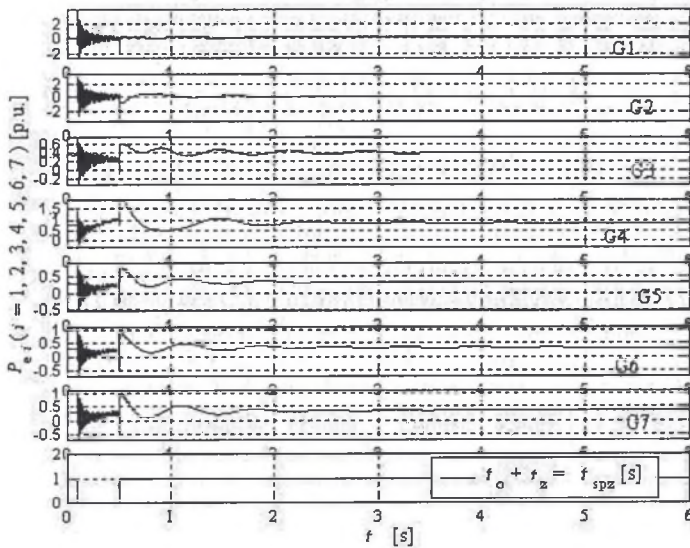
Fig. Z.2.17. Performances of the generator 2 subject to a three-phase ground fault applied on the busbar 1 and 2 at time  $t_o = 0.1$  s and cleared after  $t_z = 0.4$  s; all the generating units are with the conventional regulators without ANF PSSs

zw. 3-f. na szynach G1 oraz G2 ( $t_o = 0.1$  s,  $t_z = 0.4$  s; bez nf3we)



a)

zw. 3-f. na szynach G1 oraz G2 ( $t_o = 0.1$  s,  $t_z = 0.4$  s; z 7x nf3we)

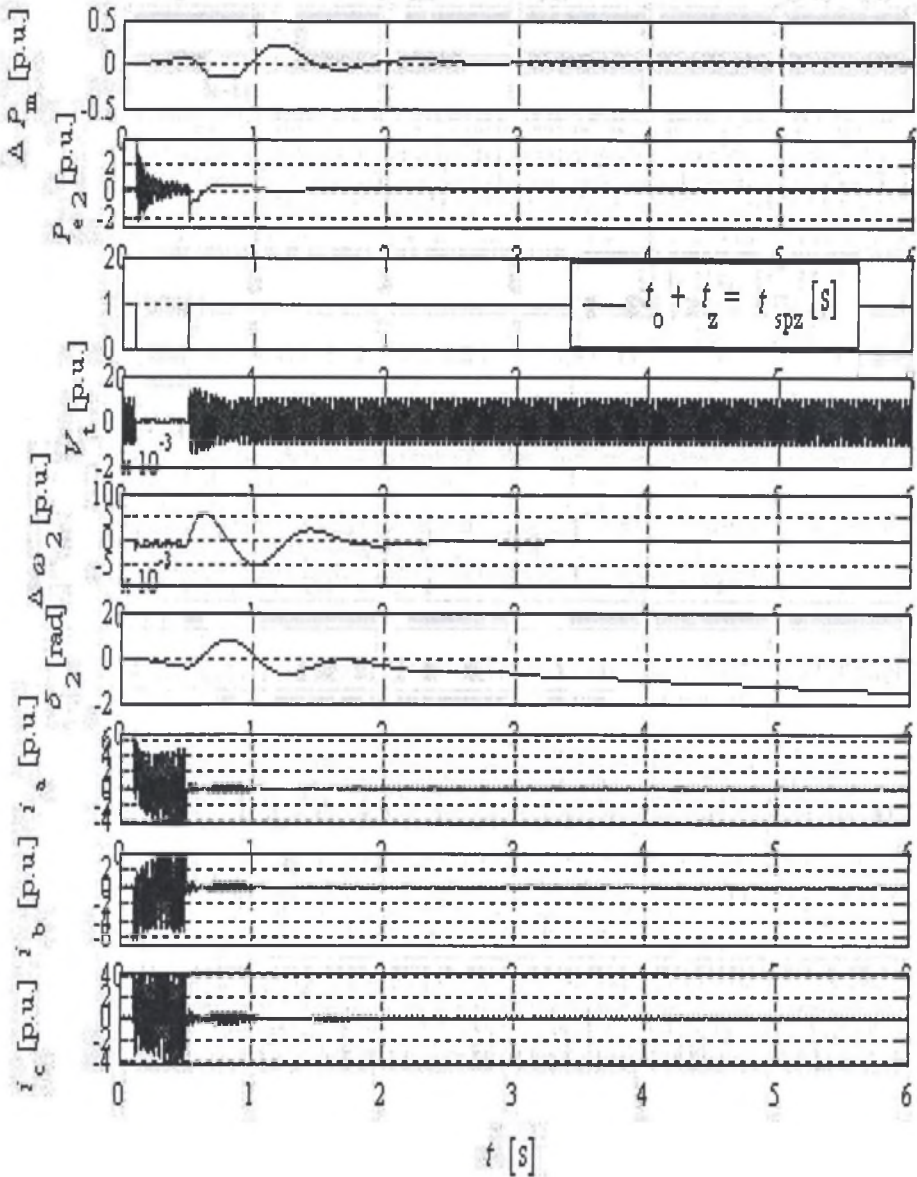


b)

Rys. Z.2.18. Przebiegi przejściowe w SEE po zwarciu trójfazowym trwającym  $t_z = 0.40$  s załączonym w chwili  $t_o = 0.10$  s na szynach podsystemu 1 oraz 2; wszystkie podsystemy bez stabilizatorów (a) oraz z 7x nf3we (b)

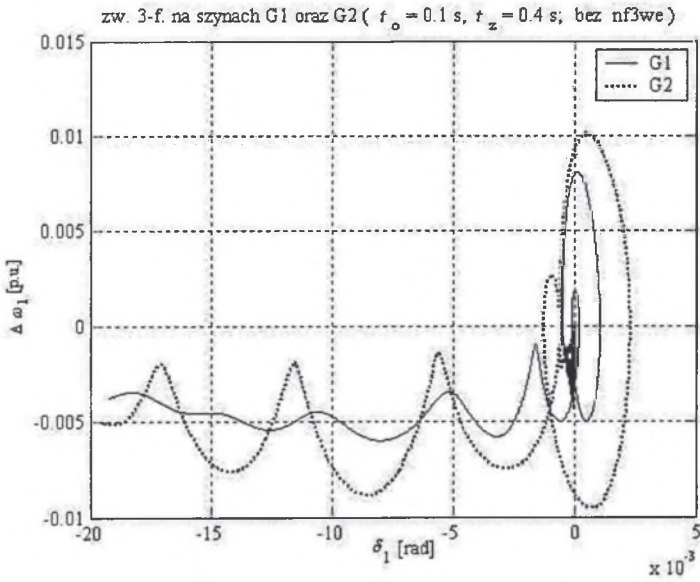
Fig. Z.2.18. Performances of the PS subject to a three-phase ground fault applied on the busbar 1 and 2 at time  $t_o = 0.1$  s and cleared after  $t_z = 0.4$  s; all the generating units are with the conventional regulators without ANF PSSs (a) and with 7x nf3we (b)

zw. 3-f. na szynach G1 oraz G2 ( $t_0 = 0.1$  s,  $t_z = 0.4$  s; z 7x nf3we) - podsystem G2

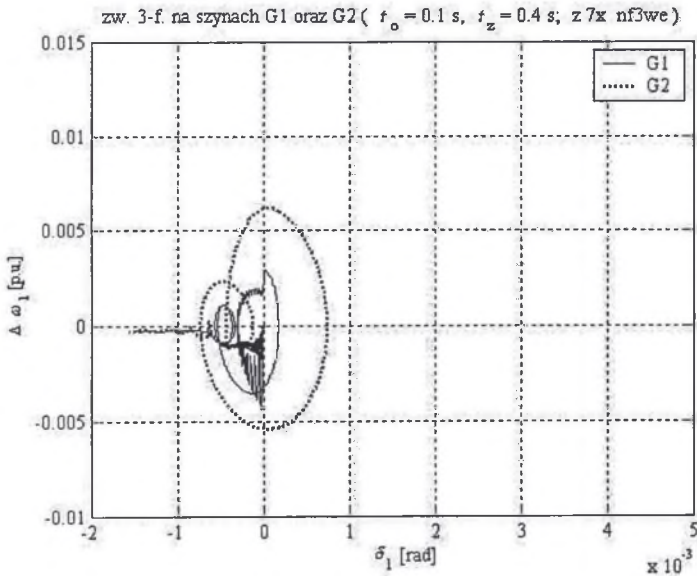


Rys. Z.2.19. Przebiegi przejściowe w podsystemie G2 po zwarciu trójfazowym trwającym  $t_z = 0.40$  s załączonym w chwili  $t_0 = 0.10$  s na szynach podsystemu 1 oraz 2; wszystkie podsystemy ze stabilizatorami nf3we

Fig. Z.2.19. Performances of the generator 2 subject to a three-phase ground fault applied on the busbar 1 and 2 at time  $t_0 = 0.1$  s and cleared after  $t_z = 0.4$  s; all the generating units are with the conventional regulators and with ANF PSSs



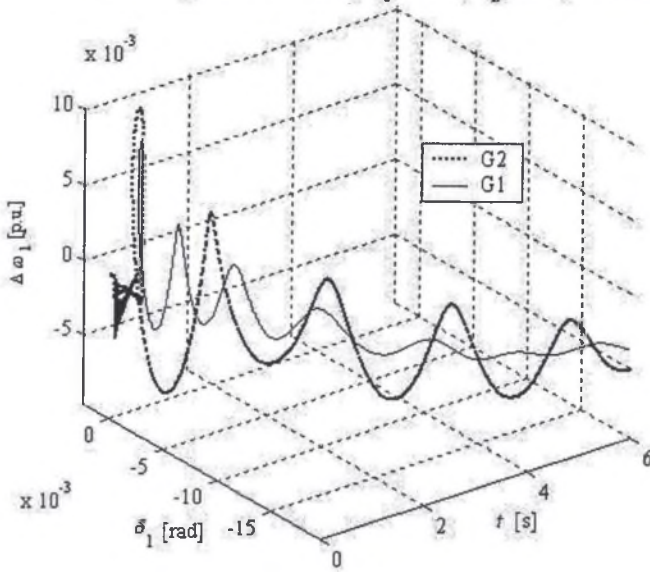
a)



b)

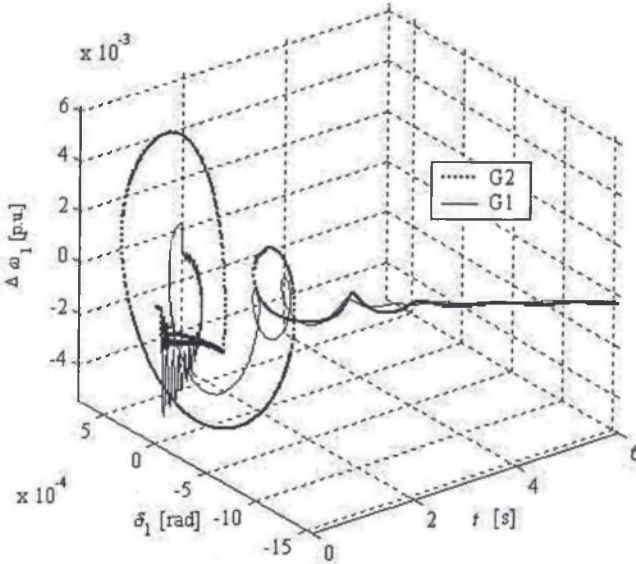
Rys. Z.2.20. Trajektorie fazowe  $\Delta \omega_i(t) = f(\delta_i(t))$  podsystemu G1 oraz G2; SEE bez nf (a) oraz z 7x nf3we (b)  
 Fig. Z.2.20. The trajectory  $\Delta \omega_i(t) = f(\delta_i(t))$  in the phase plane of the subsystem G1 and G2; PS without nf (a) and with 7x nf3we (b)

zw. 3-f. na szynach G1 oraz G2 (  $t_o = 0.1$  s,  $t_z = 0.4$  s; bez nf3we )



a)

zw. 3-f. na szynach G1 oraz G2 (  $t_o = 0.1$  s,  $t_z = 0.4$  s; z 7x nf3we )

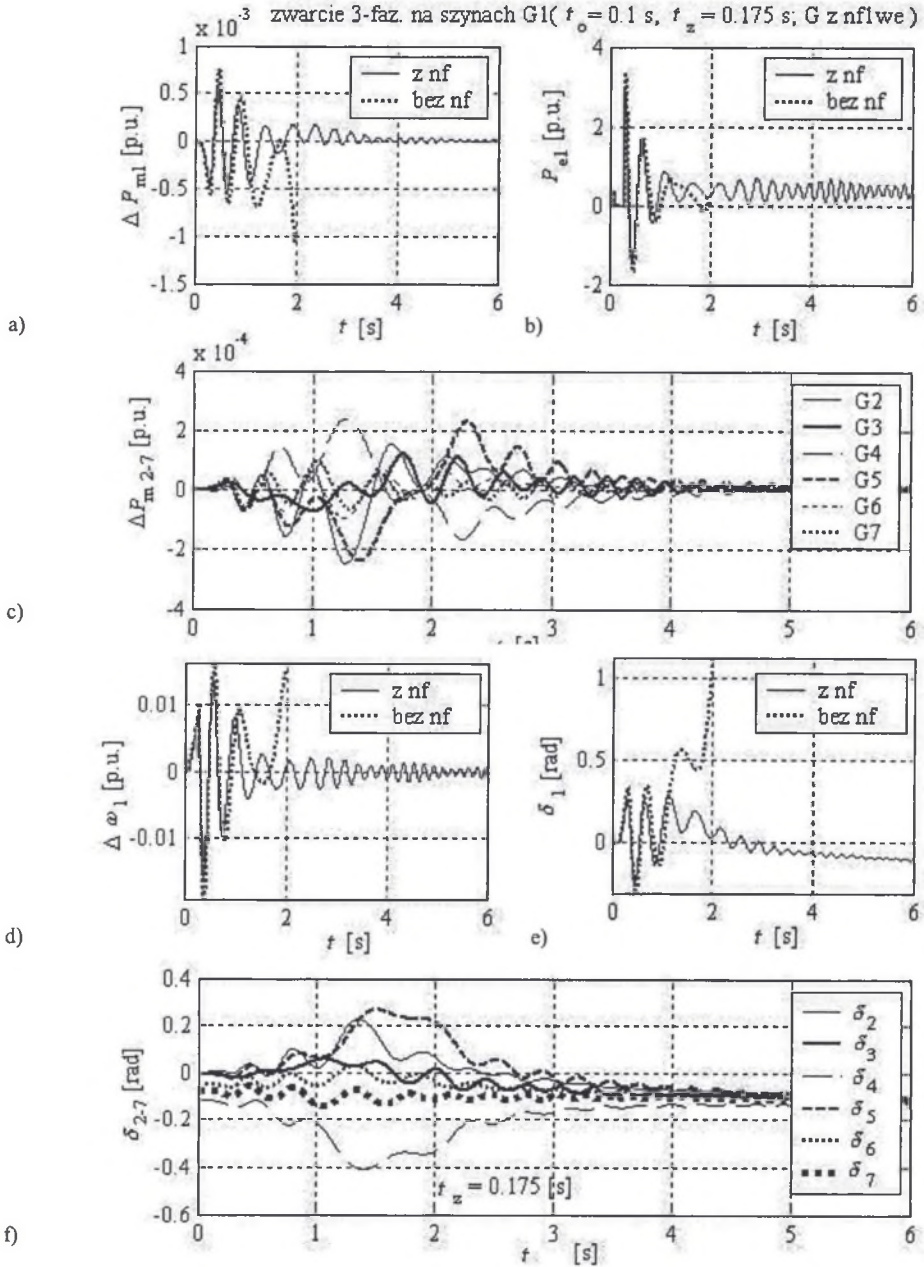


b)

Rys. Z.2.21. Przebiegi przejściowe  $\Delta \omega_i(\delta_i) = f(t)$  w przedziale  $0 \leq t \leq 6$  s po zwarciach trójfazowych trwających  $t_z = 0.40$  s załączonych w chwili  $t_o = 0.10$  s na szynach podsystemów 1 oraz 2; bez stabilizatorów (a) oraz gdy w SEE załączono stabilizatory 7x nf3we (b)

Fig. Z.2.21. Transient trajectories  $\Delta \omega_i(\delta_i) = f(t)$  vs. time, during time  $0 \leq t \leq 6$  s; a three-phase to ground fault applied on the busbar of the equivalent generator 1 and 2 at time  $t_o = 0.1$  s and cleared after  $t_z = 0.40$  s; all the generating units are with the conventional regulators without ANF PSSs (a) and with ANF PSS (b); - thin line G1 and bold line - G2

### Z.2.4. Zwarcia w SEE składającym się z hydrogeneratora i 6 turbogeneratorów (SEE\_1 – CIGRE)

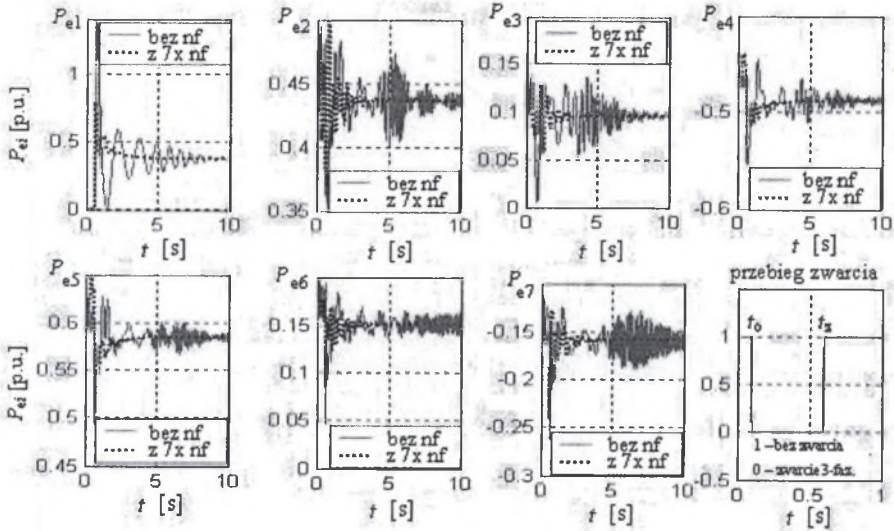


Rys. Z.2.22. Przebiegi przejściowe odchyłań prędkości od prędkości synchronicznej  $\Delta\omega$  (d) kątów  $\delta$  (e, f), przyrostów mocy mechanicznych turbin  $\Delta P_{m1}$  (a, c) oraz mocy elektrycznej  $P_{e1}$  (b) bez i ze stabilizatorami nflwe; zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.175$  s załączono w chwili  $t_o = 0.10$  s

Fig. Z.2.22. Speed deviation  $\Delta\omega$  (d) and power angle  $\delta$  transients (e, f), governor powers  $\Delta P_{m1}$  (a, c) and electrical power  $P_{e1}$  variations (b) without and with the nflwe stabilizer; three-phase to ground fault occurs at  $t_o = 0.10$  s and was cleared after  $t_z = 0.175$  s

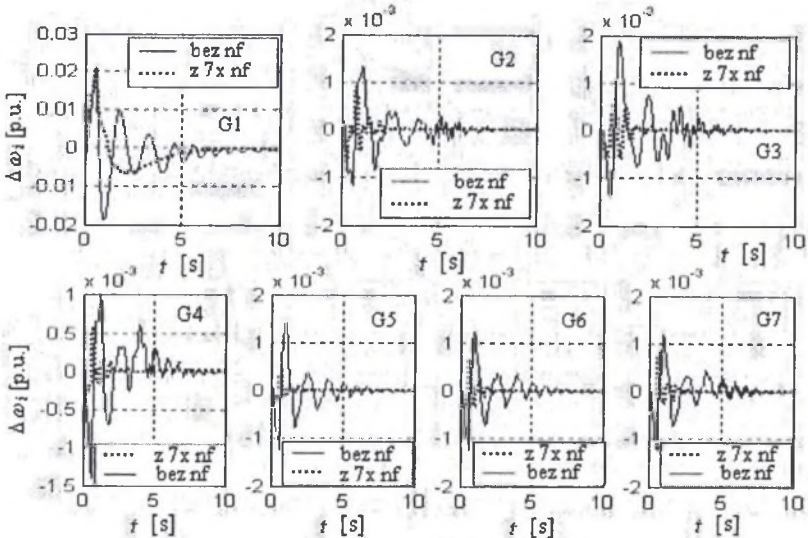
### Z.2.5. Zakłócenia w SEE składającym się z hydrogeneratora i 6 turbogeneratorów (SEE\_5) – uzupełnienie wyników z podrozdziału 6.5

zawarcie 3-faz. na szynach G1;  $t_0 = 0.5$  s,  $t_z = 0.5$  s: SEE z nf3we + 6x nf1we oraz bez nf



Rys. Z.2.23. Przebiegi przejściowe odchylen prędkości  $P_{ei}$  ze stabilizatorami nf3we + 6x nf1we oraz bez nich; zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.50$  s założono w chwili  $t_0 = 0.10$  s

Fig. Z.2.23. Electrical  $P_{ei}$  transients without and with ANF PSS nf3we + 6x nf1we; three-phase to ground fault occurs at  $t_0 = 0.10$  s and was cleared after  $t_z = 0.50$  s

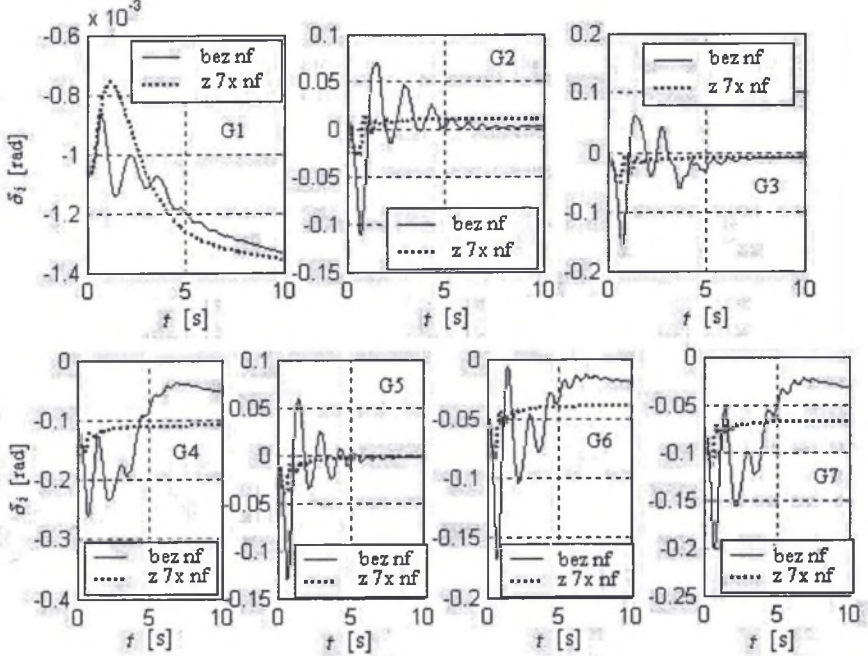


Rys. Z.2.24. Przebiegi przejściowe odchylen prędkości  $\Delta\omega_i$  od prędkości synchronicznej bez i ze stabilizatorami nf3we + 6x nf1we; zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.50$  s założono w chwili  $t_0 = 0.10$  s

Fig. Z.2.24. Speed deviation  $\Delta\omega_i$  variations without and with the nf3we + 6x nf1we stabilizers; three-phase to ground fault occurs at  $t_0 = 0.10$  s and was cleared after  $t_z = 0.50$  s



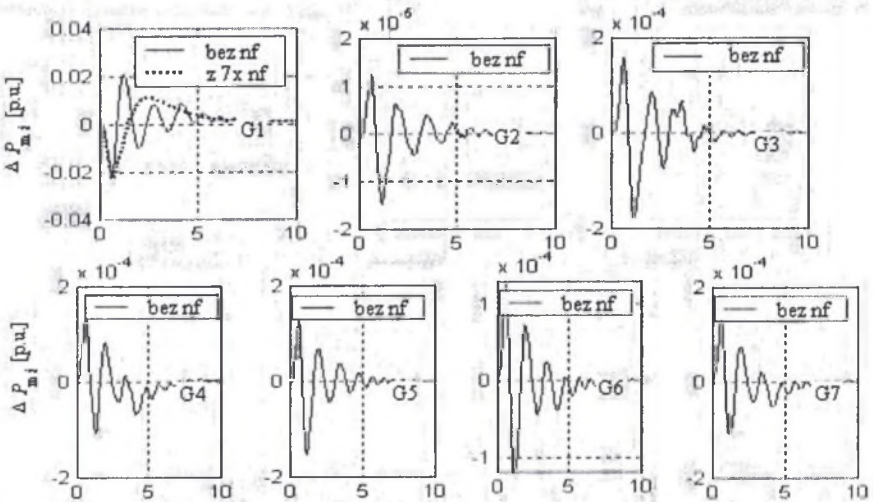
zawarcie 3-faz. na szynach G1;  $t_z = 0.5$  s, SEE z nf3we + 6x nf1we oraz bez nf



Rys. Z.2.25. Przebiegi przejściowe kąta  $\delta$ , bez i ze stabilizatorami nf3we + 6x nf1we; zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.50$  s załączone w chwili  $t_0 = 0.10$  s

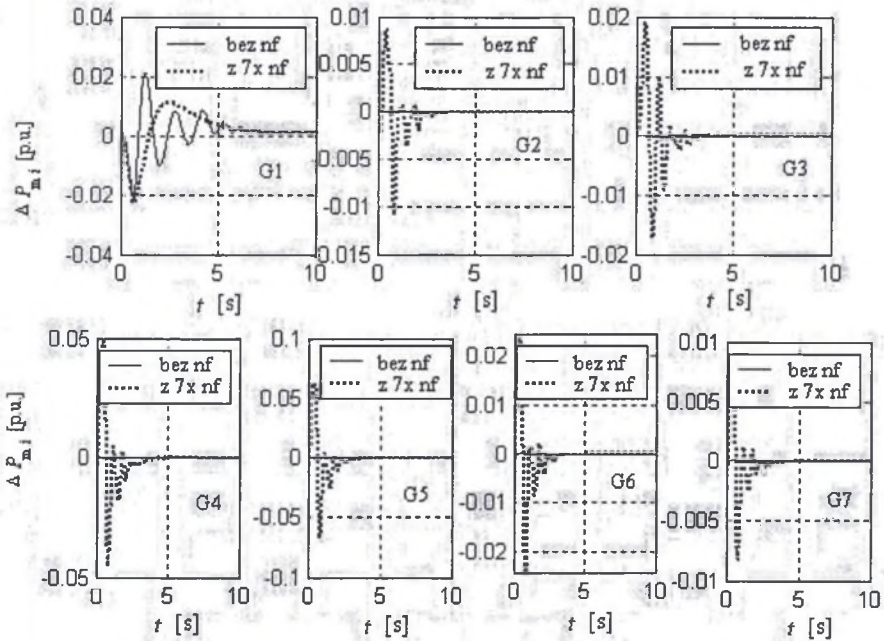
Fig. Z.2.25. Power angle  $\delta$ , variations without and with the nf3we + 6x nf1we stabilizers; three-phase to ground fault occurs at  $t_0 = 0.10$  s and was cleared after  $t_z = 0.50$  s

zawarcie 3-faz. na szynach G1;  $t_z = 0.5$  s, SEE z nf3we + 6x nf1we i bez nf



Rys. Z.2.26. Przebiegi przejściowe przyrostów mocy mechanicznych turbin  $\Delta P_{mi}$  bez i ze stabilizatorami nf3we + 6x nf1we; zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.50$  s załączone w chwili  $t_0 = 0.10$  s

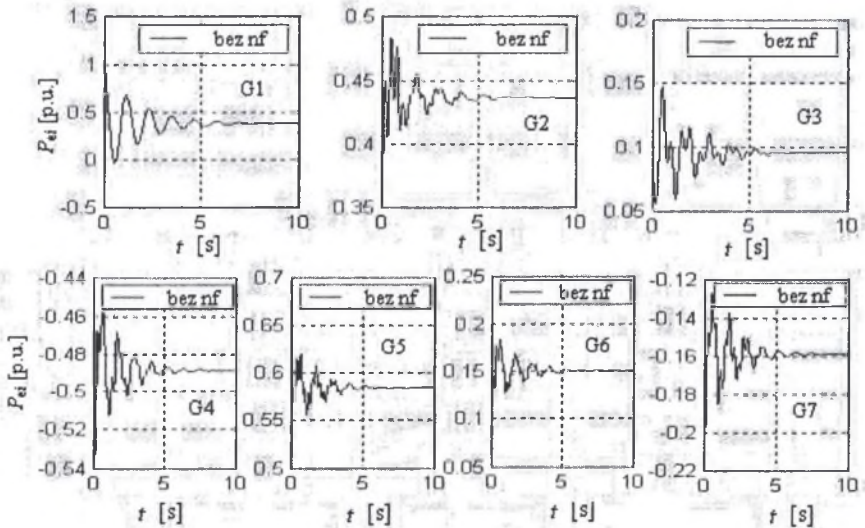
Fig. Z.2.26. Governor powers  $\Delta P_{mi}$  variations without and with the nf3we + 6x nf1we stabilizers; three-phase to ground fault occurs at  $t_0 = 0.10$  s and was cleared after  $t_z = 0.50$  s



Rys. Z.2.27. Przebiegi przejściowe przyrostów mocy mechanicznych turbin  $\Delta P_{mi}$  bez i ze stabilizatorami nf3we + 6x n1we; zwarcie trójfazowe trwające  $t_z = 0.50$  s założono w chwili  $t_o = 0.10$  s

Fig. Z.2.27. Governor powers  $\Delta P_{mi}$  variations without and with nf3we + 6x n1we stabilizers; three-phase to ground fault occurs at  $t_o = 0.10$  s and was cleared after  $t_z = 0.50$  s

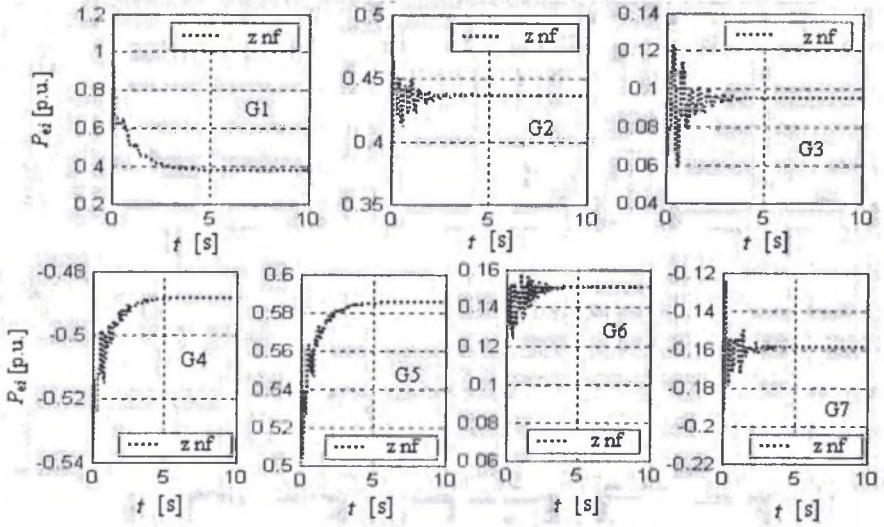
małe zakłócenie w G1; skokowy wzrost kąta o  $\Delta\delta_1^\circ = 0.5$  rad; SEE bez nf



Rys. Z.2.28. Przebiegi przejściowe mocy elektrycznej  $Pe_i$  bez stabilizatorów nf3we + 6x n1we; skokowy wzrost kąta  $\Delta\delta_1^\circ = 0.5$  rad założono w chwili  $t_o = 0.00$  s

Fig. Z.2.28. Electrical power  $Pe_i$  transients without ANF PSSs nf3we + 6x n1we; an increase of initial value of the rotor angle  $\Delta\delta_1^\circ = 0.5$  rad occurs at  $t_o = 0.00$  s

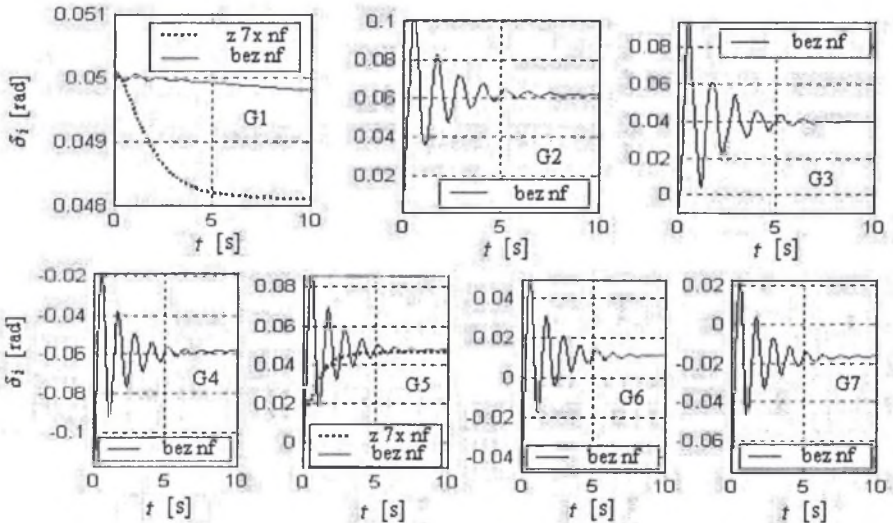
małe zakłócenie w G1; skokowy wzrost kąta o  $\Delta\delta_1^\circ = 0.5$  rad: SEE bez nf



Rys. Z.2.29. Przebiegi przejściowe mocy elektrycznej  $P_{ei}$  ze stabilizatorami nf3we + 6x nflwe; skokowy wzrost kąta  $\Delta\delta_1^\circ = 0.5$  rad załączono w chwili  $t_0 = 0.00$  s

Fig. Z.2.29. Electrical power  $P_{ei}$  transients without ANF PSSs nf3we + 6x nflwe; an increase of initial value of the rotor angle  $\Delta\delta_1^\circ = 0.5$  rad occurs at  $t_0 = 0.00$  s

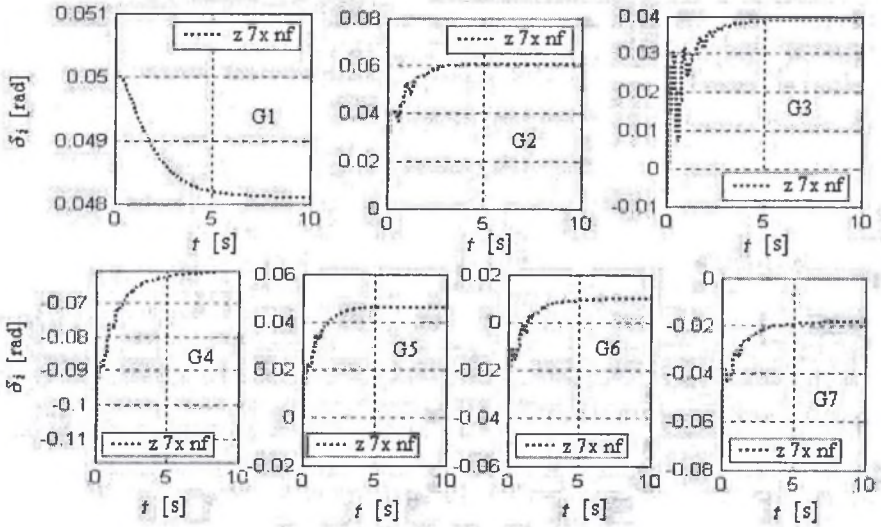
małe zakłócenie w G1; skokowy wzrost kąta o  $\Delta\delta_1^\circ = 0.5$  rad: SEE bez nf oraz z nf3we + 6x nflwe



Rys. Z.2.30. Przebiegi przejściowe kąta  $\delta_i$  ze stabilizatorami nf3we + 6x nflwe; skokowy wzrost kąta  $\Delta\delta_1^\circ = 0.5$  rad załączono w chwili  $t_0 = 0.00$  s

Fig. Z.2.30. Rotor angle  $\delta_i$  transients without ANF PSSs nf3we + 6x nflwe; an without; an increase of initial value of the rotor angle  $\Delta\delta_1^\circ = 0.5$  rad occurs at  $t_0 = 0.00$  s

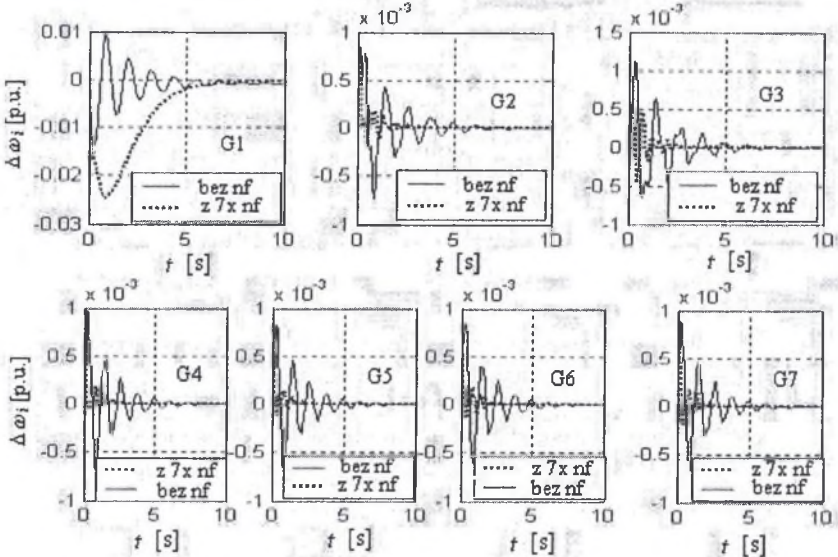
małe zakłócenie w G1; skokowy wzrost kąta o  $\Delta\delta_1^\circ = 0.5$  rad: SEE z nf3we + 6x nf1we



Rys. Z.2.31. Przebiegi przejściowe kąta  $\delta_i$  ze stabilizatorami nf3we + 6x nf1we; skokowy wzrost kąta  $\Delta\delta_1^\circ = 0.5$  rad założono w chwili  $t_0 = 0.00$  s

Fig. Z.2.31. Rotor angle  $\delta_i$  transients with ANF PSSs nf3we + 6x nf1we; an increase of initial value of the rotor angle  $\Delta\delta_1^\circ = 0.5$  rad occurs at  $t_0 = 0.00$  s

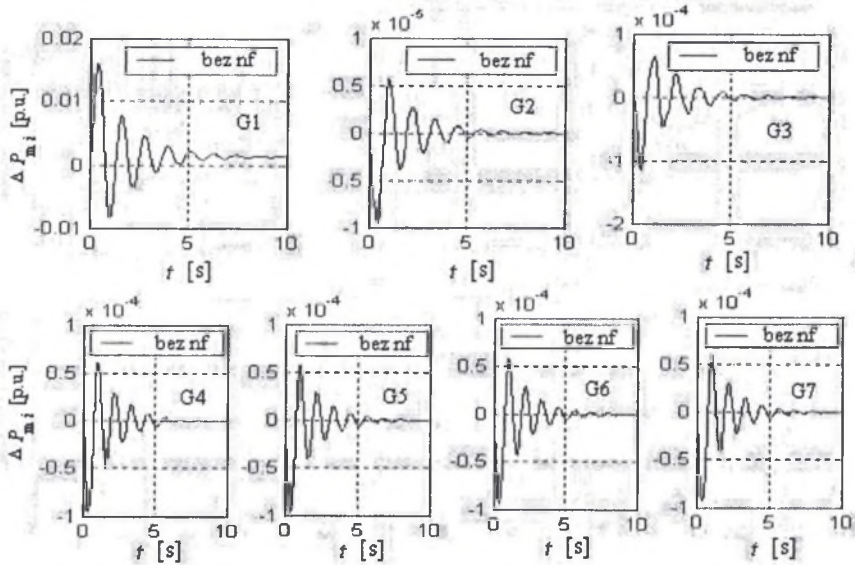
małe zakłócenie w G1; skokowy wzrost kąta o  $\Delta\delta_1^\circ = 0.5$  rad: SEE z nf3we + 6x nf1we



Rys. Z.2.32. Przebiegi przejściowe odchyleni prędkości  $\Delta\omega$  od prędkości synchronicznej bez oraz ze stabilizatorami  $\Delta\delta_1^\circ$ ; skokowy wzrost kąta  $\Delta\delta_1^\circ = 0.5$  rad założono w chwili  $t_0 = 0.00$  s

Fig. Z.2.32. Speed deviation  $\Delta\omega$  transients with and without ANF PSSs;  $\Delta\delta_1^\circ$  an increase of initial value of the rotor angle  $\Delta\delta_1^\circ = 0.5$  rad occurs at  $t_0 = 0.00$  s

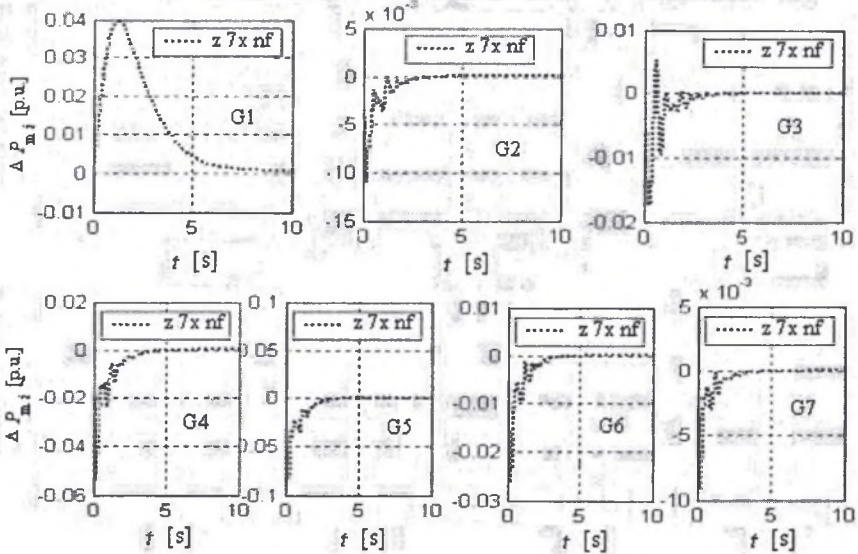
małe zakłócenie w G1; skokowy wzrost kąta o  $\Delta\delta_1^\circ = 0.5$  rad: SEE bez nf



Rys. Z.2.33. Przebiegi przejściowe mocy mechanicznych turbin P<sub>1</sub>; bez stabilizatorów nf3we + 6x n1we; skokowy wzrost kąta  $\Delta\delta_1^\circ = 0.5$  rad załączono w chwili  $t_0 = 0.00$  s

Fig. Z.2.33. Turbine powers P<sub>1</sub>; transients without ANF PSSs nf3we + 6x n1we; an increase of initial value of the rotor angle  $\Delta\delta_1^\circ = 0.5$  rad occurs at  $t_0 = 0.00$  s

małe zakłócenie w G1; skokowy wzrost kąta o  $\Delta\delta_1^\circ = 0.5$  rad: SEE z nf3we + 6x n1we



Rys. Z.2.34. Przebiegi przejściowe przyrostów mocy mechanicznych turbin  $\Delta P_{mi}$  ze stabilizatorami nf3we + 6x n1we; skokowy wzrost kąta  $\Delta\delta_1^\circ = 0.5$  rad załączono w chwili  $t_0 = 0.00$  s

Fig. Z.2.34. Turbine powers  $\Delta P_{mi}$  transients with ANF PSSs nf3we + 6x n1we; an increase of initial value of the rotor angle  $\Delta\delta_1^\circ = 0.5$  rad occurs at  $t_0 = 0.00$  s

Parametry: W każdym z 7 układów ARW/ARN -  $K_A = 400$  [p.u.],  $T_A = 0.02$  [p.u.],  $T_{do} = 5$  [s], natomiast RT -  $T_g = 0.25$  [p.u.].

# TLUMIENIE KOŁYSAŃ W SYSTEMIE ELEKTROENERGETYCZNYM ZA POMOCĄ STABILIZATORÓW OPARTYCH NA SZTUCZNEJ INTELIGENCJI

## Streszczenie

Monografia dotyczy grupy zagadnień związanych z tłumieniem kołysań w systemie elektroenergetycznym (SEE) w stanach zakłóceń. Aby zapewnić skuteczne tłumienie kołysań, w szerokim zakresie zmian parametrów SEE, konieczne było uzyskanie odpornego sterowania. Zaprojektowano i opracowano w tym celu adaptacyjne stabilizatory neuronowe i rozmyto-neuronowe. Wykazano, że stabilizatory takie potrafią, poprzez oddziaływanie na konwencjonalne układy regulacji, doprowadzać do likwidacji skutków małych i dużych zakłóceń, w tym zwarciovych. Niniejsza praca zawiera opis teoretyczny i omówienie konkretnych rozwiązań technicznych proponowanych i badanych przez autora.

Pracę podzielono na trzy części. W pierwszej przedstawiono wykorzystywany, nieliniowy model SEE. Wykazano, że celowa jest modyfikacja modelu układu prędkości obrotowej turbiny (RT). Zaproponowano model RT uwzględniający przypadki szybkich zrzutów mocy. Przeanalizowano wpływ na tłumienie kołysań w stanach nieustalonych układów RT oraz układów regulacji wzbudzenia i napięcia (ARW/ARN). Wykazano, że udział RT, w procesie likwidacji stanu nieustalonego w SEE, może być znaczący przy stosowaniu odpowiedniego sterowania.

W części drugiej omówiono zagadnienie stabilności SEE oraz wykorzystywaną do jej oceny metodę Lapunowa. Przedstawiono koncepcję aplikacji stabilizatorów wykorzystujących sztuczną inteligencję (PSSAI) do układów ARW i RT.

Część trzecia dotyczy stabilizatorów. Przedstawiono opracowany konwencjonalny adaptacyjny stabilizator układu RT. Po zoptymalizowaniu jego parametrów, metodą planowanego eksperymentu, uzyskany model włączono do nieliniowych modeli SEE. Modelowanie, w wielomaszynowym SEE, zakłóceń zwarciovych pozwoliło uzyskać wyniki w postaci przebiegów przejściowych, które stanowiły podstawę do opracowania zbiorów uczących dla zaprojektowanych stabilizatorów PSSAI. Założono, zarówno w PSSAI neuronowych, jak i rozmyto-neuronowych, struktury posiadające zdolności adaptacyjne celem zwiększenia skuteczności ich działania. W efekcie uzyskano poprawę tłumienia kołysań, czyli zmniejszenie amplitud przebiegów przejściowych oraz skrócenie czasu tłumienia podczas zmieniających się w szerokim zakresie parametrach eksploatacyjnych i przy różnego rodzaju zakłóceniach.

W pracy zaprezentowano opis poszczególnych etapów realizacji stabilizatorów neuronowych, model sieci neuronowej, jej architekturę oraz adaptacyjną warstwę wyjściową. Podano algorytm uczenia sieci oraz wykazano korzyści zastosowanego do uczenia algorytmu Levenberga - Marquardta.

Sposób projektowania adaptacyjnych rozmyto-neuronowych regulatorów został omówiony na przykładzie zrealizowanych stabilizatorów jedno- oraz trzywejściowych. Przedstawiono, a następnie porównano procedurę wykorzystującą algorytm wstecznej propagacji błędów z hybrydową metodą uczenia.

Przedstawione stabilizatory wykorzystują inteligentne systemy obliczeniowe. Wspólną, cenną dla projektanta ich cechą jest to, że nie wymagają dokładnego modelu matematycznego opisującego procesy przejściowe wymagające tłumienia. Są one w stanie pobierać wiedzę zawartą w sygnałach wejściowych. Mają zdolność uczenia się i adaptacji.

Efektywne działanie stabilizatorów możliwe jest jednak tylko, gdy nauczy się je, jak mają reagować w czasie stanów nieustalonych. Ma to fundamentalne znaczenie z punktu widzenia skuteczności tłumienia oscylacji w SEE. Stabilizatory źle nauczone mają bardzo ograniczoną zdolność wnioskowania, gdyż podejmują decyzje na podstawie już posiadanej przez siebie wiedzy. Omówiono zagadnienia związane z procesem uczenia stabilizatorów neuronowych i rozmyto-neuronowych. Zaproponowano oryginalny sposób uczenia takich stabilizatorów.

Dokonano weryfikacji opracowanych stabilizatorów. W części głównej pracy przedstawiono wyniki badań, opracowanych struktur, wykonanych na tym samym modelu siedmiomaszynowego SEE. Umożliwiło to, poprzez analizę porównawczą, ocenę skuteczności poszczególnych stabilizatorów.

W załączniku zamieszczono przykłady zastosowania stabilizatorów rozmyto-neuronowych do innych, bardziej złożonych modeli generatorów IV i VI rzędu, pracujących w wielomaszynowym SEE. Zestawione wyniki potwierdzają ich zalety i skuteczność.

W pracy wykazano, że proponowane stabilizatory mogą przyczynić się do rozwiązania problemów, z którymi nie radzą sobie konwencjonalne układy RT oraz ARW. W szczególności opracowane stabilizatory rozmyto-neuronowe łączą w sobie wszystkie pozytywne cechy stabilizatorów opartych na sztucznych sieciach neuronowych oraz stabilizatorów wykorzystujących logikę rozmytą. Głównymi pokazanymi ich zaletami są: odporne sterowanie, adaptacyjne właściwości oraz elastyczne i szybkie działanie. Dzięki temu są w stanie efektywnie i szybko tłumić występujące w SEE kołysania, przy zmianach parametrów i warunków eksploatacyjnych w szerokich przedziałach, co w efekcie umożliwia zwiększenie obszarów stabilności przejściowej i dynamicznej całego SEE.

# DAMPING OF OSCILLATION IN MULTIMACHINE POWER SYSTEM USE STABILIZERS BASED ON ARTIFICIAL INTELIGENCE

## Summary

The monograph deals with the groups problems of damping of the low frequency oscillations using an artificial intelligence in multimachine power system (PS). It is essential for the effective damping of oscillations that obtain a robust control. The neuro and neuro-fuzzy stabilizers (PSSAI) have been designed and applied with a view to reaching this an aim. It was demonstrated that PSSAI by means of react on the conventional control systems have been able to eliminate the small and big disturbances, including the faults. The theoretical and detailed descriptions proposed and investigated the author's stabilizers in this monograph were presented.

After an introductory chapter introducing to description of the problem the first part of this monograph described of the nonlinear model of the PS. It was shown that the modification of the governing system model (GOV) is necessary. Model of the GOV for a sudden power droop is proposed. The analysis the influence of the GOV and excitation system (EX/AVR) in damping of the electromechanical oscillations has been done.

The second part deals with the transient security assessment by Lyapunov method. An approach joining the stabilizers PSSAI at the GOV and the EX/ARV conventional is proposed.

The third part deals with the stabilizers designed by author. The conventional adaptive stabilizer GOV is presented. The transients courses after simulations the faults in PS using ones were used during preparing of the PSSAI training sets. Both for the neural and neuro-fuzzy stabilizers the adaptive structures were assumed. Test results for various conditions show that PSSAI provides good damping over a wide operating range under small scale and large scale disturbances. These are robust and effective in suppressing system oscillations, the overshoot/undershoot in power system under fault are less and thereby system transient stability is enhancing.

An approach to design the neural stabilizers, model of the stabilizer net, architecture of the net and output adaptive layer has been described. The learning algorithm has been presented. To increase the learning speed, the Levenberg-Marquardt algorithm was applied.

The one- and three-input stabilizers-based the method of the adaptive neuro-fuzzy stabilizers design was introduced. The back-propagation algorithm was presented and next compared with hybrid learning algorithm.

The stabilizers presented exploit the computational intelligence systems. It is very important that they needn't the exactly mathematical model of the transient processes which must be damping. They take the knowledge from the input signals. They have the advantages such ability or self-learning.

The most important for effective damping of the oscillations using PSSAI is a right and characteristic learning process. The problems of the learning neural and neuro-fuzzy stabilizers are demonstrated. To achieve the right results some new approaches for the learning process has been proposed.

The verification of stabilizers has been done. In the main part of the monograph the results for the same model and the different structures are discussed. The appendices contain examples of applications neuro-fuzzy stabilizers with IV and VI model order of the synchronous generator. The results and performances for various operating conditions and disturbances show that PSSAI can be effective in damping of the transient processes.



Demonstrated in this work the designated structures and its simulations both verify that the stabilizers provide a practical solution in dilemmas faced by conventional control systems. In particular the proposed neuro-fuzzy stabilizers retains all the advantages of artificial neural networks and fuzzy logic controller such as adaptability, rapidity and robustness. They are understandable, flexible and adaptive. Therefore are able to effective and quick damp of the oscillations in the PS during various operating conditions and disturbances. It leads to increasing of the transient and dynamic stability boundary of the interconnected power systems and to enhance system stability.

**Wydano za zgodą  
Rektora Politechniki Śląskiej**

**WYDAWNICTWO POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ**  
**ul. Akademicka 5, 44-100 Gliwice**  
**<http://loki.polsl.pl/wydawnictwo>**

**Sprzedaż i Marketing**  
tel. (0-32) 237-18-48  
[wydawnictwo\\_mark@polsl.pl](mailto:wydawnictwo_mark@polsl.pl)

---

Nakł. 100+50

Ark. wyd. 18,5

Ark. druk. 12,125

Papier offset. 70x100, 80 g

Oddano do druku 10.06.03 r.

Podpis. do druku 10.06.03 r.

Druk ukończ. w czerwcu 2003 r.

---

**Książki Wydawnictwa Politechniki Śląskiej można nabyć  
w Wydawnictwie Politechniki Śląskiej w Gliwicach  
oraz w wymienionych poniżej księgarniach**

**GLIWICE**

- ◆ Punkt Sprzedaży – Wydział Górnictwa i Geologii Pol.Śl.  
ul. Akademicka 2
- ◆ Punkt Sprzedaży – Wydział Automatyki, Elektroniki i Informatyki  
Pol. Śl., ul. Akademicka 16
- ◆ Punkt Sprzedaży – Wydział Architektury Pol. Śl., ul. Akademicka 7
- ◆ Mercurius – ul. Konstytucji 14 b

**KATOWICE**

- ◆ Punkt Sprzedaży – Wydział Metalurgii, Inżynierii Materiałowej  
i Transportu Pol.Śl., ul. Krasińskiego 8
- ◆ Hurtownia „DIK” – ul. Dulęby 7

**KALISZ**

- ◆ Księgarnia Bazar – ul. Piekarska 13

**ZABRZE**

- ◆ Punkt Sprzedaży – Wydział Organizacji i Zarządzania Pol. Śl.,  
ul. Roosevelta 26

**OPOLE**

- ◆ Techniczna J. Szutenberg – ul. Sosnkowskiego 31

**WROCŁAW**

- ◆ Studencka – Pl. Politechniki 1

**KRAKÓW**

- ◆ Hurtownia „Pagina” – ul. Moniuszki 25
- ◆ Naukowa – ul. Podwale 6
- ◆ Techniczna – ul. Podwale 4

**GDAŃSK**

- ◆ EKO-BIS – ul. Dyrekcyjna 6

**WARSZAWA**

- ◆ Ekonomiczna K. Leki – ul. Grójecka 67
- ◆ Techniczna – ul. Świętokrzyska 14
- ◆ MDM – ul. Piękna 31

**BIAŁYSTOK**

- ◆ Dom Książki (Księgarnia 84) – ul. Dolistowska 3

BIBLIOTEKA GŁÓWNA  
Politechniki Śląskiej

P3347/03/185

Druk: Drukarnia Gliwice, ul. Zwycięstwa 27, tel. 230 49 50

PL ISSN 0072-4688

**Wydawnictwo Politechniki Śląskiej**

44-100 Gliwice, ul. Akademicka 5,  
tel./fax (0-prefiks-32) 237-13-81  
<http://loki.polsl.pl/wydawnictwo>

**Sprzedaż i Marketing**

tel. (0-prefiks-32) 237-18-48  
e-mail: [wydawnictwo\\_mark@polsl.pl](mailto:wydawnictwo_mark@polsl.pl)