

**ZESZYTY
NAUKOWE
POLITECHNIKI
ŚLĄSKIEJ**

P 3347/02

Adrian HALINKA

**INTELIGENTNE SYSTEMY
AUTOMATYKI ZABEZPIECZENIOWEJ
DLA ZŁOŻONYCH ELEKTROENERGETYCZNYCH
WĘZŁÓW WYTWÓRCZYCH**

Lubian

ELEKTRYKA

z. 183



GLIWICE 2002

POLITECHNIKA ŚLĄSKA

ZESZYTY NAUKOWE

Nr 1561

P. 3347/02

Adrian HALINKA



**INTELIĞENTNE SYSTEMY
AUTOMATYKI ZABEZPIECZENIOWEJ
DLA ZŁOŻONYCH ELEKTROENERGETYCZNYCH
WĘZŁÓW WYTWÓRCZYCH**

OPINIODAWCY

Dr hab. inż. Jan Bujko - Prof. Pol. Wrocławskiej
Dr hab. inż. Janusz Szafran - Prof. nzw. w Pol. Wrocławskiej

KOLEGIUM REDAKCYJNE

REDAKTOR NACZELNY — Prof. dr hab. Zygmunt Kleszczewski
REDAKTOR DZIAŁU — Doc. dr inż. Zofia Cichowska
SEKRETARZ REDAKCJI — Mgr Elżbieta Leško

REDAKCJA

Mgr Kazimiera Szafr

REDAKCJA TECHNICZNA

Alicja Nowacka

Wydano za zgodą
Rektora Politechniki Śląskiej

PL ISSN 0072-4688

Wydawnictwo Politechniki Śląskiej
ul. Akademicka 5, 44-100 Gliwice
tel./fax (0 prefiks 32) 237-13-81
Dział Sprzedaży i Reklamy (0 prefiks 32) 237-18-48

www.polsl.gliwice.pl/alma.mater/wps.html
wydawnictwo@polsl.gliwice.pl

Nakł. 100+50 Ark. wyd. 19 Ark. druk. 12,125 Papier offset. 70x100, 80 g
Oddano do druku 5.12.02 r. Podpis. do druku 5.12.002 r. Druk ukończ. w grudniu 2002 r.
Zam. 366/02

SPIS TREŚCI

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH NAZW, OZNACZEŃ I SYMBOLI	9
1. WPROWADZENIE.....	17
1.1. Wstęp.....	17
1.2. Przegląd nowoczesnych systemów sterowania SEE oraz systemowymi stacjami elektroenergetycznymi	18
1.2.1. Cyfrowe centrale sterowania SEE o hierarchicznej strukturze rozproszonej.....	18
1.2.2. Cyfrowe systemy sterowania systemowymi stacjami elektroenergetycznymi o strukturze rozproszonej.....	21
1.2.3. Wykorzystanie układów inteligentnych w strukturach systemów zarządzania stacjami elektroenergetycznymi	27
1.3. Cel i zakres pracy, założenia.....	28
2. ZASADY PODZIAŁU ZŁOŻONYCH OBIEKTÓW SYSTEMU ELEKTROENERGETYCZNEGO DLA CELÓW AUTOMATYKI POMIAROWEJ I ZABEZPIECZENIOWEJ	31
3. KONCEPCJA INTELIGENTNYCH SYSTEMÓW AUTOMATYKI ZABEZPIECZENIOWEJ ISAZ	36
3.1. Wprowadzenie.....	36
3.2. Zbiór operacji realizowanych przez ISAZ.....	37
3.3. Struktura inteligentnego systemu automatyki zabezpieczeniowej.....	39
4. SIEĆ INFORMATYCZNA INTELIGENTNEGO SYSTEMU AUTOMATYKI ZABEZPIECZENIOWEJ	46
4.1. Wybór struktury sieci informatycznej	46
4.2. Wytyczne do sposobu realizacji sieci informatycznej.....	51
5. REALIZACJA OPERACJI IDENTYFIKACJI, ADAPTACJI I ANALIZY ZAKŁÓCEŃ	54
5.1. Wybór środka do realizacji zbiorów operacji identyfikacji, adaptacji oraz analizy zakłóceń i predykcji miejsca jego wystąpienia	54
5.2. Identyfikacja wielopoziomowa.....	60
5.3. Adaptacja funkcji pomiarowych i zabezpieczeniowych CTZS złożonych węzłów wytwórczych.....	63
5.4. Formułowanie bazy wiedzy dla celów adaptacji funkcji pomiarowych i zabezpieczeniowych	64
5.5. Analiza zagrożeń i zakłóceń dla celów realizacji zadań automatyki prewencyjno-restytucyjnej.....	68
5.6. Sztuczne sieci neuronowe wykorzystywane przez ISAZ w realizacji zbiorów operacji	69
5.6.1. Wiadomości podstawowe	69
5.6.2. Problem doboru liczby warstw ukrytych w sieci i liczby neuronów w warstwie	71

Fotokopie, druk i oprawę
wykonano w Zakładzie Graficznym Politechniki Śląskiej w Gliwicach, ul. Kujawska 1

09/03

5.6.3. Optymalizacja struktury sieci	71
5.6.4. Dobór wyrazów z ciągu uczącego sieć neuronową	72
5.6.5. Zdolność uogólniania sieci neuronowych	73
5.6.6. Model symulacyjny sztucznych sieci neuronowych	74
6. INTELIGENTNY SYSTEM AUTOMATYKI ZABEZPIECZENIOWEJ WYBRANEGO WĘZŁA WYTWÓRCZEGO	75
6.1. Struktura wybranego węzła wytwórczego	75
6.2. Podsystem identyfikacji stanów pracy obiektów cząstkowych węzła wytwórczego ...	75
6.2.1. Główna charakterystyka podsystemów identyfikujących	75
6.2.2. Przygotowanie bazy wiedzy do celów uczenia i testowania podsystemu realizującego operacje identyfikacji stanów pracy węzła wytwórczego	84
6.3. Adaptacja funkcji pomiarowych i zabezpieczeniowych w ISAZ	87
6.3.1. Charakterystyka podsystemu realizującego operacje adaptacji	87
6.3.2. Przygotowanie bazy wiedzy dla celów uczenia i testowania podsystemu adaptacji	90
6.4. Przeprowadzenie operacji pomiarowo-zabezpieczeniowych w Cyfrowych Terminalach Zabezpieczeniowo-Sterujących	91
6.4.1. Struktura podsystemu pomiarowo-zabezpieczeniowego ISAZ	91
6.4.2. Cyfrowe algorytmy pomiarowe i zabezpieczeniowe aktywne w szerokim zakresie zmian częstotliwości	93
6.5. Możliwości realizacji operacji prewencyjno-restytucyjnych	127
6.5.1. Podsystem analizy alarmów oraz lokalizacji miejsca wystąpienia zakłócenia i estymacji jego charakteru	127
6.5.2. Możliwości realizacji operacji sterowania w złożonym węźle wytwórczym	132
7. BADANIA SYMULACYJNE ISAZ WYBRANEGO WĘZŁA WYTWÓRCZEGO ...	135
7.1. Wstęp	135
7.2. Proces uczenia i testowania sztucznych sieci neuronowych poszczególnych podsystemów	135
7.2.1. Podsystem „identyfikacja”	135
7.2.1.1. Dobór liczby sygnałów wejściowych SSN	135
7.2.1.2. Dobór liczby i sposób zróżnicowania informacyjnego ciągów bazy wiedzy uczącej	137
7.2.1.3. Dobór liczby neuronów w poszczególnych warstwach SSN	138
7.2.1.4. Weryfikacja poprawności pracy SSN	139
7.2.2. Podsystem „adaptacja”	142
7.2.3. Podsystem „analiza zagrożeń i zakłóceń”	146
7.2.4. Wnioski z badań symulacyjnych struktur SSN	150
7.3. Weryfikacja algorytmów pomiarowych i zabezpieczeniowych	152
7.3.1. Wprowadzenie	152
7.3.2. Algorytmy grupy pierwszej	153
7.3.3. Algorytmy grupy drugiej	169

7.3.4. Wnioski z badań algorytmów	175
8. WNIOSKI I UWAGI KOŃCOWE	179
LITERATURA	183
ZAŁĄCZNIK	186
STRESZCZENIA	191

CONTENTS

LIST OF PRINCIPAL DENOTATIONS AND SYMBOLS	9
1. PREFACE	17
1.1. Introduction	17
1.2. Survey of modern control systems of electric power systems and main substations ...	18
1.2.1. Digital power system control centers of hierarchical dispersed structures.....	18
1.2.2. Digital control systems of dispersed structure for main electric power substations	21
1.2.3. Use of intelligent systems in management systems of electric power substations	27
1.3. Aim and scope of the work, assumptions	28
2. DIVISION PRINCIPLES OF COMPLEX OBJECTS OF ELECTRIC POWER SYSTEMS FOR MEASURING AND PROTECTION PURPOSES	31
3. THE CONCEPT OF INTELLIGENT POWER PROTECTION SYSTEMS ISAZ	36
3.1. Introduction	36
3.2. Operation sets accomplished in the ISAZ-system.....	37
3.3. Structure of the intelligent power protection system.....	39
4. INFORMATIC NETWORK OF THE INTELLIGENT POWER PROTECTION SYSTEM	46
4.1. Choice of the informatic network structure	46
4.2. Guidelines for the realization of the informatic network	51
5. ACCOMPLISHMENT OF IDENTIFICATION, ADAPTATION AND FAULT ANALYSIS OPERATIONS	54
5.1. Choice of means for the realization of operation sets Identification, adaptation and fault analysis and prediction of fault localization	54
5.2. Multilevel identification.....	60
5.3. Adaptation of measuring and protective functions in digital protective/control terminals of complex power generating nodes	63
5.4. Formulation of the knowledge base for the adaptation of measuring and protective functions	64
5.5. Fault and emergency analysis for the accomplishment of preventive-restorative tasks	68
5.6. Artificial neural networks used by the ISAZ-system in the realization of operation sets	69
5.6.1. Fundamental information.....	69
5.6.2. Problem of choice of hidden layer numbers in the network and the number of neurons in the layer	71
5.6.3. Optimization of network structure.....	71
5.6.4. Choice of the term from a learning sequence of the neural network.....	72
5.6.5. Ability of ANN-generalization	73
5.6.6. Simulation model of the artificial neural network	74
6. INTELLIGENT POWER PROTECTION SYSTEM OF A SELECTED GENERATING NODE.....	75
6.1. Structure of the selected generating node.....	75
6.2. Operating identification subsystem of partial generating node objects	75
6.2.1. Main description of the identification subsystems.....	75
6.2.2. Formulation of the knowledge base for learning and testing purposes of the subsystem realizing the operating state identification of the generating node	84
6.3. Adaptation of measuring and protective functions in the ISAZ-system	87
6.3.1. Description of the adaptation subsystem.....	87
6.3.2. Formulation of the knowledge base for learning and testing purposes of the adaptive subsystem	90
6.4. Performance of measuring/protective operations in digital protective/control terminals	91
6.4.1. Structure of the measuring/protective subsystem.....	91
6.4.2. Digital measuring and protective algorithms active in a broad frequency variation range	93
6.5. Possibilities in the accomplishment of preventive/restorative operations	127
6.5.1. Subsystem of alarm analysis and fault location and the estimation of its character	127
6.5.2. Possibilities of the realization of control operations in a complex generating node.....	132
7. SIMULATION TESTS OF THE ISAZ-SYSTEM FOR A SELECTED POWER GENERATING NODE.....	135
7.1. Introduction	135
7.2. Learning and testing process of artificial neural networks of the individual subsystems	135
7.2.1. Identification subsystem	135
7.2.1.1. Choice of the number of ANN-input signals	135
7.2.1.2. Choice of the number and way of information diversification of the sequence learning knowledge base	137
7.2.1.3. Choice of neuron number in the individual ANN-layers.....	138
7.2.1.4. Verification of the ANN-performance correctness.....	139
7.2.2. Adaptation subsystem	142
7.2.3. Subsystem of fault and emergency analysis.....	146
7.2.4. Conclusions from the simulation testing of the ANN-structures.....	150
7.3. Verification of measuring and protective algorithms.....	152
7.3.1. Introduction.....	152
7.3.2. Algorithms of the first group	153
7.3.3. Algorithms of the second group	169
7.3.4. Conclusions from the algorithms testing.....	175

8. FINAL CONCLUSIONS AND REMARKS	179
REFERENCES	183
APPENDIX.....	186
SUMMARIES	191

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH NAZW, OZNACZEŃ I SYMBOLI

Słowa kluczowe: elektrownie, identyfikacja stanów pracy, automatyka zabezpieczeniowa, cyfrowe algorytmy zabezpieczeniowe, adaptacja, analiza alarmów i zagrożeń, sztuczne sieci neuronowe, rozproszone systemy akwizycji, przetwarzania i wymiany informacji, niekonwencjonalne metody decyzyjne

Adaptacja częstotliwościowa – jest formą bardziej złożoną w porównaniu z adaptacją konfiguracyjną; wywołana jest zmianami częstotliwości pracy zabezpieczanego obiektu (częstotliwości sygnałów pomiarowych prądowych i napięciowych pozyskiwanych przez ISAZ). Zmiana częstotliwości sygnałów pomiarowych pociąga za sobą konieczność nie tylko zmiany parametrów aktywnych algorytmów (np. nadajna zmiana wartości i liczby współczynników filtrów ortogonalnych, zmiana częstotliwości funkcji tworzących okna filtrów, zmiana częstotliwości próbkowania), lecz również zmiany – w takt zmian częstotliwości – samych charakterystyk rozruchowych czy pomiarowych algorytmów zabezpieczeniowych oraz przedefiniowanie kryteriów decyzyjnych.

Adaptacja konfiguracyjna – jest to zmiana: aktywnych algorytmów zabezpieczeniowych i pomiarowych, wartości wielkości kryterialnych tych algorytmów lub zmiana samych kryteriów decyzyjnych, wywołana zmianami w połączeniach elektrycznych układów i urządzeń wchodzących w skład zabezpieczanego węzła wytwórczego, skutkującymi nieprawidłową pracą aktualnie aktywnych algorytmów zabezpieczeniowych i pomiarowych.

B – bazy wiedzy, zawierające wypracowane w węzłach logicznych lokalnych lub globalnych decyzje oraz dane nieprzetworzone

BA 1..M – człony wykonawcze podsystemu funkcjonalnego realizującego operację *adaptacji* (wchodzi w skład modułów **BMP**)

B FID 1..X – moduły elementarne lub lokalne podsystemu funkcjonalnego realizującego operację *analizy alarmów i zakłóceń*

B ID 1..N – moduły elementarne lub lokalne podsystemu funkcjonalnego realizującego operację *identyfikacji*

B MP 1..M – moduły elementarne i lokalne systemu funkcjonalnego realizującego operację *pomiarowo-zabezpieczeniowe*

B PR 1..Y – moduły elementarne podsystemu funkcjonalnego realizującego operację *sterowania i regulacji* - głównie w zakresie prewencyjno-restytucyjnym

CTZS (Cyfrowe Terminale Zabezpieczeniowo-Sterujące) – zbiór modułów funkcjonalnych hard- i software'owych umiejscowionych w logicznych węzłach lokalnych systemu ISAZ; związane są przede wszystkim z realizacją zadań:

- akwizycyjnych w ramach wykonywania operacji identyfikacji,
- wykonawczych w zakresie operacji pomiarowo-zabezpieczeniowych oraz prewencyjno-restytucyjnych (możliwość realizacji decyzji sterujących).

D – źródła pozyskiwania danych wejściowych bezpośrednio z zabezpieczanego obiektu, umiejscowione w logicznych węzłach lokalnych ISAZ

DA O – moduł decyzyjny na poziomie globalnym *obiekcie ogólnego* – układu potrzeb własnych ogólnych węzła wytwórczego - realizujący operację *adaptacja*

DIDK, DFIDK, DAK – moduły decyzyjne systemu ISAZ odpowiedzialne za globalną identyfikację, predykcję miejsca i rodzaju zakłócenia, rozdział i adresowanie sterowań prewencyjno-restytucyjnych oraz adaptację funkcji pomiarowo-zabezpieczeniowych *K*-tego obiektu wytwórczego

DMP&A I..K – moduły realizujące operację *pomiary i zabezpieczenia* wyposażone w człony adaptujące; dedykowane *obiektem ogólnym* węzła wytwórczego współpracujących z *obiettami wytwórczymi I..K* nadzorowanego węzła (np. układ potrzeb własnych ogólnych)

FID – podsystem funkcjonalny ISAZ odpowiedzialny za realizację operacji prewencyjno-restytucyjnych w obszarze rozpatrywanego węzła wytwórczego; realizacja tych zadań koncentruje się na analizie zagrożeń i zakłóceń, określeniu ich charakteru i miejsca wystąpienia oraz na rozdziale, przesyłaniu i wykonaniu decyzji sterujących lub regulacyjnych związanych z wykonaniem działań prewencyjnych i restytucyjnych

FID... – moduł wchodzący w skład podsystemu funkcjonalnego **FID** dla analizowanej elektrowni kombinowanej, realizującego zbiory operacji cząstkowych ISAZ, tj. analizy napływających alarmów i informacji o zakłóceniach, a następnie identyfikacji i lokalizacji miejsca ich wystąpienia

G1, G2, G3, G – oznaczenie jednostek wytwórczych (generatorów) jako obiektów elementarnych

G1, G2, G3, G – oznaczenie obiektu cząstkowego węzła wytwórczego w postaci obiektu wytwórczego

GD – globalny moduł decyzyjny ISAZ węzła wytwórczego

GDE – globalne moduły decyzyjne sąsiednich ISAZ obiektów złożonych przynależnych do tej samej grupy obiektów lub do grup obcych

GMDPAZ – Globalny Moduł Decyzyjny Podsystemu Automatyki Zabezpieczeniowej; moduł funkcjonalny umiejscowiony w logicznym węźle globalnym ISAZ węzła wytwórczego. Moduł odpowiedzialny jest przede wszystkim za wypracowanie informacji o poziomie mocy zwarciowej na połączeniu „węzeł wytwórczy” – „zewnętrzny system elektroenergetyczny”.

ISAZ (Inteligentny System Automatyki Zabezpieczeniowej) – *hard- i software’owa* rozproszona struktura wielopoziomowa, wykorzystująca nowoczesne metody przetwarzania danych i informacji jak również podejmowania decyzji, realizująca następujące operacje lub zbiory operacji:

- identyfikacji aktualnego stanu pracy obiektu oraz jego elementów składowych - obiektów cząstkowych i bazowych,
- elektroenergetycznej automatyki zabezpieczeniowej i pomiarowej,
- adaptacji odniesionej do automatyki pomiarowej i zabezpieczeniowej,
- analizy zagrożeń i zakłóceń,
- sterowania (w sensie adresowania i przesyłu sygnałów do urządzeń wykonawczych) w stanach pracy normalnej obiektu,
- sterowania prewencyjnego lub restytucyjnego w stanach przed- lub poawaryjnych,
- komunikowania się w obrębie własnej struktury jak i z systemami automatyki innych obiektów, przynależnych do tej samej lub do innej grupy w celu przesyłu lub wymiany informacji i danych.

ISAZOW (Inteligentny System Automatyki Zabezpieczeniowej Obiektu Wytwórczego) – zbiór wzajemnie powiązanych, współpracujących elementów i układów automatyki elektroenergetycznej realizujących zadania zabezpieczeniowe, pomiarowe oraz sterujące (w zakresie realizacji przesyłu sygnałów sterujących do urządzeń wykonawczych); najczęściej o strukturze bazującej na wzajemnie nieskoordynowanych źródłach danych lub bazach danych; system w wykonaniu analogowym lub cyfrowym o tradycyjnych, deterministycznych algorytmach decyzyjnych.

Logiczny węzeł decyzyjny – wchodzi najczęściej w skład pośredniej warstwy logicznej inteligentnego systemu automatyki zabezpieczeniowej ISAZ; składa się z bazy wiedzy, formułowanej głównie na podstawie informacji wypracowanych w logicznych węzłach lokalnych a przypisanych do realizacji poszczególnych operacji na obiekcie zabezpieczonym, oraz z procesorów odpowiedzialnych za podejmowanie decyzji końcowych w odniesieniu do całego węzła wytwórczego lub jego obiektów wytwórczych, jak również procesorów odpowiedzialnych za komunikację pomiędzy węzłami logicznymi lokalnymi a globalnym.

Logiczny węzeł globalny – pełni przede wszystkim funkcję nadzorującą wymianę informacji pomiędzy ISAZ danego węzła wytwórczego a jego odpowiednikami przypisanymi do sąsiednich obiektów wytwórczych lub do obiektów przesyłowo-odbiorczych systemu elektroenergetycznego.

Logiczny węzeł lokalny – podstawowa struktura logiczna systemu ISAZ odpowiedzialna za realizację zadań lokalnych lub elementarnych (w przypadku obiektów wytwórczych, w których zachodzi konieczność dekompozycji zadań lokalnych), składająca się z źródła danych, bazy wiedzy i procesora lub procesorów.

Uwaga: pojęcia logiczny węzeł lokalny, decyzyjny i globalny mogą odnosić się do struktury logicznej całego systemu ISAZ, jak również być przyporządkowane do podsystemów realizujących pojedyncze operacje (zbiory operacji) w ramach podziału zadań całego ISAZ.

Obiekty cząstkowe – stanowią funkcjonalnie autonomiczne, złożone układy urządzeń elektrycznych, które łącząc się (w ujęciu elektrycznym) tworzą tzw. obiekty złożone traktowane jako złożona konfiguracyjnie i funkcjonalnie struktura elektrowni, dla której została zaproponowana w pracy koncepcja inteligentnych systemów automatyki zabezpieczeniowej ISAZ. Obiekty cząstkowe dzielą się na trzy grupy:

- **obiekty wytwórcze** - składają się z poszczególnych bloków energetycznych wraz z układami przynależnymi do danego bloku, takimi jak: układ potrzeb własnych bloku, układ rozruchowy, układ wzbudzenia, układ regulacji napięcia;
- **obiekt ogólny**, w postaci układu potrzeb własnych ogólnych elektrowni (węzła wytwórczego), składający się z grupy wysoko- i niskonapięciowych stacji oraz rozdzielni zarówno napięcia przemiennego, jak i stałego;
- **obiekt graniczny**, w postaci przyelektrownianej stacji wysokiego napięcia, stanowiącej układ wyprowadzenia generowanej mocy z elektrowni do zewnętrznego systemu elektroenergetycznego, a jednocześnie będący – z punktu widzenia ISAZ - punktem granicznym powiązań struktury elektrowni i obiektów przesyłowo-odbiorczych w zakresie wymiany danych i informacji.

Obiekty elementarne (określane również jako bazowe) – zalicza się do nich poszczególne stacje i rozdzielnie (lub ich systemy oraz sekcje szyn zbiorczych) układów potrzeb własnych bloków energetycznych, układy rozruchowe, układy wzbudzenia, układy regulacji napięcia, układ napięcia gwarantowanego itp. Odpowiednie podzbiory obiektów elementarnych tworzą poszczególne obiekty cząstkowe. Sieć wzajemnych powiązań pomiędzy poszczególnymi obiektami bazowymi może ulegać zmianie, tzn.

obiekt elementarny może zostać wyłączony, załączony, połączony z sąsiednimi obiektami za pomocą innych ciągów liniowych, co w sposób bezpośredni powoduje zmianę stanu pracy obiektu cząstkowego.

P – procesor (procesory) wykonujący operacje przypisane do danego węzła logicznego

Podsystemy funkcjonalne ISAZ – najczęściej wielowarstwowe, rozproszone struktury hard- i software'owe odpowiedzialne za realizację poszczególnych zbiorów operacji. Elementem podstawowym w takich strukturach jest moduł funkcjonalny.

Praca węzła wytwórczego – sterowalny i obserwowalny wielowymiarowy proces zmienny w czasie, przestrzennie rozłożony o ograniczonym dostępie do danych obiektowych w postaci sygnałów ciągłych i dyskretnych. Zabezpieczenie elektroenergetyczne takiego procesu ma charakter dyskretny i realizowane jest poprzez szereg zbiorów operacji rozpatrywanych w czterech podstawowych wymiarach (por. ISAZ):

- rozpoznawania stanów pracy procesu – „identyfikacja”,
- realizacji funkcji pomiarowych i zabezpieczeniowych w rozproszonej strukturze hardwar'owej,
- wypracowywania decyzji umożliwiających dopasowanie się realizowanych przez system ISAZ operacji do aktualnych zdarzeń zachodzących w procesie „adaptacja”,
- analizy zagrożeń i alarmów jako wstępne działania prewencyjno-restytucyjne, wymuszające w konsekwencji ciągi sterowań eliminujących lub ograniczających skutki powstałych w procesie zakłóceń.

UPW – oznaczenie obiektu cząstkowego węzła wytwórczego w postaci układu potrzeb własnych ogólnych węzła

UPWG1, UPWG2, UPWG3 i UPWG – oznaczenia obiektów cząstkowych węzła wytwórczego w postaci układów potrzeb własnych obiektów wytwórczych **G1, G2, G3 i G**

W – układy odpowiedzialne za wypracowywanie decyzji lokalnych lub globalnych, będących wynikiem realizacji zadań obliczeniowo-decyzyjnych; układy te znajdują się na poziomach lokalnych i globalnych danego obiektu cząstkowego lub całego węzła wytwórczego.

Węzeł wytwórczy (obiekt złożony) – złożona struktura elektrowni, na którą składają się: co najmniej dwa bloki energetyczne (generatory, układy wzbudzenia wraz z zasilaniem, transformatory blokowe, wysokonapięciowe układy potrzeb własnych danego bloku), układ potrzeb własnych ogólnych elektrowni (część wysoko- i niskonapięciowa) oraz układy dodatkowe zależne od rodzaju bloku (np. układ rozruchu częstotliwościowego dla generatorów z turbinami gazowymi). W tak przyjętej strukturze można wyodrębnić tzw. *obiekty cząstkowe i elementarne*, które poprzez sieć wzajemnych powiązań elektrycznych tworzą aktualną topologię pracy elektrowni.

SEE – system elektroenergetyczny

SSN – sztuczne sieci neuronowe

c – wartość zależna od aktualnej częstotliwości sygnału f

f – częstotliwość sygnału pomiarowego różna od znamionowej f_1

$f_0^{(A)}$ – aktualna częstotliwość funkcji okien filtrów ortogonalnych sinus i cosinus

$f_0^{(k)}, f_0^{(p+1)}$ – częstotliwość funkcji sinus i cosinus okien pomiarowych filtrów ortogonalnych w trakcie trwania następnego cyklu pomiaru częstotliwości

$f_0^{(p)}$ – częstotliwość funkcji sinus i cosinus okien pomiarowych filtrów ortogonalnych w trakcie trwania danego cyklu pomiaru częstotliwości

f_1 – częstotliwość znamionowa sygnału odpowiadająca częstotliwości f_0 funkcji sinus i cosinus filtrów ortogonalnych

$f_1^{(A)}$ – aktualna częstotliwość składowej podstawowej sygnału pomiarowego

$f_1^{(p)}, \omega_1^{(p)}$ – częstotliwość i pulsacja składowej podstawowej sygnału na początku danego cyklu pomiarowego w dyskretniej chwili nT_1

$f_1^{(zad)}$ – zadana w czasie symulacji wartość częstotliwości pierwszej harmonicznej sygnałów testujących

h – liczba próbek sygnału wejściowego określająca przesunięcie tego sygnału w czasie w celu uzyskania jego składowych ortogonalnych

$H(n)$ – dyskretna postać wielkości H

$H_C^{(l)}(n), H_S^{(l)}(n)$ – dyskretnie wartości składowych ortogonalnych pierwszej harmonicznej wielkości H

$H^{(l)}(n)$ – dyskretna postać pierwszej harmonicznej wielkości H

$H_{max}^{(l)}(n)$ – amplituda pierwszej harmonicznej dyskretniej wielkości H

$H_{max}(n)$ – amplituda dyskretniej wielkości H

$Im\{C\}$ – składowa urojona wielkości zespolonej C

K – liczba próbek pozwalająca określić aktualny okres składowej podstawowej $T_1^{(A)}$ sygnału wejściowego

k – liczba próbek określająca wielkość opóźnienia sygnału

$p+1, N+1$ – liczba próbek w oknie pomiarowym filtru ortogonalnego

$P_1^{(A)}(n)$ – estymata dyskretniej wartości mocy czynnej dla sygnałów pomiarowych o częstotliwości składowej podstawowej wynoszącej $f_1^{(A)}$

$P(f_1)$ – wyznaczona estymata mocy czynnej dla sygnałów wejściowych o częstotliwości znamionowej

$P(f)$ – estymata mocy czynnej dla częstotliwości f

$Q(f_1)$ – wyznaczona estymata mocy biernej dla sygnałów wejściowych o częstotliwości znamionowej

$Q(f)$ – estymata mocy biernej dla częstotliwości f

$R_1^{(A)}(n)$ – estymata dyskretniej wartości rezystancji dla sygnałów pomiarowych o częstotliwości składowej podstawowej wynoszącej $f_1^{(A)}$

$Re\{C\}$ – składowa rzeczywista wielkości zespolonej C

- T_1 – okres pierwszej harmonicznej wejściowych sygnałów pomiarowych
- T_i – częstotliwość próbkowania wejściowych sygnałów pomiarowych
- $T_w^{(p)}$ – długość okna pomiarowego filtru ortogonalnego przyjęta dla danego cyklu pomiaru częstotliwości
- $T_1^{(p)}$ – okres pierwszej harmonicznej sygnału wejściowego w chwili t_p rozpoczęcia danego cyklu pomiaru częstotliwości
- $T_1^{(A)}$ – okres aktualnie wyznaczonej częstotliwości składowej podstawowej sygnału
- $T_w^{(k)}, T_w^{(p+1)}$ – długość okna pomiarowego filtru ortogonalnego przyjęta dla następnego cyklu pomiaru częstotliwości
- $u_c(n), i_c(n)$ – odpowiedzi filtru o oknie w postaci funkcji cosinus na wejściowy sygnał napięciowy, prądowy
- $u_s(n), i_s(n)$ – odpowiedzi filtru o oknie w postaci funkcji sinus na wejściowy sygnał napięciowy, prądowy
- $W_c(f_1^{(A)})$ – wzmocnienie amplitudy sygnału wejściowego o częstotliwości $f_1^{(A)}$ w wyniku filtracji kosinusowej
- $W_s(f_1^{(A)})$ – wzmocnienie amplitudy sygnału wejściowego o częstotliwości $f_1^{(A)}$ w wyniku filtracji sinusowej
- $W_c(f_1^{(p)} + \Delta f_1^{(p)}), W_s(f_1^{(p)} + \Delta f_1^{(p)})$ – zmiana wartości współczynników wzmocnienia filtrów ortogonalnych cosinus i sinus na skutek odchylenia częstotliwości sygnału pomiarowego (jego pierwszej harmonicznej) od wartości $f_1^{(p)}$
- $X_1^{(A)}(n)$ – estymata dyskretnej wartości reaktancji dla sygnałów pomiarowych o częstotliwości składowej podstawowej wynoszącej $f_1^{(A)}$
- $X_m(f_1)$ – wyznaczona estymata amplitudy sygnału x o częstotliwości znamionowej
- $X_m(f)$ – estymata amplitudy sygnału x o częstotliwości f
- $Z_1^{(A)}(n)$ – estymata dyskretnej wartości modułu impedancji dla sygnałów pomiarowych o częstotliwości składowej podstawowej wynoszącej $f_1^{(A)}$
- $\beta(f_1^{(p)})$ – wartość kąta przesunięcia fazowego sygnału wejściowego o częstotliwości $f_1^{(p)}$ przez filtr cosinus
- $\beta(\Delta f_1^{(p)})$ – zmiana wartości przesunięcia fazowego sygnału wejściowego przez filtr cosinus na skutek odchylenia częstotliwości sygnału wejściowego o wartość $\Delta f_1^{(p)}$
- $\varphi_U^{(1)}(n)$ – dyskretne wartości fazy pierwszej harmonicznej sygnału napięciowego
- $\varphi_I^{(1)}(n)$ – dyskretne wartości fazy pierwszej harmonicznej sygnału prądowego
- $\varphi_Z^{(1)}(n)$ – dyskretne wartości kąta fazora impedancji pierwszej harmonicznej

- $\Delta f_1^{(p)}, \Delta \omega_1^{(p)}$ – zmiana częstotliwości lub pulsacji składowej podstawowej sygnału pomiarowego w dyskretnej chwili $(n+K)T_i$, odniesiona do częstotliwości składowej podstawowej $f_1^{(p)}$ obowiązującej dla dyskretnej chwili nT_i
- ΔW – niedokładność wyznaczenia estymaty częstotliwości pierwszej harmonicznej sygnału pomiarowego spowodowana odchyleniem stosunku $W_s(f)/W_c(f)$ od jedności
- $\Delta \beta_{\max}$ – maksymalna bezwzględna wartość błędu estymacji częstotliwości sygnału wskutek przesunięcia fazowego sygnału pomiarowego przez filtry ortogonalne sinus i cosinus
- $|\Delta f_1^{(A)}|_{\max}$ – moduł maksymalnego odchylenia częstotliwości $f_1^{(A)}$ sygnału wejściowego od częstotliwości $f_0^{(A)}$
- $|\Delta f_1^{(zad)}|_{\max}$ – moduł maksymalnej procentowej względnej niedokładności estymacji zadanej częstotliwości wejściowych sygnałów testujących
- $|H^{(1)}(n)|$ – wartości dyskretne modułu pierwszej harmonicznej wielkości H
- $|\Delta X_{1m}|_{\max}$ – moduł maksymalnej niedokładności estymacji amplitudy sygnału wejściowego o częstotliwości $f_1^{(A)}$
- $|\delta H_{1\%}|_{\max}$ – moduł maksymalnej procentowej względnej niedokładności estymacji wartości pierwszej harmonicznej wielkości H wyznaczonej na podstawie filtrów ortogonalnych
- $|\delta H_{1(1)\%}|_{\max}$ – moduł maksymalnej procentowej względnej niedokładności estymacji wartości pierwszej harmonicznej wielkości H wyznaczonej metodą przesunięcia sygnału o jedną próbkę
- $|\delta H_{1(4)\%}|_{\max}$ – moduł maksymalnej procentowej względnej niedokładności estymacji wartości pierwszej harmonicznej wielkości H wyznaczonej metodą przesunięcia sygnału o ćwierć okresu
- $|\delta H_{1(m1)\%}|_{\max}$ – moduł maksymalnej procentowej względnej niedokładności estymacji wartości pierwszej harmonicznej wielkości H wyznaczonej w oparciu o model obwodu zwarciovego przy wykorzystaniu przesunięcia czasu o jedną próbkę
- $|\delta H_{1(m4)\%}|_{\max}$ – moduł maksymalnej procentowej względnej niedokładności estymacji wartości pierwszej harmonicznej wielkości H wyznaczonej w oparciu o model obwodu zwarciovego przy wykorzystaniu przesunięcia czasu o ćwierć okresu
- $|\delta \varphi_z^{(1)}|_{\max}$ – moduł maksymalnej procentowej względnej niedokładności estymacji wartości kąta fazora impedancji pierwszej harmonicznej wyznaczonej na podstawie filtrów ortogonalnych,

przy czym wielkością H może być:

- sygnał napięciowy,
- sygnał prądowy,
- moc czynna fazowa,
- moc bierna fazowa,
- składowa rzeczywista impedancji (rezystancja),
- składowa urojona impedancji (reaktancja),
- impedancja.

1. WPROWADZENIE

1.1. Wstęp

Wysokie wymagania techniczne i ekonomiczne stawiane współczesnym systemom elektroenergetycznym (SEE) powodują, że coraz większego znaczenia w strategii sterowania nabierają układy wytwórcze złożone z obiektów charakteryzujących się: dużą dynamiką i szerokim zakresem możliwych sterowań, krótkim czasem gotowości do pracy, elastycznością i różnorodnością funkcjonalną, np. praca w charakterze generatora, silnika czy kompensatora synchronicznego, niższymi kosztami eksploatacji oraz mniejszą uciążliwością dla środowiska naturalnego. Do takich złożonych obiektów należy zaliczyć przede wszystkim elektrownie wyposażone w hydrozespoły odwracalne czy też elektrownie gazowo-parowe z blokami energetycznymi z turbinami gazowymi o rozruchu częstotliwościowym i turbinami parowymi o rozruchu tradycyjnym [9], [17], [84], [85].

W niniejszej pracy złożone strukturalnie i funkcjonalnie obiekty wytwórcze będą określane jako węzły wytwórcze, przy czym jako węzeł wytwórczy traktuje się podstawową strukturę elektryczną elektrowni złożoną z: bloków energetycznych, składających się z generatora, układu wzbudzenia wraz z zasilaniem, transformatora blokowego, wysokonapięciowego układu potrzeb własnych danego bloku, układu potrzeb własnych ogólnych węzła (część wysoko – i niskonapięciowa) oraz układów dodatkowych, zależnych od rodzaju bloku (np. układu rozruchu częstotliwościowego dla generatorów z turbinami gazowymi). W tak przyjętej strukturze można wyodrębnić tzw. *obiekty cząstkowe* i *obiekty elementarne*, które poprzez sieć wzajemnych powiązań elektrycznych tworzą aktualną topologię danego węzła.

Z punktu widzenia automatyki zabezpieczeniowej węzły wytwórcze mogą być traktowane jako układy składające się z obiektów cząstkowych o złożonej konfiguracji, rozumianej w sensie ilości i różnorodności urządzeń oraz struktury powiązań elektrycznych pomiędzy nimi, jak i liczby zróżnicowanych konfiguracyjnie i funkcjonalnie stanów pracy poszczególnych obiektów cząstkowych. Zatem z perspektywy elektroenergetycznej automatyki zabezpieczeniowej możliwość kompleksowego nadzorowania i zabezpieczania węzła wytwórczego wymaga konieczności realizacji złożonych funkcji pomiarowych, zabezpieczeniowych i sterujących, co z kolei wymusza potrzebę zastosowania złożonych adaptacyjnych systemów automatyki zabezpieczeniowej. O skuteczności tych systemów, określonej głównie poprzez poprawność generowanych decyzji klasyfikujących aktualny stan pracy zabezpieczanego węzła wytwórczego do jednej z dwóch klas zdarzeń, tj. stanu pracy normalnej i stanu zakłócenia, czy też decyzji sterujących (dopasowujących) funkcje zabezpieczeniowe do aktualnych warunków decyduje szereg wymogów, spośród których jako podstawowe należy wymienić:

- *możliwość pozyskania i akwizycji dużej liczby informacji o zabezpieczanym węźle wytwórczym,*
- *prawidłową identyfikację (rozpoznanie) aktualnego stanu pracy nadzorowanego węzła,*
- *szybkość przetwarzania danych i podejmowania decyzji - bazowych, pośrednich i globalnych,*
- *zdolność adaptowania swoich właściwości do aktualnego stanu pracy węzła,*
- *niewrażliwość na ogólnie pojęte „zakłócenia”.*

Współczesne układy automatyki odpowiedzialne za realizację zadań zabezpieczeniowych, węzłów wytwórczych są przestrzennie i funkcjonalnie rozproszone.

Złożony strukturalnie i funkcjonalnie węzeł wytwórczy jest traktowany przez nie jako zbiór odrębnych (autonomicznych) elementów, układów lub urządzeń. Dla takich elementów składowych węzła są formułowane, parametryzowane, a następnie aktywowane odpowiednie algorytmy pomiarowe i zabezpieczeniowe [46], [60], [81], jednak stopień złożoności strukturalnej oraz możliwości funkcjonalne złożonych węzłów, jak też i zmiany występujące w jego sąsiedztwie często pociągają za sobą konieczność modyfikacji aktywnych funkcji lub wręcz aktywacji nowych zestawów funkcji (algorytmów) zabezpieczeniowych czy pomiarowych. Modyfikacja ta odnosi się do zespołów zabezpieczeniowych przyporządkowanych urządzeniom elementarnym (np. generatorowi), wchodzącym w skład chronionego węzła. Warunkiem prawidłowej zmiany parametrów pracy czy aktywacji nowych zestawów algorytmów jest uwzględnienie zmian charakteru (stanu) pracy wszystkich urządzeń lub układów wchodzących w skład węzła wytwórczego lub jego obiektów częściowych, a nie tylko tego fragmentu, do którego zabezpieczenie jest przypisane.

Znajdująca obecnie szerokie zastosowanie w automatyce zabezpieczeniowej technika cyfrowa pozwala znacznie wzbogacić ilość i różnorodność pozyskiwanych danych i informacji, stwarza możliwości ich przetwarzania z wykorzystaniem technik heurystycznych, zwiększa szybkość przetwarzania danych, umożliwia wstępną obróbkę cyfrową sygnałów pomiarowych np. przez filtrację. Potencjalne możliwości dostosowywania się – w miarę potrzeb – algorytmów pomiarowych i zabezpieczeniowych do aktualnej częstotliwości wejściowych sygnałów analogowych (prądów, napięć), do zmian stanu pracy węzła wytwórczego i jego elementów składowych, możliwości korzystania z dodatkowych kryteriów zarówno pomiarowych, jak i logicznych, czy też zastosowania nowych metod do analizy pozyskiwanych danych, np. wykorzystując elementy tzw. „sztucznej inteligencji”, umożliwiają znaczną poprawę jakości i skuteczności ochrony złożonego węzła wytwórczego przed skutkami zakłóceń. Możliwości te, jeżeli są obecnie wykorzystywane, to odnoszą się jednak tylko do poszczególnych urządzeń lub układów elementarnych, nie obejmując swoim działaniem obiektów o większej „złożoności”.

1.2. Przegląd nowoczesnych systemów sterowania SEE oraz systemowymi stacjami elektroenergetycznymi

1.2.1. Cyfrowe centrale sterowania SEE o hierarchicznej strukturze rozproszonej

Dotychczas stosowane są lub znajdują się w fazie opracowań kompleksowe systemy automatyki stacji elektroenergetycznych (węzłów systemowych). Systemy te obejmują akwizycję i przetwarzanie danych, automatykę zabezpieczeniową i sterowanie oraz realizację funkcji pomiarowych, monitorowanie pracy stacji, komunikację pomiędzy elementami systemu automatyki danej stacji na różnych poziomach hierarchicznych, czy wreszcie komunikację z analogicznymi systemami sąsiednimi oraz z systemem nadrzędnym. Pojawiają się również opracowania dotyczące koncepcji rozwiązań w przyszłości central sterowania (zarządzania) SEE, bazujących na układach cyfrowych pracujących w konfiguracji rozproszonej o silnie rozwiniętej strukturze komunikacyjnej.

Odczuwa się natomiast brak istnienia czy formułowania koncepcji systemów zabezpieczeniowej automatyki elektroenergetycznej, dedykowanych węzłom wytwórczym, zwłaszcza tym o złożonej strukturze, opisanym w pkt. 1. 1.

Poniżej przedstawiono niektóre z rozwiązań systemów automatyki i sterowania, które znalazły zastosowanie lub zaproponowane są dla węzłów systemowych.

Najczęściej obecnie spotykane rozwiązania systemów sterowania SEE oparte są na konfiguracji dualnej komputerów zainstalowanych w tzw. centralach sterowania i monitorowania.

Struktura tych systemów jest przeważnie dwuwarstwowa, przy czym każda warstwa dysponuje dwoma jednostkami komputerowymi. Pierwsza warstwa odpowiedzialna jest za realizację funkcji SCADA (ang. Supervisory Control and Data Acquisition), druga warstwa – za ogólnie rozumiane zarządzanie energią oraz dodatkowo – w zależności od dostępnego sprzętu – za wykonywanie rozszerzonych funkcji aplikacyjnych, np. optymalizację pracy sieci i zachowanie stabilności [21]. Rozdział funkcji w konfiguracji dualnej central sterowania był podyktowany przede wszystkim ograniczeniami w mocy obliczeniowej komputerów wchodzących w jego skład, ograniczonymi zasobami banków pamięci oraz konieczności realizacji określonych zadań w czasie rzeczywistym, jak i możliwościami komunikacyjnymi poszczególnych komponentów systemu. Wraz z rozwojem techniki cyfrowej obserwuje się także rozwój strukturalny i funkcjonalny systemów komputerowych dedykowanych centralom sterowania SEE.

Nowoczesne rozwiązania central sterowania systemem elektroenergetycznym posiadają strukturę rozproszoną o otwartej architekturze, bazującej na sieci informatycznej złożonej ze stacji roboczych oraz serwerów sieciowych. Struktura oprogramowania takich systemów projektowana jest w oparciu o standardowe lub rozszerzone reguły „klient – serwer”, zaś sam system jest rozdzielony na pakiety funkcjonalne, z których każdy posiada jednoznacznie zdefiniowany interfejs [65]. Struktura rozproszona takich systemów pozwala na wyróżnienie w niej m.in. następujących komponentów [78]:

- serwerów z plikami systemowymi oraz baz danych,
- lokalnych sieci komputerowych (LAN),
- serwerów, tzw. mostów komunikacyjnych,
- stacji roboczych interfejsu użytkownika.

Poprzez koordynację realizacji poszczególnych zadań operacje realizowane w SEE charakteryzują się znacznie większą efektywnością techniczną jak i ekonomiczną. Zastosowanie techniki cyfrowej stwarza możliwości realizacji funkcji adaptacyjnych zarówno w zakresie zabezpieczeń, jak i sterowania. Adaptacja jest tutaj postrzegana w szerokim kontekście, obejmującym m.in. [56]:

- adaptacyjne algorytmy pomiarowe uwzględniające stany przejściowe sygnałów prądowych i napięciowych, dostosowujące swoje cechy do możliwości nasycania się konwencjonalnych przekładników prądowych lub pojawienia się w sygnałach pomiarowych zakłóceń w postaci wyższych harmonicznych,
- algorytmy równoległe, o aktywacji których decydują dominujące warunki w SEE,
- adaptacyjne algorytmy pomiarowe dopasowujące swoje właściwości do aktualnego poziomu obciążeń w systemie,
- gromadzenie szerokiego zakresu informacji, mogących zainicjować w trybie off-line adaptacyjne reakcje funkcji realizowanych w SEE,
- swobodnie programowalne terminale polowe, łatwo adaptujące się do specyficznych warunków panujących w polu (stacji lub w systemie); ponadto układy swobodnie programowalne umożliwiają bezpośrednią dwukierunkową komunikację pomiędzy centrum sterowania siecią elektroenergetyczną a poziomem pola w celu m.in. zdalnych zmian nastaw automatyki zabezpieczeniowej w zależności od aktualnych warunków w SEE.

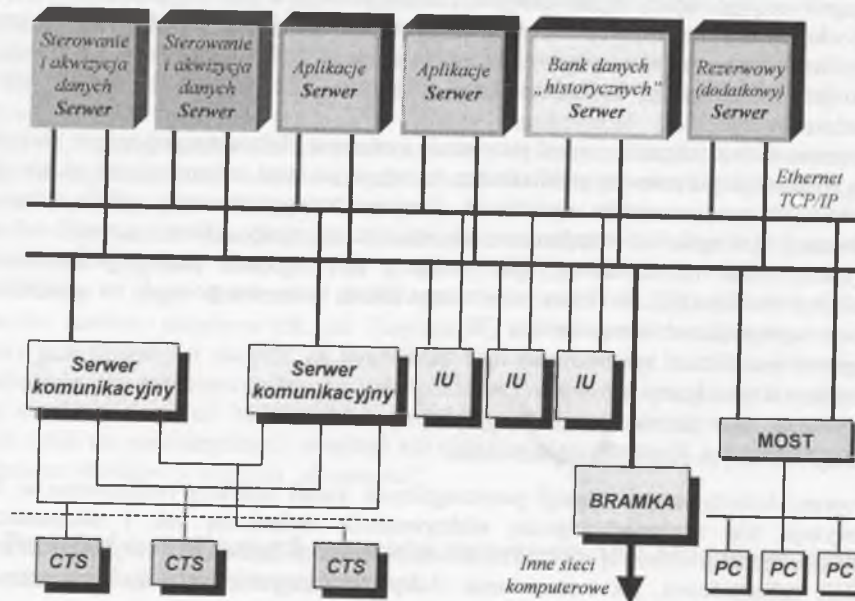
Typowym rozwiązaniem systemów dedykowanych centralom sterowania procesami w SEE jest obecnie koncepcja systemu otwartego o strukturze rozproszonej [16], którego cechami charakterystycznymi w odróżnieniu od rozwiązań starszych są:

- zastosowanie redundantnych lokalnych sieci komputerowych LAN,

- rozdział realizowanych przez system zadań na kilka komputerów lub stacji roboczych pracujących we wspólnej sieci LAN.

Model konfiguracyjny otwartego systemu sterowania SEE przedstawiono na rys. 1. 1.

Oprogramowanie SCADA w zakresie nadrzędnego sterowania i akwizycji danych zostało rozdzielone na dwa zestawy stacji roboczych. Jeden zestaw przeznaczony jest dla potrzeb realizacji funkcji sterowania i akwizycji danych, drugi zestaw dedykowany jest funkcjom obsługi interfejsu użytkownika. Z kolei funkcje aplikacyjne systemu przypisane są innym wydzielonym stacjom roboczym.



Rys. 1.1. Przykład konfiguracji rozproszonego systemu o strukturze otwartej stosowanego w centrum sterowania SEE

Fig. 1.1. Example of a distributed control system configuration with an open structure applied to power system control centres

- IU – interfejs użytkownika
- CTS – cyfrowy terminal sterujący/zabezpieczeniowo-sterujący (lokalny lub zdalny)
- PC – komputer personalny

Zastosowanie stacji roboczych wiąże się z koniecznością zainstalowania obszernego oprogramowania oraz alternatywą dalszej rozbudowy systemu w przyszłości. Zakłada się, że stacje robocze posiadają odpowiednio obszerny banki pamięci, pozwalające na gromadzenie kompletnych kopii baz danych czasu rzeczywistego oraz informacji pozyskiwanych w wyniku realizacji pakietów programowych (aplikacji), zainstalowanych w jednostkach systemu. Analogicznie, każda stacja robocza z grupy komputerów aplikacyjnych dysponuje własną rezydentną bazą danych. Sieć komputerowa rozproszonego systemu sterowania o konfiguracji otwartej pracuje również w układzie „klient – serwer”, a więc z założenia realizacja funkcji w systemie ma charakter obliczeń rozproszonych we wzajemnie współpracujących procesach. W celu poprawy skuteczności pracy central sterowania

rozszerza się zasięg jego sieci komputerowej, łącząc ją z lokalnymi sieciami innych komórek lub wydziałów (zabezpieczeń, analiz zakłóceń, planowania itp.). Łączy te realizowane są za pośrednictwem mostów.

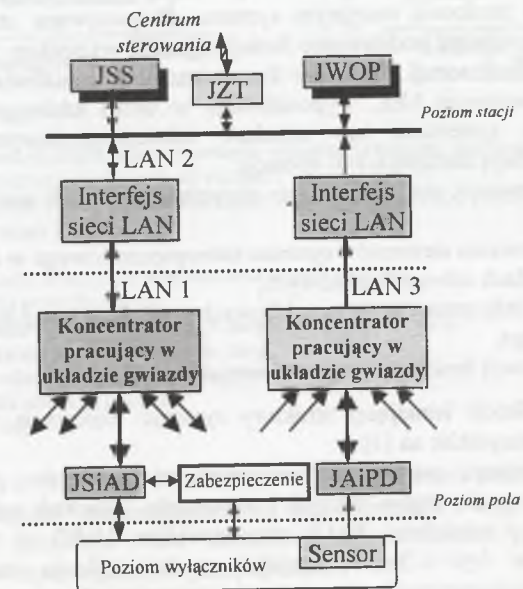
Zarządzanie procesem, jakim jest praca SEE, można traktować jako podział zintegrowanych zbiorów operacji realizowanych na trzech poziomach hierarchii [56]:

- poziom sieci, reprezentowany przez centrale sterowania SEE,
- poziom stacji elektroenergetycznych,
- poziom pola (terminali polowych).

Zasadniczym źródłem pozyskiwania informacji dla potrzeb systemu zarządzania jest poziom stacyjny. Z tego względu rozwiązania systemów stacyjnych w zakresie sterowania, zabezpieczeń, monitorowania, wymiany danych i komunikacji mają decydujący wpływ na zakres oferowanych przez system funkcji, jak i ich prawidłową realizację. Dalej zostaną przedstawione i omówione niektóre rozwiązania (istniejące i będące w fazie koncepcji) cyfrowych systemów sterowania systemowymi stacjami elektroenergetycznymi.

1.2.2. Cyfrowe systemy sterowania systemowymi stacjami elektroenergetycznymi o strukturze rozproszonej

Typową strukturę rozproszoną koordynowanych systemów automatyki zabezpieczeniowej, sterowania i doradztwa, w zastosowaniu do systemowych stacji elektroenergetycznych wysokich i najwyższych napięć, przedstawiono na rys. 1. 2.



Rys. 1.2. Struktura skoordynowanego systemu doradczego, sterowania i zabezpieczeń stacji elektroenergetycznej WN lub NN

Fig. 1.2. Structure of a co-ordinated advisory, control and protection system for HV and EHV power substations

- JAiPD – jednostka akwizycji i przetwarzania danych (polowa)
- JSiAD – jednostka sterująca i akwizycji danych (na poziomie pola)

JSS – jednostka sterowania na poziomie stacji
 JWOP – jednostka wspomagająca obsługę procesu (pracę SEE)
 JZT – jednostka zdalnego terminala

Koordinacja poszczególnych modułów, realizujących funkcje systemu, odbywa się na terenie stacji za pomocą lokalnych sieci światłowodowych LAN. Skoordynowany system zapewnia - poprzez zachowanie niezależności poszczególnych modułów funkcjonalnych - optymalną realizację zadań przy jednoczesnym zachowaniu wysokiej niezawodności i rozszerzonej możliwości podziału i wymiany danych.

System odpowiedzialny za sterowanie składa się z jednostek bazowych JSiAD (usytuowanych na poziomie polowym), odpowiedzialnych za akwizycję danych i realizację zadanych sterowań, oraz jednostki stacyjnej JSS, odpowiedzialnej za przetwarzanie danych i informacji dla celów sterowań na poziomie stacyjnym systemu. W celu realizacji zadań akwizycji danych i sterowania przewidziano dwie sieci lokalne: LAN 1, realizującą komunikację pomiędzy modułami polowymi oraz sieć LAN 2, odpowiedzialną za prawidłową komunikację pomiędzy modułami funkcjonalnymi systemu na poziomie stacyjnym.

W celu zapewnienia wysokiej niezawodności systemu automatyki zabezpieczeniowej wszystkie wejścia prądowe i napięciowe systemu, jak również wyjściowe sygnały wyłączające z zabezpieczeń, są niezależne od systemu realizującego funkcje sterowania i są bezpośrednio połączone z układami wyłączającymi (wyłącznikami), zainstalowanymi w stacji. System doradczy, wspomagający decyzje podejmowane przez operatora obsługującego stację, składa się z polowych modułów gromadzenia i przetwarzania danych JAiPD (jednostki monitorujące pracę pól w stacji), modułu wspierającego decyzje operatora JWOP oraz dwóch sieci lokalnych LAN 3, operujących na poziomie pola stacji i sieci komunikacyjnej LAN 1 i LAN 2, operującej, na poziomie stacyjnym systemu. Proponowana struktura cyfrowego systemu koordynującego swoje podstawowe funkcje (przede wszystkim zabezpieczeniowo-sterujące) o silnie rozbudowanej strukturze komunikacyjnej umożliwia powiązanie tego systemu z centrum sterowania SEE, wyposażonego w układ zdalnego monitorowania i sterowania stacyjnymi systemami lub układami zabezpieczeniowymi. Układy takie umożliwiają m.in. realizację następujących operacji:

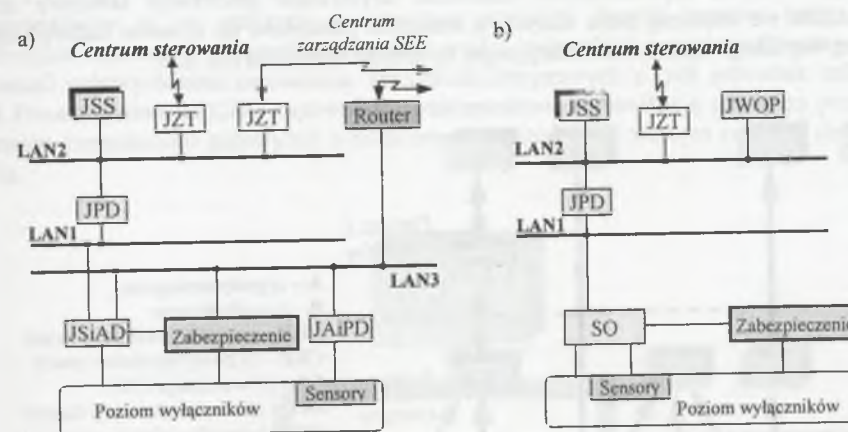
- zdalnego monitorowania, umożliwiającego utrzymanie zadanych warunków pracy całej stacji,
- zdalnego diagnozowania elementów systemu zabezpieczeniowego w celu wykrycia uszkodzeń w układach zabezpieczeniowych,
- zdalnej analizy w celu sprawdzania prawidłowych warunków pracy systemu zabezpieczeniowego,
- zdalnej parametryzacji funkcji zabezpieczeniowych.

Możliwości modyfikacji istniejącej struktury systemu sterowania stacją systemową koncentrują się przede wszystkim na [1]:

- wprowadzeniu nowego połączenia: poszczególnych modułów polowych JSiAD, odpowiedzialnych za akwizycję danych i sterowanie, jednostek zabezpieczeniowych współpracujących z modułami JSiAD oraz modułów JAiPD ze zdalnym centrum zarządzania siecią (rys. 1. 3a). Przewidywana komunikacja między modułami funkcjonalnymi usytuowanymi na poziomie polowym danej stacji a systemem oddalonym (centrum sterowania) odbywać się będzie za pośrednictwem sieci LAN 3. Proponowana modyfikacja umożliwia zdalne prowadzenie i monitorowanie stanu pracy wszystkich jednostek polowych z oddalonego centrum sterowania;
- zastosowaniu w lokalnych sieciach komunikacyjnych systemu stacyjnego (LAN) standardu Ethernet LAN z protokołem TCP/IP;
- zachowaniu trzech lokalnych sieci LAN (analogicznie do układu obecnego).

Druga propozycja modyfikacji obecnych struktur systemów sterowania stacjami elektroenergetycznymi wysokich i najwyższych napięć dotyczy m.in.:

- zastosowania dwóch sieci lokalnych, tj.:
 - LAN 1 dla celów komunikacji pomiędzy poziomem bazowym (polowym) a tzw. „sieciowym LAN” [1],
 - LAN 2 realizowana na poziomie stacyjnym systemu sterowania.
- analizy możliwości zastosowania w sieciach lokalnych LAN aplikacji sieciowych w standardzie Ethernet z protokołem TCP/IP;
- integracji funkcji realizowanych w układach poprzednich przez moduły JSiAD i JAiPD w jednym module SO („stacja oddalona” na rys. 1. 3b);



Rys. 1.3. Zmodyfikowana struktura skoordynowanego systemu doradczy, sterowania i zabezpieczeń stacji elektroenergetycznej: a) wariant 1, b) wariant 2

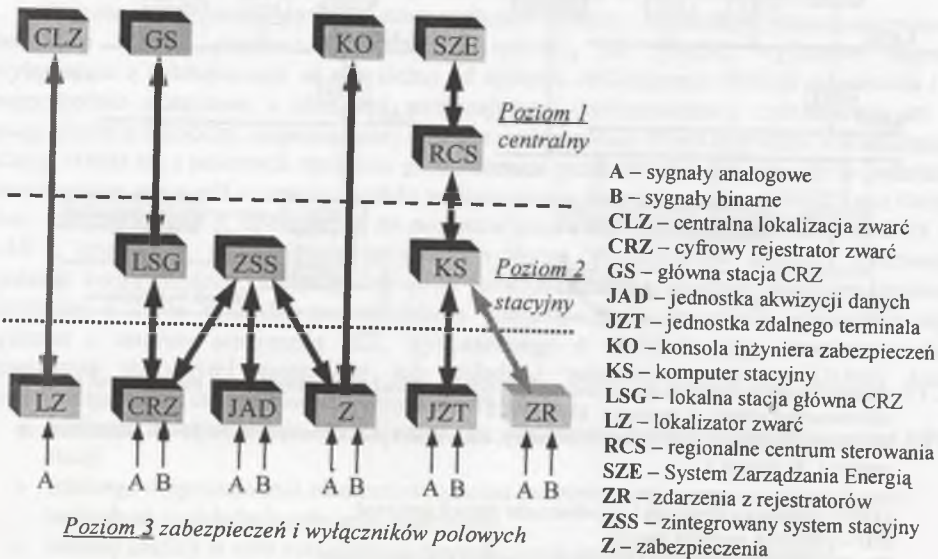
Fig. 1.3. Modified structure of a co-ordinated advisory, control and protection system for power substations: a) variant 1, b) variant 2

JAiPD – jednostka akwizycji i przetwarzania danych (polowa)
 JPD – jednostka przesyłu danych
 JSiAD – jednostka sterująca i akwizycji danych (na poziomie pola),
 JSS – jednostka sterowania na poziomie stacji
 JWOP – jednostka wspomagająca obsługę procesu (pracę SEE)
 JZT – jednostka zdalnego terminala
 SO – zdalna stacja

- gromadzenia w jednostce JWOP (rys. 1. 3b) danych na temat stanu monitorowanej aparatury stacyjnej i zabezpieczeniowej oraz informacji o wyposażeniu stacji w postaci baz danych; jednostka JWOP dodatkowo odpowiedzialna jest za realizację zadań doradczych i wspomagających pracę operatora stacji.

Innym rozwiązaniem systemów sterowania i monitorowania pracy stacji elektroenergetycznych wysokich napięć jest struktura przyjęta w Stanach Zjednoczonych [44]. Również i w tych systemach cechą charakterystyczną jest wielopoziomowość struktury, tj. wyróżnienie najczęściej poziomów polowego i stacyjnego. Poziom stacyjny może zostać uzupełniony o poziom centralny w przypadku uwzględnienia możliwości zdalnego dostępu do danych i sterowania z odległych central zarządzania siecią elektroenergetyczną (rys. 1. 4).

W tym rozwiązaniu na uwagę zasługuje silnie rozbudowana struktura funkcjonalna systemu odpowiedzialna za realizację zadań związanych z akwizycją i przetwarzaniem danych na cele lokalnej i globalnej lokalizacji i rejestracji zakłóceń, jak i bezpośredni dostęp z systemu centralnego (oddalonego) do terminali zabezpieczeniowych usytuowanych na poziomie polowym stacji. Zakłada się, że w wydzielone, bezpośrednie łącza komunikacyjne powinny zostać wyposażone wszystkie stacje elektroenergetyczne objęte systemem SCADA, tym samym znacznie upraszczając istniejącą złożoną komunikację pomiędzy centrum sterowania a stacjami. Rozwiązanie takie wymusza przyjęcie nowej koncepcji integracji różnorodnych struktur sprzętowych znajdujących się w stacji, szczególnie na poziomie pola, realizowanej poprzez ich połączenie za pomocą wspólnego łącza komunikacyjnego z systemem SCADA. W tym przypadku akwizycja danych i ich przetwarzanie na poziomie stacynym odbywa się oddzielnie, natomiast uzyskiwane informacje końcowe zostają gromadzone we wspólnej bazie danych, a następnie przesyłane do systemu nadrzędnego za pomocą wspólnego łącza komunikacyjnego, co przedstawiono na rys. 1. 5.



Rys. 1.4. Struktura systemów sterowania i monitorowania pracy SEE zastosowana w USA [44]
 Fig. 1.4. Structure of control and monitoring systems for electric power systems used in the USA [44]

Praktycznie wszystkie obecnie istniejące cyfrowe systemy sterowania i nadzoru stacji elektroenergetycznych są oparte na rozproszonych funkcjonalnie zdalnych terminalach JZT, które połączone są za pomocą łącz komunikacyjnych, najczęściej światłowodowych, z odpowiednimi jednostkami centralnymi głównie na poziomie stacji, stanowiącymi punkty centralne w zakresie gromadzenia danych i koordynacji wymiany informacji [59]. Struktura układu „klient-serwer” zapewnia dużą szybkość akwizycji danych, a ponadto tworzona jest w ten sposób pierwsza warstwa systemu SCADA.

W istniejących rozwiązaniach w polach stacji najczęściej znajduje się wiele fizycznych układów zabezpieczeniowych, stanowiących ważne i bogate źródło informacji dla systemów stacyjnych i sieciowych, pracujących w określonej strukturze konfiguracyjnej. Stwarza to poważne problemy w zakresie szybkiej akwizycji i przetwarzania danych, możliwości zdalnego dopasowania struktury zabezpieczeniowej do aktualnie panujących warunków w

obrębie całej stacji (lub fragmentu SEE), jak również z punktu widzenia szybkości i przepustowości łącz transmisyjnych. W związku z tym pojawiają się rozwiązania stacyjnych systemów sterowania, w których dostęp z poziomów wyższych systemu do układów zabezpieczeniowych danego pola realizowany jest za pomocą dedykowanego procesora pola pracującego w konwencji zdalnego terminala polowego [47]. Terminal pola połączony za pomocą łącz szeregowych z modułami układu zabezpieczeniowego w pola gromadzi generowane w tych jednostkach alarmy, zdarzenia, określa aktualny status zabezpieczeń, a w przypadku stwierdzenia zmian zostają one przesłane do przyporządkowanej danemu polu jednostki centralnej CJZT, w której realizowane są funkcje alarmów grupowych, blokad oraz gromadzenia sekwencji zdarzeń w polach. Jednostki polowe odpowiedzialne są również za wykonanie zadań sterujących otrzymywanych poprzez przypisaną im jednostkę nadrzędną CJZT z centrum sterowania stacją lub SEE. Jednostki CJZT w systemie sterowania stacją odpowiedzialne są za realizację rozszerzonej akwizycji danych poprzez bazy danych zawierające informacje o aktualnych stanach wejść – wszystkich przyporządkowanych im – terminali polowych oraz zestawienie wszystkich otrzymanych z tych jednostek informacji [47]. Ponadto jednostki CJZT zapewniają dwukierunkową komunikację pomiędzy poziomem polowym (terminalami polowymi) a poziomem stacyjnym lub zdalnym centrum sterowania siecią.



Rys. 1.5. Nowa struktura pozyskiwania danych i przesyłu informacji w celu realizacji zadań SCADA w rozwiązaniu z rys. 1. 4

Fig. 1.5. Novel structure of data acquisition and transmission of information accomplished by SCADA in the arrangement shown in Fig. 1. 4

CRZ – cyfrowy rejestrator zwarć
 JZT – jednostka zdalnego terminala

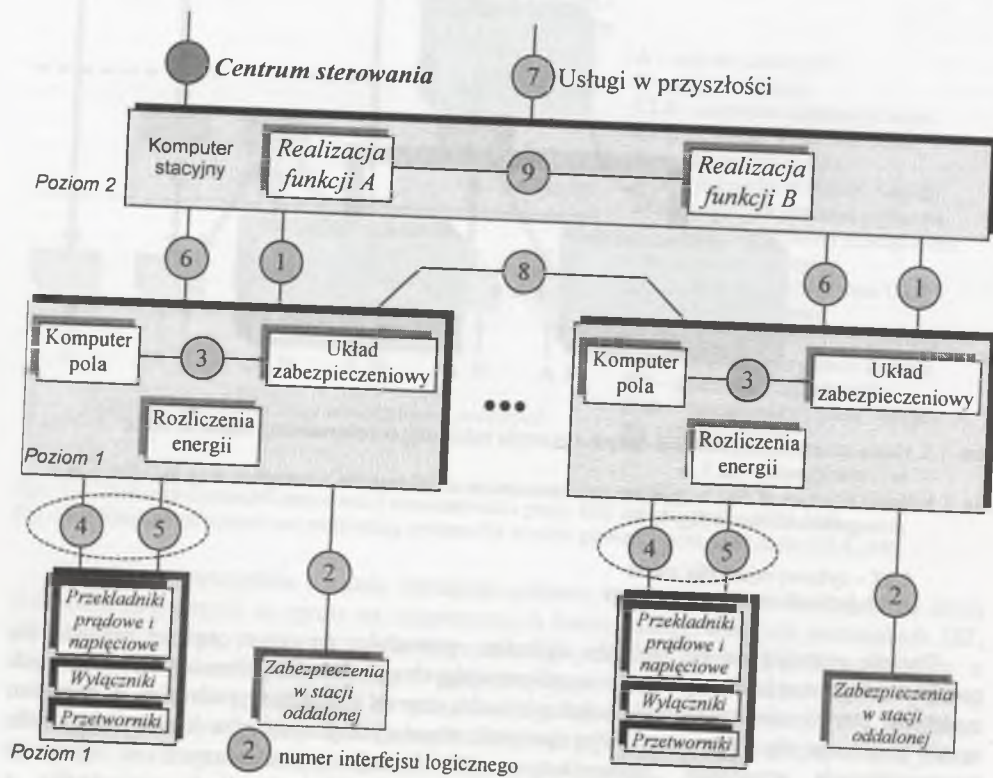
Pręźnie rozwijająca się technika cyfrowa powoduje, że coraz częściej pojawia się problem wzajemnej kompatybilności współpracujących układów lub jednostek elementarnych systemów sterowania, szczególnie jeżeli pochodzą one od różnych wytwórców. W ostatnim czasie pojawiają się informacje, dotyczące prób standaryzacji systemów komunikacyjnych, zapewniających wzajemną „komunikatywność” funkcji wykonywanych w systemie stacyjnym, lecz realizowanych przez zróżnicowane układy wykonawcze. Jedno z interesujących rozwiązań opiera się na podziale operacji realizowanych w systemie na funkcje elementarne, tzw. węzły logiczne [8], usytuowane w różnych urządzeniach/układach wykonawczych. Dekompozycja zadań systemu sterowania na węzły logiczne umożliwia wymianę informacji tylko pomiędzy węzłami logicznymi za pomocą dedykowanych

interfejsów logicznych. Z punktu widzenia interfejsów pomiędzy węzłami logicznymi w strukturze systemu sterowania stacją elektroenergetyczną można wyróżnić trzy poziomy:

- poziom procesu,
- poziom pola,
- poziom stacyjny.

Na rysunku 1.6 przedstawiono na tle typowej struktury sytemu sterowania stacji dziewięć wewnętrznych interfejsów logicznych tworzących dwa rodzaje sieci komunikacyjnych:

- stacyjną sieć komunikacyjną dla potrzeb interfejsów logicznych 1, 3, 6 i 8,
 - szynę komunikacyjną procesu w każdym polu stacji dla interfejsów 4 i 5.
- W omawianej koncepcji węzły logiczne zostały zaklasyfikowane do następujących grup:
- zabezpieczeń i funkcji związanych (np. zabezpieczenia odległościowe, automatyka samoczynnego ponownego załączenia SPZ),
 - sterowania nadrzędnego, np. wzajemnych blokad, jednostek pomiarowych,
 - łączników, np. wyłączniki,
 - przekładników,
 - transformatorów energetycznych z układami regulacji zaczepów,
 - w przyszłości sterowniki lub systemy *FACTS*.



Rys. 1.6. Architektura systemu automatyki stacyjnej z wewnętrznymi interfejsami logicznymi
Fig. 1.6. Architecture of a substation automation system with internal logic interfaces

1.2.3. Wykorzystanie układów inteligentnych w strukturach systemów zarządzania stacjami elektroenergetycznymi

Zastosowanie w systemach automatyki inteligentnych układów tzw. sztucznej inteligencji stwarza możliwości zwiększenia i udoskonalenia funkcjonalności współczesnych systemów zabezpieczeniowych, sterujących oraz monitorujących funkcje realizowane w stacjach elektroenergetycznych. Zastosowania sztucznej inteligencji w elektroenergetyce można rozpatrywać w dwóch płaszczyznach, tj. zastosowaniach istniejących oraz możliwościach aplikacji w przyszłości [76].

Aplikacje istniejące

• Analiza zdarzeń

System inteligentny wykorzystuje przede wszystkim informacje o zdarzeniach, które miały miejsce na stacji elektroenergetycznej i zostały zarejestrowane z etykietą czasu, a następnie zgromadzone na poziomie stacyjnym. Informacje o zdarzeniach to głównie: stany położenia łączników w stacjach, sekwencje wyłączeń, szczegółowe informacje o zdarzeniach, zarejestrowane przez moduły zabezpieczeniowe (pobudzenie, określenie fazy dotkniętej zakłóceniem, kierunkowość, strefa itd.), dane z lokalizatorów zakłóceń, informacje o realizacji automatyki samoczynnego ponownego załączenia (SPZ). W celu zwiększenia stopnia poprawności diagnozy systemy inteligentne wykorzystują również dane pozyskiwane za pomocą sieci komunikacyjnej z sąsiednich stacji elektroenergetycznych. Z kolei diagnozowanie i monitorowanie zachowania się systemów zabezpieczeniowych ma za główne zadanie weryfikację poprawności pracy zainstalowanych w stacji modułów zabezpieczeniowych wchodzących w skład systemu stacyjnego.

• Analiza danych zawartych w cyfrowych rejestratorach zakłóceń

Funkcje systemu sprowadzają się do wykorzystania zarejestrowanych na stacji przebiegów czasowych pomiarowych sygnałów analogowych (szczególnie w stanach nieustalonych), tj. prądów i napięć, oraz informacji o stanie położenia łączników w celu analizy sekwencji zdarzeń, które w konsekwencji spowodowały zakłócenie na stacji. W przypadku konieczności precyzyjnej diagnozy zdarzeń zakłóceńowych przewidywany jest hierarchiczny system diagnozowania i analizy zakłóceń [37].

Możliwości zastosowań aplikacyjnych

Inteligentne układy doradcze lub decyzyjne mają przede wszystkim poprawić skuteczność, niezawodność i dostępność systemów zabezpieczeń i sterowania. Można tutaj wyróżnić dwa poziomy aplikacyjne:

• Poziom pola stacji

Na tym poziomie zastosowanie sztucznej inteligencji powinno się koncentrować przede wszystkim na:

- zabezpieczeniach adaptacyjnych i adaptacyjnej automatyce systemowej,
- nowych zasadach definiowania funkcji zabezpieczeniowych linii przesyłowych,
- poprawie sposobu lokalizacji zwarć,
- identyfikacji zwarć wielkoimpedancyjnych,
- ulepszeniu zabezpieczeń transformatorów energetycznych.

• Poziom stacji

Większość obecnie istniejących aplikacji na tym poziomie odnosi się do analizy zakłóceń. Zastosowania systemów inteligentnych pozwoli na rozszerzenie zakresu oferowanych aplikacji jak i udoskonalenie funkcji istniejących. W tabeli 1.1

przedstawiono na podstawie [76] możliwości zastosowania systemów inteligentnych w aplikacjach realizowanych na poziomie stacji elektroenergetycznej.

Przedstawione rozwiązania złożonych strukturalnie i bogatych funkcjonalnie systemów sterowania (czy ogólnie pojętego zarządzania) odnoszą się zarówno do stacji systemowych, jak i przynależą wydzielonym systemom elektroenergetycznym lub ich fragmentom. Jednak, zarówno konstrukcja jak i zakres oraz rodzaj realizowanych przez systemy zbiorów operacji uniemożliwiają ich adaptację w takiej formie do złożonych struktur wytwórczych w niektórych elektrowniach. W stosunku do węzłów wytwórczych wymagania w zakresie realizowanych przez system automatyki zabezpieczeniowej grup zadań w krótkich wymaganych limitach czasowych, liczby i rodzajów pozyskiwanych i wykorzystywanych danych oraz informacji wymuszają konieczność nowego podejścia do zagadnień zarówno sterowania szeroko pojętymi funkcjami automatyki zabezpieczeniowej, jak i zapewnienia odpowiedniej sieci informatycznej gwarantującej prawidłową realizację założonych operacji przez system.

W prezentowanej pracy została przedstawiona koncepcja rozproszonego inteligentnego systemu automatyki zabezpieczeniowej ISAZ węzłów wytwórczych o złożonej topologii ze szczególnym uwzględnieniem realizowanych przez system zbiorów operacji.

Tabela 1.1

Możliwości zastosowania systemów inteligentnych w realizacji funkcji systemu sterowania i zabezpieczeń stacji elektroenergetycznych

Obszar zastosowania	Usprawienie funkcji	Użyty rodzaj sztucznej inteligencji
Łańcuch zdarzeń z rejestratora zdarzeń	<ul style="list-style-type: none"> • automatyczna analiza, • weryfikacja zawartości poprzez redundancję 	System ekspertowy bazujący na regułach (SI:R)
Cyfrowe zabezpieczenia	<ul style="list-style-type: none"> • analiza pracy zabezpieczeń, • analiza zwarć 	System ekspertowy [44]
Cyfrowy rejestrator zakłóceń	<ul style="list-style-type: none"> • automatyczna analiza, • kombinacja sygnałów analogowych i binarnych w celu weryfikacji redundantnej 	Układy hybrydowe [44] Cyfrowe przetwarzanie sygnałów System ekspertowy (SER)
Zabezpieczenia szyn zbiorczych	<ul style="list-style-type: none"> • wykrywanie nasycania się przekładników prądowych 	Sieci neuronowe

1.3. Cel i zakres pracy, założenia

Odczuwalny brak w istniejących cyfrowych systemach kompleksowego sterowania funkcjami zabezpieczeniowymi, pomiarowymi oraz decyzjami regulacyjnymi rozwiązań lub koncepcji odnoszących się do węzłów wytwórczych, szczególnie o złożonej funkcjonalności jak i topologii, skłania do przyjęcia następującego zasadniczego celu pracy:

Opracowanie zasad formułowania i realizacji inteligentnych systemów automatyki zabezpieczeniowej ISAZ węzłów wytwórczych o złożonej strukturze funkcjonalnej i konfiguracyjnej, wykorzystujących techniki tzw. sztucznej inteligencji. Powinny one umożliwić integrację kompleksowych zadań związanych z rozpoznawaniem stanów

pracy węzła wytwórczego i jego elementów składowych, szeroko pojętą adaptacją funkcji zabezpieczeniowych i pomiarowych oraz zadań wspomagających analizę zagrożeń i zakłóceń w strukturze wewnętrznej węzła wytwórczego.

Dla tak sformułowanego celu zakres pracy obejmuje następujące zagadnienia:

- Podział obiektów w systemie elektroenergetycznym „złożonych” z punktu widzenia automatyki zabezpieczeniowej i pomiarowej.
- Określenie podstawowych operacji realizowanych przez system automatyki zabezpieczeniowej, tj. rozpoznania, adaptacji, zabezpieczeń i pomiarów oraz analizy alarmów i zakłóceń w obszarze złożonego węzła wytwórczego.
- Wyznaczenie funkcjonalnej i logicznej struktury rozproszonej ISAZ.
- Opracowanie zasad tworzenia systemu informatycznego, umożliwiającego komunikację pomiędzy komponentami ISAZ inteligentnego systemu automatyki zabezpieczeniowej w celu realizacji określonych w systemie operacji.
- Wybór struktury sztucznych sieci neuronowych jako narzędzia decyzyjnego w realizacji operacji rozpoznania, adaptacji oraz analizy zakłóceń; analiza danych pozyskiwanych z węzła wytwórczego w celu redukcji wymiarów i liczby wejściowych wektorów uczących sieci neuronowe; opracowanie metod formułowania baz wiedzy uczącej i testującej w celu identyfikacji parametrów sieci neuronowych w procesie ich uczenia, a następnie wybór metody optymalizacji ich struktury.
- Wybór przyjętych do dalszej analizy cyfrowych algorytmów zabezpieczeniowych i pomiarowych aktywnych w szerokim zakresie zmian częstotliwości wejściowych sygnałów analogowych.
- Przygotowanie danych i informacji o elektrowni gazowo-parowej stanowiącej złożony węzeł wytwórczy przyjęty do badań symulacyjnych poprawności działania ISAZ.
- Badania symulacyjne mające na celu identyfikację parametrów oraz optymalizację struktur sieci neuronowych realizujących operacje rozpoznania, adaptacji i analizy zakłóceń.
- Przeprowadzenie badań symulacyjnych w zakresie testowania poprawności generacji decyzji w lokalnych i globalnych węzłach logicznych ISAZ przez sieci neuronowe w przypadku brakujących, błędnych lub niekomplementarnych danych w ich bazach wiedzy. Sprawdzenie zdolności sieci neuronowych do generalizacji (uogólniania) zdarzeń.
- Badania symulacyjne cyfrowych algorytmów zabezpieczeniowych i pomiarowych w szerokim zakresie zmian częstotliwości i obecności składowych zakłócających w wejściowych sygnałach pomiarowych. Mają one na celu wyznaczenie optymalnego pakietu algorytmów gwarantującego kompleksową realizację założonych przez ISAZ funkcji zabezpieczeniowych i pomiarowych, gwarantując jednocześnie ich dużą dokładność, niezawodność i szybkość działania.
- Opracowanie wytycznych dotyczących rozwiązania struktury informatycznej systemu automatyki zabezpieczeniowej złożonego węzła wytwórczego.

W pracy przyjęto następujące podstawowe założenia:

- Cała struktura systemu automatyki zabezpieczeniowej oparta jest na układach cyfrowych.
- System automatyki zabezpieczeniowej w dziedzinie funkcjonalnej i logicznej ma charakter rozproszony o strukturze hierarchicznej warstwowej.
- Zakłada się dekompozycję zadań wchodzących w skład kompleksów operacji systemu na podstawowe, cząstkowe i globalne (decyzje końcowe), przy czym realizacja funkcji jest przestrzennie rozłożona.

- Na etapie badań symulacyjnych poprawności realizacji poszczególnych kompleksów operacji przez ISAZ przyjęto jako złożony węzeł wytwórczy elektrownię gazowo-parową – jedną z najbardziej skomplikowanych struktur (z punktu widzenia zapewnienia prawidłowej pracy automatyki zabezpieczeniowej).
- Oprócz algorytmów zabezpieczeniowych i pomiarowych wszystkie pozostałe układy akwizycji i przetwarzania danych oraz decyzyjne ISAZ bazują na strukturach sztucznych sieci neuronowych.

2. ZASADY PODZIAŁU ZŁOŻONYCH OBIEKTÓW SYSTEMU ELEKTROENERGETYCZNEGO DLA CELÓW AUTOMATYKI POMIAROWEJ I ZABEZPIECZENIOWEJ

Stale dokonująca się rozbudowa i modernizacja systemów elektroenergetycznych (SEE) podyktowana jest przede wszystkim rosnącymi wymaganiami w zakresie pewności i niezawodności zasilania oraz zapewnienia odpowiedniej jakości dostarczanej do odbiorców energii elektrycznej. Wymagania te determinują nie tylko konieczność strukturalnej rozbudowy istniejących systemów wytwórczych oraz przesyłowo – odbiorczych, ale i nowego podejścia do zagadnień ogólnie pojętego sterowania pracą takich systemów. W strukturze SEE, z punktu widzenia rozpatrywanego problemu, można wyróżnić dwie zasadnicze grupy obiektów, tj. obiekty w postaci węzłów wytwórczych oraz sieci przesyłowo - odbiorcze. Duże zróżnicowanie funkcjonalne, strukturalne, czy nawet terytorialne obiektów przynależnych do różnych grup, jak i należących do tej samej grupy, skłania, a wręcz wymusza konieczność indywidualnego podejścia do zagadnień sterowania operacjami dokonywanymi na tych obiektach.

Aktualnie w automatyce elektroenergetycznej, a szczególnie zabezpieczeniowej, jako *obiekt* postrzegane jest najczęściej jedno podstawowe urządzenie (element), którego zbiory tworzą strukturę SEE, np. generator, transformator, linia przesyłowa, szyny zbiorcze, silnik. Zasadnicza zmiana w przyjętej koncepcji dotyczy zatem przyjętego określenia pojęcia *obiektu* zarówno w sensie jego złożoności strukturalnej, jak i wynikającej stąd konieczności formułowania złożonych wewnątrznie systemów automatyki zabezpieczeniowej.

W przyjętej konwencji *obiekt* składa się z szeregu urządzeń podstawowych, traktowanych jako obiekty bazowe realizujące proste funkcje, np. generacja, transformacja, przesył itp. Odpowiednia kombinacja wzajemnych powiązań elektrycznych pomiędzy poszczególnymi *objektami bazowymi* tworzy bardziej złożoną funkcjonalnie strukturę tzw. *obiektu cząstkowego*, który najczęściej jest w stanie pracować autonomicznie (np. blok energetyczny wraz z urządzeniami pomocniczymi). Sieć wzajemnych powiązań pomiędzy poszczególnymi *objektami bazowymi* może ulegać zmianie – *obiekt bazowy* może zostać wyłączony, załączony, połączony z sąsiednimi obiektami za pomocą innych ciągów liniowych, co w sposób bezpośredni powoduje zmianę stanu pracy *obiektu cząstkowego*. *Obiekty cząstkowe*, stanowiące autonomiczne pod względem funkcjonalnym połączone układy urządzeń elektrycznych, tworzą tzw. *obiekty złożone*, których struktura jest rozbudowana zarówno pod względem konfiguracji, jak i wielorakości realizowanych funkcji (zadań).

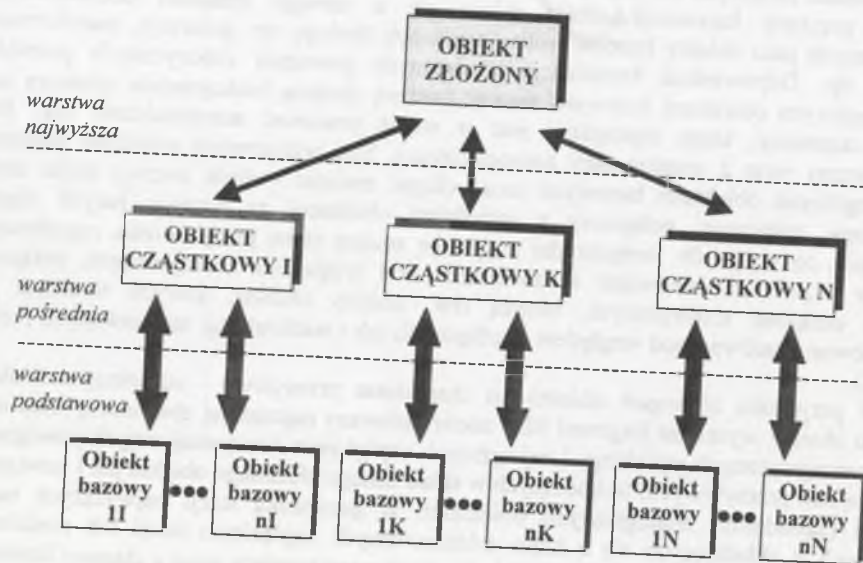
W przypadku *złożonych obiektów* o charakterze przesyłowo - odbiorczym struktura takiego obiektu wyznacza fragment SEE zdeterminowany najczęściej obecnością kilku stacji elektroenergetycznych wysokiego i najwyższych napięć oraz siecią wzajemnych powiązań za pomocą linii przesyłowych, wchodzących w skład danego złożonego obiektu jak i powiązań z innymi (sąsiednimi) analogicznymi obiektami. W przypadku stacji najwyższych napięć złożonych, tj. składających się z kilku zróżnicowanych napięciowo stacji lub rozdzielni o dużej liczbie pól, należy traktować je jako centrum wyznaczające wraz z ciągami liniowymi (liniami wymiany mocy) złożony obiekt przesyłowo – odbiorczy.

W strukturze konfiguracyjnej złożonego węzła wytwórczego natomiast, traktowanego całościowo jako obiekt sterowania, można wyróżnić trzy podstawowe warstwy obiektowe, (rys. 2. 1) które stanowią:

- *obiekt złożony* (węzeł wytwórczy) jako złożona konfiguracyjnie i funkcjonalnie struktura elektrowni, na którą składają się: co najmniej dwa bloki energetyczne

(generatory, układy wzbudzenia wraz z zasilaniem, transformatory blokowe, wysokonapięciowe układy potrzeb własnych danego bloku), układ potrzeb własnych ogólnych elektrowni (część wysoko- i niskonapięciowa) oraz układy dodatkowe zależne od rodzaju bloku (np. układ rozruchu częstotliwościowego dla generatorów z turbinami gazowymi); w tak przyjętej strukturze można wyodrębnić tzw. *obiekty cząstkowe* i *bazowe*, które poprzez sieć wzajemnych powiązań elektrycznych tworzą aktualną topologię pracy elektrowni; jest to warstwa najwyższa, dla której zostanie zaproponowana koncepcja inteligentnych systemów automatyki zabezpieczeniowej (ISAZ);

- *obiekty cząstkowe* - stanowiące warstwę pośrednią - są to funkcjonalnie autonomiczne, złożone układy urządzeń elektrycznych, które łącząc się (w ujęciu elektrycznym) tworzą tzw. *obiekty złożone*. Obiekty cząstkowe dzielą się na trzy grupy:
 - *obiekty wytwórcze* - składają się z poszczególnych bloków energetycznych wraz z układami przynależnymi do danego bloku, takimi jak : układ potrzeb własnych bloku, układ rozruchowy, układ wzbudzenia, układ regulacji napięcia;
 - *obiekt ogólny*, w postaci układu potrzeb własnych ogólnych elektrowni (węzła wytwórczego), składający się z grupy wysoko- i niskonapięciowych stacji oraz rozdzielń zarówno napięcia przemiennego, jak i stałego;
 - *obiekt graniczny*, w postaci przejelektrownianej stacji wysokiego napięcia, stanowiącej układ wyprowadzenia generowanej mocy z elektrowni do zewnętrznego systemu elektroenergetycznego, a jednocześnie będący - z punktu widzenia ISAZ - punktem granicznym powiązań struktury elektrowni i obiektów przesyłowo-odbiorczych w zakresie wymiany danych i informacji;



Rys. 2.1. Podział struktury złożonego węzła wytwórczego na warstwy obiektowe
 Fig. 2.1. Division of the complex generating node structure into object layers

- *obiekty elementarne* (określane również jako *bazowe*) - stanowiące warstwę podstawową - do których zalicza się poszczególne stacje i rozdzielnie (lub ich systemy

oraz sekcje szyn zbiorczych) układów potrzeb własnych bloków energetycznych, układy rozruchowe, układy wzbudzenia, układy regulacji napięcia, układ napięcia gwarantowanego itp. Odpowiednie podzbiory obiektów elementarnych tworzą poszczególne obiekty cząstkowe.

Złożoność konfiguracyjna i funkcjonalna złożonych węzłów wytwórczych wymuszają konieczność opracowania dla nich takich systemów automatyki zabezpieczeniowej, które zapewnią znacznie bogatsze i doskonalsze możliwości w porównaniu z systemami obecnie istniejącymi.

Przedstawiony system automatyki zabezpieczeniowej musi być zdolny do realizacji dwóch zasadniczych zbiorów operacji obejmujących:

- a) urzeczywistnienie odpowiednich algorytmów pomiarowych, zabezpieczeniowych i sterujących oraz rozpoznanie aktualnego stanu pracy węzła wytwórczego w celu uaktywnienia funkcji adaptacyjnych systemu automatyki zabezpieczeniowej;
- b) szeroko rozumiane „sterowanie” funkcjami oferowanymi przez system automatyki; „sterowanie” jest tutaj traktowane jako działanie dostosowujące realizowane przez system zadania do zmiennych warunków i stanów pracy węzła, zapewniające ich odpowiednią dokładność, selektywność i wybiórczość w zakresie dopuszczalnych stanów pracy chronionego węzła wytwórczego; wypracowanie decyzji, sterujących operacjami, odbywa się na podstawie informacji wygenerowanych we własnych modułach systemu automatyki, jak również przez wykorzystanie informacji uzyskanych z systemów automatyki sąsiednich obiektów złożonych; należy zatem założyć, że przy formułowaniu koncepcji systemów automatyki zabezpieczeniowej trzeba przewidzieć potrzebę czy wręcz konieczność wymiany informacji pomiędzy systemami automatyki obiektów przynależnych do różnych grup, czy też należących do tej samej grupy.

Podsumowując można stwierdzić, że ISAZ powinien być zdolny do kompleksowego przeprowadzenia następujących operacji (lub zbiorów operacji):

- identyfikacji aktualnego stanu pracy węzła wytwórczego oraz jego elementów składowych, tzn. obiektów *cząstkowych* i *bazowych*,
- pomiarów wielkości elektrycznych (prądów i napięć),
- realizacji algorytmów automatyki zabezpieczeniowej,
- adaptacji w zakresie funkcji pomiarowych i zabezpieczeniowych w zależności od stanu pracy węzła oraz jego elementów składowych,
- komunikowania się w obrębie własnej struktury jak i z systemami automatyki innych obiektów, przynależnych do tej samej lub do innej grupy w celu przesyłu lub wymiany informacji i danych (rys. 2.2).

Przedstawiony w pracy ISAZ dedykowany jest złożonym węzłom wytwórczym, zatem pojęcie stan pracy zostaje również odniesione do obiektów przynależnych do tej grupy.

Stany pracy węzła wytwórczego zdeterminowane są przede wszystkim poprzez:

- aktualne powiązania pomiędzy poszczególnymi *obiektami cząstkowymi* - *wytwórczymi, ogólnymi i granicznymi*, jak i tworzącymi je *obiektami bazowymi* - określające liczbę pracujących bloków energetycznych i bloków gotowych do pracy, stanami pracy układów rozruchowych, aktualną konfiguracją układu potrzeb własnych ogólnych itp.,
- aktualny poziom obciążenia węzła (produkowana moc czynna i bierna),
- możliwości dociążenia węzła i czasu osiągnięcia danego pułapu generowanej mocy,
- poziom obciążenia poszczególnych aktywnych układów wytwórczych,
- strukturę systemu elektroenergetycznego w otoczeniu węzła wytwórczego, możliwość wyprowadzenia mocy, obciążalność prądową linii wyprowadzających, moc zwarciovą systemu zewnętrznego (stacji przejelektrownianej),
- stan pracy układów regulacyjnych, zapas regulacji, sposób pracy układów regulacji (automatyczny lub ręczny) itd.,

3. KONCEPCJA INTELIGENTNYCH SYSTEMÓW AUTOMATYKI ZABEZPIECZENIOWEJ ISAZ

3.1. Wprowadzenie

Jak wynika z dotychczasowych rozważań, podstawowym zadaniem inteligentnych systemów automatyki zabezpieczeniowej ISAZ ma być prawidłowa realizacja algorytmów pomiarowych, zabezpieczeniowych i sterujących we wszystkich możliwych stanach pracy chronionego przez nie obiektu. Spełnienie tego zadania pociąga za sobą m. in. konieczność wyróżnienia wszystkich możliwych stanów pracy chronionego obiektu elektroenergetycznego. Dla złożonego węzła wytwórczego będą to następujące stany:

- Stan pracy zakłóceniewej węzła wytwórczego. Stany te są zdeterminowane działaniem układów elektroenergetycznej automatyki zabezpieczeniowej jako odpowiedzi na wystąpienie w strukturze elektrowni zakłóceń (głównie zwarciovych). Wynikiem reakcji systemu zabezpieczeniowego jest najczęściej zmiana struktury konfiguracyjnej elementów i układów wchodzących w skład rozpatrywanego węzła wytwórczego zarówno na etapie likwidacji zakłócenia, jak i w czasie procesu restytucji węzła wytwórczego. Powoduje to najczęściej konieczność dokonywania zmian w systemie automatyki zabezpieczeniowej i pomiarowej oraz w systemie dystrybucji wykonawczych sygnałów sterujących i regulacyjnych.
- Stan pracy normalnej całego węzła wytwórczego w szerokim zakresie poziomu obciążenia lub poziomów obciążenia jego obiektów cząstkowych. Zalicza się do nich pracę generatorową poszczególnych lub wszystkich jednostek wytwórczych elektrowni przy założeniu, że wszystkie elementarne urządzenia lub układy elektryczne wchodzące w skład jednostek wytwórczych jak również układy automatyki sterującej i regulacyjnej nie są dotknięte uszkodzeniem lub zakłóceniem. Stan pracy normalnej jest jednocześnie zdeterminowany „normalną” (przewidzianą dla warunków pracy normalnej SEE) strukturą układu wyprowadzenia mocy. Do stanu tego zalicza się również stany przejściowe związane z realizacją określonych sterowań lub regulacji w elektrowni.
- Stan pracy normalnej złożonego węzła wytwórczego przy „zakłóconej” strukturze jego otoczenia. Struktura „zakłócona” systemu zewnętrznego odnosi się do topologii stacji przyelektrownianej – w stanach zakłóceniovych lub pozakłóceniovych – determinujących m.in. możliwości wyprowadzenia mocy z elektrowni jak również określającej poziomy mocy zwarcioviej na systemach szyn zbiorczych bezpośrednio powiązanych z jednostkami wytwórczymi elektrowni.
- Stan rozruchu częstotliwościowego jednostki lub jednostek wytwórczych w sytuacjach, gdy pozostałe bloki wytwórcze:
 - pracują w warunkach „normalnych”,
 - nie pracują (są odstawione),
 - znajdują się w stanie przygotowania do rozruchu,
 - zostały dotknięte zakłóceniem i cały blok wytwórczy lub jego elementy zostały wyłączone przez moduły automatyki zabezpieczeniowej.
- Stan rozruchu asynchronicznego w sytuacjach analogicznych do omawianych poprzednio.
- Stan pracy wyspowej złożonego węzła wytwórczego o zróżnicowanym udziale aktywnych jednostek wytwórczych (będących w stanach pracy generatorowej lub ewentualnie w stanie rozruchu).
- Stan pracy węzła wytwórczego w warunkach zagrożenia wystąpienia zakłócenia. Stany takie występują w sytuacjach uszkodzeń w układach automatyki regulacyjnej lub

sterującej, dedykowanych urządzeniom elementarnym bloków wytwórczych. Są one również wyznaczone pojawianiem się informacji alarmowych lub ostrzegawczych - z modułów automatyki zabezpieczeniowej - o przekroczeniu założonych lub dopuszczalnych parametrów eksploatacyjnych elementów składowych elektrowni.

3.2. Zbiór operacji realizowanych przez ISAZ

Realizacja funkcji pomiarowych, zabezpieczeniowych i sterujących w procesie określającym pracę węzła wytwórczego może być postrzegana jako zasadnicze elementy zbioru operacji realizowanych przez system automatyki. Operacje te mogą mieć charakter wykonywania pojedynczych zadań, wymagających zbioru danych, pozyskiwanych na małym przestrzennie obszarze i odnoszących się do jednego obiektu bazowego węzła wytwórczego (np. generator). Również i działania decyzyjne, będące wynikiem realizacji operacji, mają niewielki zasięg i będą oddziaływać na pojedyncze wykonawcze moduły funkcjonalne ISAZ lub bezpośrednio na elementy składowe całego węzła wytwórczego, np. sterowanie regulacją generowanej mocy biernej przez obiekt wytwórczy. Często realizacja bardziej złożonych zadań, wymuszonych złożoną strukturą procesu, powoduje konieczność wykonywania zbioru operacji, dla których zarówno baza informacyjna (pozyskiwanie danych), jak i zasięg oddziaływań decyzyjnych są przestrzennie rozłożone. Wszystkie operacje są charakteryzowane czasem ich trwania oraz siecią wzajemnych powiązań (wewnętrznych i zewnętrznych) i oddziaływań, natomiast sama struktura ISAZ jest zdeterminowana uwarunkowaniami strukturalnymi nadzorowanego węzła wytwórczego.

Przyjęta koncepcja systemu automatyki jako inteligentnej struktury informatyczno - decyzyjnej, przystosowanej do realizacji zbioru operacji w założonych przedziałach czasowych, wymusza przyjęcie koncepcji ISAZ jako przestrzennie rozproszonej.

Przedstawiona w rozdziałach 1 i 2 charakterystyka złożonych węzłów wytwórczych determinuje konieczność opracowania zintegrowanego systemu automatyki takich obiektów, obejmującego realizację określonego zbioru następujących operacji [27], [28], [35], [36]:

a) *Identyfikacja aktualnego stanu pracy* całego węzła wytwórczego

W przypadku dużej złożoności węzła wytwórczego zostaje on podzielony na fragmenty (obiekty cząstkowe) mogące pracować autonomicznie, np. blok energetyczny. Dla takich obiektów cząstkowych - ze względu na ich dużą złożoność topologiczną - zostaje określona struktura rozproszona systemu odpowiedzialnego za realizację określonego zbioru operacji. Wymaga to zdefiniowania modułów elementarnych, które będą przypisane do poszczególnych obiektów bazowych węzła wytwórczego oraz modułu nadrzędnego. Moduły elementarne odpowiedzialne są za rozpoznanie stanu pracy poszczególnych obiektów bazowych, zaś w module nadrzędnym, poprzez wymianę informacji z modułami elementarnymi, następuje rozpoznanie aktualnego stanu pracy układu autonomicznego, tj. obiektu cząstkowego węzła wytwórczego. Wyniki rozpoznania stanów pracy wszystkich obiektów cząstkowych stanowią podstawową bazę informacyjną do wypracowania decyzji globalnej o aktualnym stanie pracy całego węzła wytwórczego. Wypracowana decyzja identyfikacyjna (rozpoznanie) zostaje następnie wykorzystana przede wszystkim przez układy dokonujące analizy konieczności wprowadzania zmian w strukturze pomiarowo - zabezpieczeniowej systemu automatyki. Zmiany te odnoszą się głównie do przedefiniowania lub zmiany parametrów pracy algorytmów pomiarowych, zabezpieczeniowych i sterujących w celu ich adaptacji do nowych warunków pracy (stanu

pracy) zabezpieczanego obiektu lub jego obiektów cząstkowych. Konieczność adaptacji wielu funkcji realizowanych przez system podyktowana jest najczęściej przez:

- zmianę konfiguracji powiązań poszczególnych urządzeń wchodzących w skład obiektu cząstkowego lub całego węzła wytwórczego,
- zmianę stanu pracy obiektu cząstkowego (np. jednego bloku wytwórczego) lub całego węzła wytwórczego, w wyniku której następuje zmiana w szerokim zakresie częstotliwości sygnałów pomiarowych pozyskiwanych z obiektu (głównie prądów i napięć), wykorzystywanych następnie przez algorytmy pomiarowe czy zabezpieczeniowe. Sytuacja taka ma miejsce np. w przypadku rozruchu częstotliwościowego bloku wytwórczego wyposażonego w turbinę gazową.

b) *Operacja adaptacji*

Polega ona na tym, że na podstawie uzyskiwanych informacji, głównie z systemu realizującego identyfikację, dokonuje się analizy możliwości prawidłowej pracy aktualnie aktywnych algorytmów pomiarowych i zabezpieczeniowych [24], [35]. W razie konieczności wynikiem realizacji tej operacji jest generacja decyzji o zmianie parametrów pracy algorytmów, aktywujących w zależności od potrzeb nowe funkcje zabezpieczeniowe oraz blokujących te funkcje, których dalsza aktywność może zakłócić pracę chronionego obiektu. Realizacja tej operacji powoduje generację bazy informacyjnej, na podstawie której istnieje możliwość szybkiej adaptacji struktury układu zabezpieczeniowo-sterującego do zmieniających się warunków i stanów pracy całego chronionego węzła lub jego fragmentów w postaci obiektów cząstkowych (wytwórczych, ogólnych i granicznych).

c) *Realizacja funkcji zabezpieczeniowych*

Gwarantuje dużą dokładność i szybkość algorytmów pomiarowych i zabezpieczeniowych we wszystkich możliwych stanach pracy zabezpieczanego obiektu; również przy zmieniającej się w szerokich granicach częstotliwości wejściowych sygnałów pomiarowych [25], [68].

d) *Operacje prewencyjno - restytucyjne*

Podstawowym zadaniem systemu funkcjonalnego realizującego ten kompleks operacji - wchodzącego w skład systemu automatyki - jest:

- szybka analiza alarmów i sygnałów ostrzegawczych napływających z układów regulacji i sterowania, wchodzących w skład urządzeń złożonego węzła wytwórczego lub jego obiektów cząstkowych [28],
- analiza i realizacja zadań przesyłanych z ISAZ, przynależnych do innych grup obiektów (systemów przesyłowo - odbiorczych), a związanych z ogólnosystemową regulacją mocy czynnej i biernej, stabilnością napięciową itp. zarówno w stanach pracy normalnej, jak i zakłóceniu SEE,
- przetwarzanie informacji uzyskiwanych z Cyfrowych Terminali Zabezpieczeniowo - Sterujących CTZS o pobudzeniach lub zadziałaniach funkcji zabezpieczeniowych dla celów predykcji miejsca wystąpienia „zakłócenia” oraz określenia jego charakteru [31].

Na podstawie przeprowadzonych przez ISAZ analiz w powiązaniu z wiedzą o aktualnym stanie pracy obiektu wytwórczego zostają wypracowane decyzje o podjęciu działań mających na celu utrzymanie w pracy obiektu lub jego fragmentów (obiektów cząstkowych), zagrożonych możliwością wystąpienia awarii lub działań minimalizujących skutki wystąpienia zakłóceń w strukturze wewnętrznej i zewnętrznej, tj. w SEE. W tym zakresie działań ISAZ jest odpowiedzialny przede wszystkim za prawidłowe adresowanie i przesył wykonawczych sygnałów sterujących lub regulacyjnych do odpowiednich modułów funkcjonalnych, najczęściej CTZS-ów, powiązanych wzajemną siecią teleinformatyczną.

Schemat poglądowy realizacji wymienionych operacji przez inteligentny system automatyki zabezpieczeniowej przedstawiono na rys. 3. 1.

Realizacja przez ISAZ wymienionych operacji lub zbiorów operacji wymaga rozważenia trzech zasadniczych problemów:

- 1) wyboru struktury ISAZ realizującego zbiór operacji,
- 2) selekcji i redukcji wejściowych sygnałów pomiarowych,
- 3) czasowo-optymalnego rozdziału zadań związanych z realizacją zbioru operacji na danym obiekcie.

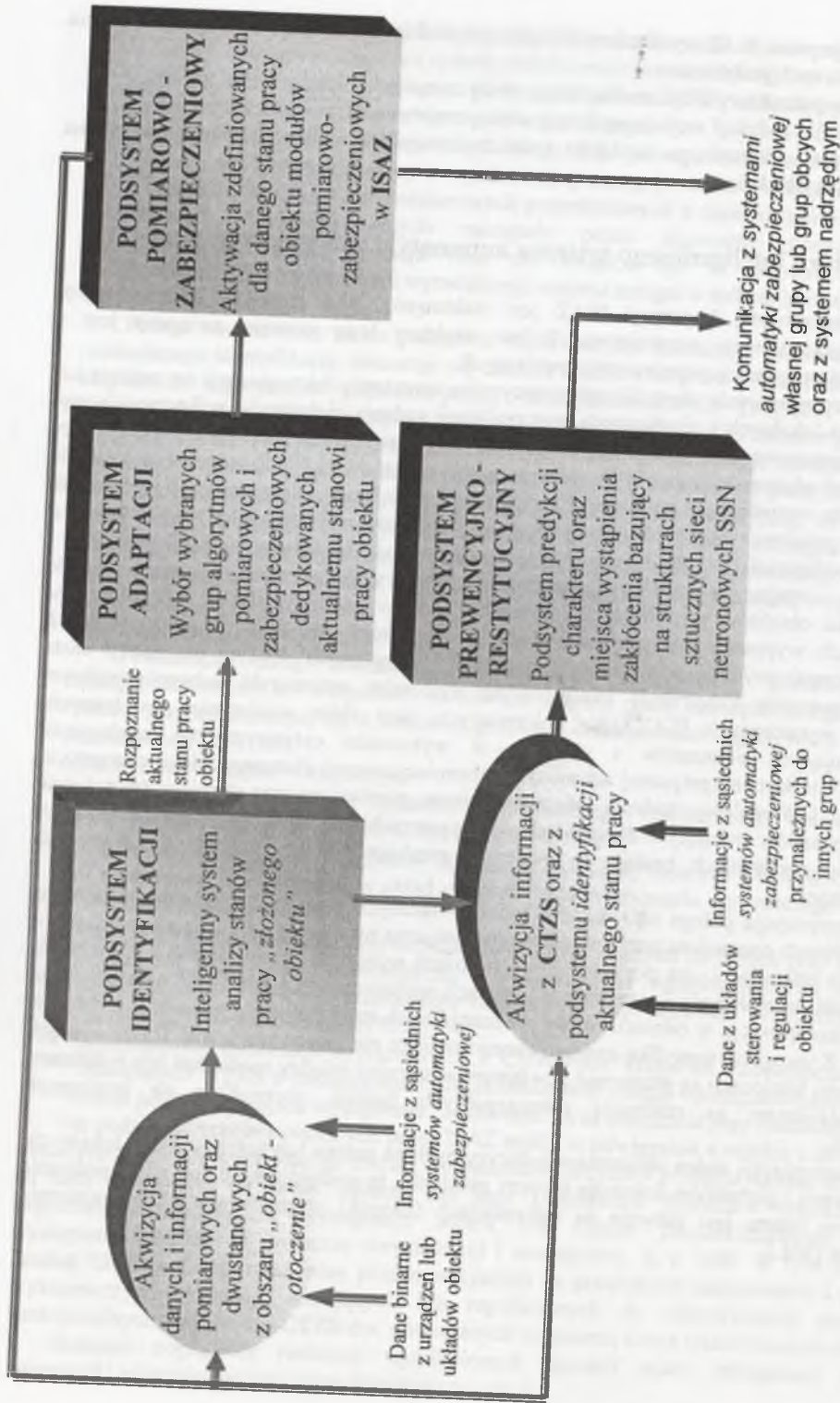
3.3. Struktura inteligentnego systemu automatyki zabezpieczeniowej

W prezentowanej koncepcji ISAZ jest traktowany jako struktura informatyczno-decyzyjna przestrzennie rozproszona. Wybór struktury tego systemu związany jest z realizacją zbioru operacji przestrzennie rozłożonych.

Złożone zagadnienia identyfikacyjno-decyzyjne wymagają dekompozycji na zadania lub zbiory zadań lokalnych i cząstkowych oraz realizacji zadania globalnego, wykorzystującego decyzje wygenerowane na poziomach elementarnych i cząstkowych. Z uwagi na występujący różny stopień złożoności węzła wytwórczego omawiana struktura ISAZ może odnosić się do całego węzła wytwórczego (głównie dla elektrowni mniejszych o prostej konfiguracji) lub jedynie do pojedynczych bloków energetycznych (obiektów wytwórczych) dla elektrowni o złożonej konfiguracji. W tym drugim przypadku pojawia się dodatkowy poziom operacyjny - nadrzędny - ujmujący w całość zagadnienia identyfikacyjno-decyzyjne, odnoszące się do zbioru kilku obiektów wytwórczych (złożonych bloków energetycznych), a bazujący na informacjach wypracowywanych na globalnych poziomach decyzyjnych poszczególnych obiektów cząstkowych, tj. wytwórczych, ogólnych i granicznych. W tym przypadku może zaistnieć potrzeba konstrukcji inteligentnych systemów automatyki zabezpieczeniowej obiektów wytwórczych ISAZ OW, traktowanych jako zbiór wzajemnie powiązanych, współpracujących elementów i układów - w wykonaniu cyfrowym lub analogowo-cyfrowym - elektroenergetycznej automatyki zabezpieczeniowej złożonego bloku energetycznego. ISAZ OW realizują zadania zabezpieczeniowe, pomiarowe oraz sterujące (w zakresie przesyłu sygnałów sterujących do urządzeń wykonawczych) na podstawie deterministycznych algorytmów decyzyjnych, bazując na wzajemnie nieskoordynowanych źródłach danych lub bazach danych.

Dekompozycja polega na rozdziale zadań związanych z realizacją czasowo-optymalną poszczególnych operacji na poziomie elementarnym oraz rozwiązywaniu zadania przydziału - sterowania operacjami - na poziomie lub poziomach wyższych - cząstkowych i globalnych. Ze względu na złożoność i różnorodność operacji realizowanych przez ISAZ następuje jego dalsza dekompozycja w odniesieniu do poszczególnych realizowanych operacji lub zbiorów operacji. Z uwagi na specyfikę nadzorowanego obiektu nie można traktować zbioru operacji rozdzielnie, konieczne są wzajemne powiązania decyzyjne między modułami lub systemami odpowiedzialnymi za realizację poszczególnych funkcji, szczególnie na poziomach wyższych.

Dekompozycji zadań obliczeniowo-decyzyjnych na zestaw lub zestawy zadań lokalnych, cząstkowych i globalnych dokonuje się przy założeniu, że podejmowanie decyzji na poziomie globalnym oparte jest głównie na informacjach (danych) wygenerowanych na poziomie lokalnym [30].



Rys. 3.1. Struktura wzajemnych powiązań i wymiany informacji podsystemów funkcjonalnych ISAZ węzła wytwórczego
 Fig. 3.1. Structure of reciprocal connections and information interchanges in intelligent protective systems of complex power generating nodes

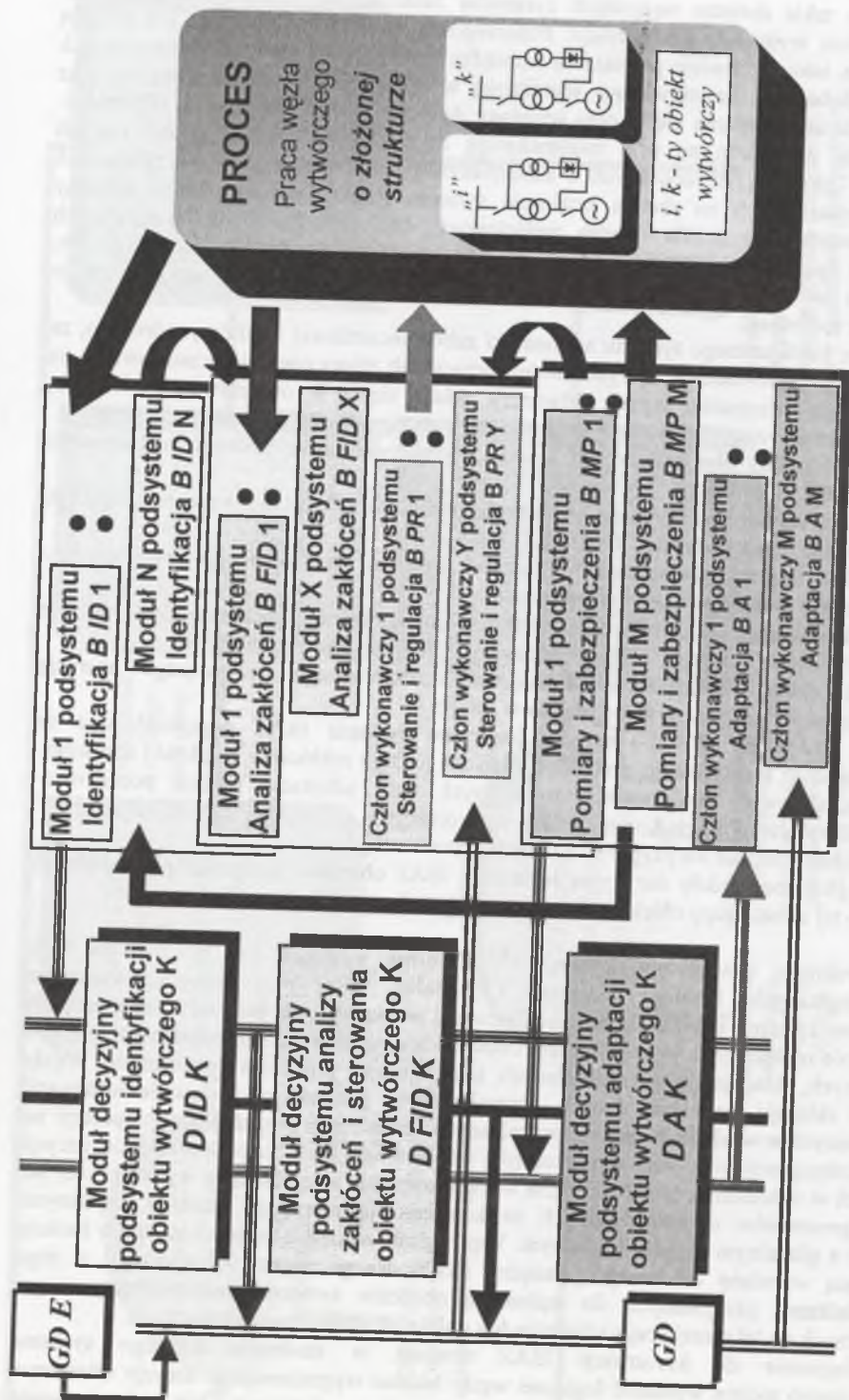
Założenie takie dotyczy wszystkich systemów funkcjonalnych odpowiedzialnych za przeprowadzenie wymienionych operacji. Poszczególne systemy funkcjonalne nie pracują autonomicznie, istnieją bowiem powiązania pomiędzy systemami na poziomach decyzyjnych lokalnych i globalnym, umożliwiające współpracę w zakresie podejmowania decyzji oraz wzajemnego komunikowania się w celu wymiany danych i wypracowywanych informacji. Ma to przede wszystkim na celu minimalizację oraz unikanie powtarzalności danych wejściowych - głównie pozyskiwanych z zabezpieczanego obiektu - oraz wykorzystywanie decyzji podejmowanych na danym poziomie systemu funkcjonalnego przez systemy pozostałe. Podstawowe źródła danych wejściowych dla systemów przeprowadzających poszczególne operacje są zlokalizowane w pobliżu urządzeń lub układów podstawowych, wchodzących w skład obiektu wytwórczego (bloku energetycznego); są one zatem przestrzennie rozłożone.

Strukturę inteligentnego systemu automatyki zabezpieczeniowej węzła wytwórczego, za pomocą której przeprowadzane są wymienione operacje lub zbiory operacji, przedstawiono na rys. 3.2; w tym przypadku węzeł wytwórczy składa się z **K** obiektów wytwórczych, tzn. bloków energetycznych. Na tym rysunku przyjęto następujące oznaczenia:

- B ID 1..N** – moduły elementarne lub lokalne podsystemu funkcjonalnego realizującego operacje *identyfikacji*,
- B FID 1..X** – moduły elementarne lub lokalne podsystemu funkcjonalnego realizującego operacje *analizy alarmów i zakłóceń*,
- B MP 1..M** – moduły elementarne i lokalne systemu funkcjonalnego realizującego operacje *pomiarowo-zabezpieczeniowe*,
- B PR 1..Y** – moduły elementarne podsystemu funkcjonalnego realizującego operacje *sterowania i regulacji* - głównie w zakresie prewencyjno-restytucyjnym,
- BA 1..M** – człony wykonawcze podsystemu funkcjonalnego realizującego operację *adaptacji* (wchodzą w skład modułów **BMP**),
- D ID K, D FID K, D A K** – moduły decyzyjne systemu ISAZ odpowiedzialne za globalną : identyfikację, predykcję miejsca i rodzaju zakłócenia, rozdział i adresowanie sterowań prewencyjno-restytucyjnych oraz adaptację funkcji pomiarowo-zabezpieczeniowych **K**-tego obiektu wytwórczego,
- GD** – globalny moduł decyzyjny ISAZ węzła wytwórczego,
- GDE** – globalne moduły decyzyjne sąsiednich ISAZ obiektów złożonych przynależnych do tej samej grupy obiektów lub do grup obcych.

W strukturze wewnętrznej każdego ISAZ można wyróżnić trzy podstawowe typy węzłów logicznych: lokalne, decyzyjne i globalne, które przy przyjętej strukturze rozproszonej systemu automatyki są zlokalizowane w określonych punktach lub obszarach przestrzennie rozłożonych. Węzły lokalne, odpowiedzialne za realizację zadań lokalnych lub elementarnych, składają się ze źródła danych, bazy wiedzy i procesora (procesorów). Węzły decyzyjne składają się z baz danych, formułowanych głównie na podstawie informacji wypracowanych w węzłach lokalnych, przypisanych do realizacji poszczególnych operacji na obiekcie zabezpieczanym, oraz z procesorów odpowiedzialnych za podejmowanie decyzji końcowych w odniesieniu do całego węzła wytwórczego lub jego obiektów wytwórczych, jak również procesorów odpowiedzialnych za komunikację pomiędzy węzłami logicznymi lokalnymi a globalnym węzłem logicznym. Węzły globalne pełnią przede wszystkim funkcję nadzorującą wymianę informacji pomiędzy ISAZ danego węzła wytwórczego a jego odpowiednikami, przypisanymi do sąsiednich obiektów systemu elektroenergetycznego, przynależnych do tej samej grupy obiektów lub obiektów przesyłowo-odbiorczych.

Analogicznie do konstrukcji ISAZ również w strukturze każdego systemu funkcjonalnego można wyróżnić logiczne węzły lokalne wypracowujące decyzje odnoszące się do członów składowych określonego bloku energetycznego lub całego węzła



Rys. 3.2. Ogólna struktura decyzyjna inteligentnego systemu automatyki zabezpieczeniowej węzła wytwórczego złożonego z K bloków wytwórczych
 Fig. 3.2. General decision structure of an intelligent protective system for generating nodes with K generating units

wytwórczego oraz logiczny węzeł globalny, który generuje decyzje odnoszące się do całego obiektu wytwórczego (bloku energetycznego) lub - przy małej złożoności strukturalnej obiektu zabezpieczanego - całego węzła wytwórczego.

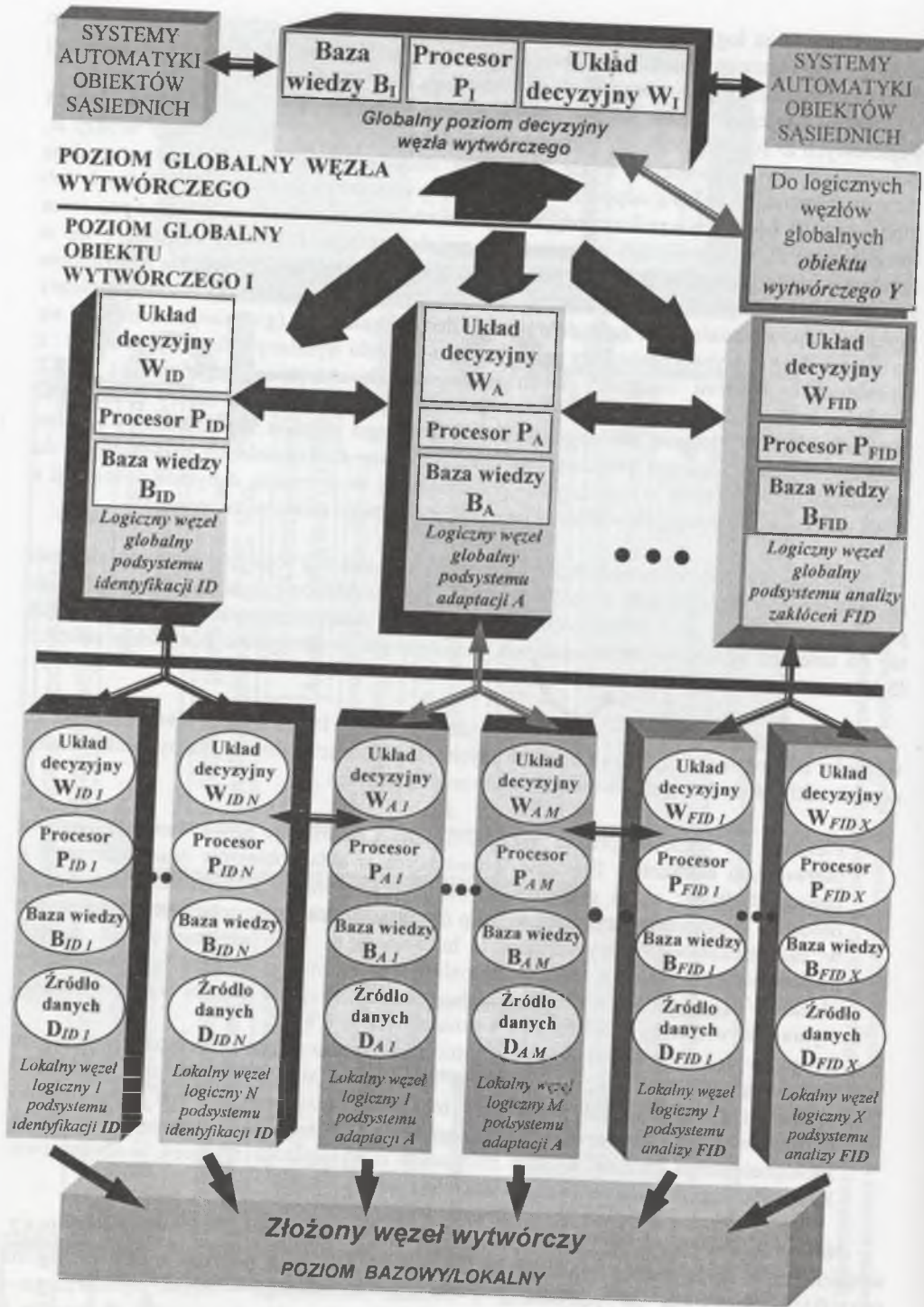
Każdy logiczny węzeł lokalny ISAZ składa się ze źródła pozyskiwania danych wejściowych *D* (otrzymywanych bezpośrednio z zabezpieczanego obiektu), bazy wiedzy *B*, zawierającej wypracowane w węzle logicznym decyzje lokalne lub bazowe oraz dane nieprzetworzone, z układu odpowiedzialnego za wypracowywanie decyzji lokalnych lub globalnych *W*, będących wynikiem realizacji zadań obliczeniowo-decyzyjnych oraz procesora (procesorów) *P*, wykonującego przypisane do węzła operacje. Procesory znajdujące się w lokalnych węzłach logicznych odpowiedzialne są również za komunikowanie się z poziomem logicznym globalnym lub z sąsiednimi węzłami logicznymi lokalnymi. Poziom logiczny globalny odpowiedzialny jest za podejmowanie decyzji końcowej (globalnej) odnoszącej się do całego obiektu wytwórczego oraz za komunikację w celu wymiany informacji i danych : z sąsiednimi logicznymi węzłami globalnymi (sąsiednich obiektów wytwórczych), ISAZ obiektów zewnętrznych, systemami logicznymi realizującymi pozostałe zbiory operacji. W przypadku bardzo złożonej topologii węzła wytwórczego pojawia się dodatkowy poziom globalny, wiążący logiczne poziomy globalne systemów funkcjonalnych przypisanych do poszczególnych obiektów wytwórczych i pośredniczący w wymianie danych i informacji z ISAZ obiektów zewnętrznych w stosunku do rozpatrywanego węzła wytwórczego.

Schemat blokowy systemów funkcjonalnych i ich struktury logicznej odpowiedzialnych za realizację poszczególnych zbiorów operacji dla przykładowego bloku energetycznego przedstawiono na rys. 3.3. Przyjęto omówioną wyżej strukturę zdecentralizowaną, odnoszącą się do czterech systemów funkcjonalnych, realizujących poszczególne kompleksy operacji ISAZ.

Systematyzując sposoby pozyskiwania danych przez ISAZ można stwierdzić, że ze względu na zróżnicowanie wykorzystywanych przez poszczególne systemy funkcjonalne danych zakłada się dwa główne tory pozyskiwania informacji :

- Pierwszy tor stanowią przede wszystkim dane i informacje uzyskiwane z obwodów pierwotnych elementów fizycznie wchodzących w skład obiektów oraz informacje z sąsiednich ISAZ; są to głównie informacje przetworzone w systemach automatyki obiektów przynależnych do innych grup (np. stacje elektroenergetyczne znajdujące się w sąsiedztwie węzła wytwórczego). Informacje te mają głównie postać danych dwustanowych, odwzorowujących aktualny stan łączników obiektu lub stany pracy obiektów sąsiadujących z obiektem zabezpieczanym oraz w postaci wartości estymat wybranych wielkości pomiarowych wyznaczanych w CTZS.
- Drugi tor danych stanowią głównie informacje przetworzone w modułach systemów funkcjonalnych, realizujących algorytmy pomiarowe, automatyki zabezpieczeniowej i regulacyjnej. Są to przede wszystkim informacje o uszkodzeniu lub przekroczeniu dopuszczalnych parametrów pracy urządzeń i układów wchodzących w skład zabezpieczanego obiektu, a także informacje o wystąpieniu zakłóceń, w następstwie których nastąpiło wyłączenie urządzenia lub układu z pracy.

Na etapie przygotowania bazy wiedzy niezbędnej do prawidłowej realizacji przez ISAZ wymienionych wyżej zadań (operacji) dokonano selekcji cech poprzez wybór ze zbioru wszystkich możliwych do pozyskania z obiektu chronionego - węzła wytwórczego - informacji (cech), tj. : wielkości analogowych w postaci przebiegów czasowych prądów i napięć oraz sygnałów binarnych odwzorowujących stany położenia łączników czy układów



Rys. 3.3. Zdecentralizowana struktura logiczna podsystemów funkcjonalnych obiektów wytwórczych
 Fig. 3.3. Decentralized logical structure of functional subsystems dedicated to generating units

automatyki regulacyjnej. Zastosowanie struktury rozproszonej na poziomie logicznych węzłów lokalnych umożliwia redukcję wektorów cech mierzonych o dużych wymiarach (liczbie składników) do wektorów o mniejszych wymiarach, redukując w ten sposób wydatnie czas realizacji zadań obliczeniowo-decyzyjnych.

Podział realizacji zbiorów operacji na cztery podstawowe systemy funkcjonalne przy założeniu, że są to operacje wzajemnie zależne, pozwala oszacować czas ich realizacji równy „sumie przedziałów czasowych wyznaczonych w odpowiedni sposób momentami poszczególnych zdarzeń. Jest to pewnego rodzaju dekompozycja czasowa, która przy odpowiedniej koordynacji pozwala na rozpatrywanie zestawu części operacji dokonywanych w jednym przedziale czasowym, jak również zbioru operacji równoległych” [62].

4. SIEĆ INFORMATYCZNA INTELIGENTNEGO SYSTEMU AUTOMATYKI ZABEZPIECZENIOWEJ

4.1. Wybór struktury sieci informatycznej

Jednym z podstawowych warunków zapewnienia dużej pewności i niezawodności działania systemów automatyki ISAZ jest stworzenie takiej sieci informatycznej, która zapewni szybki dostęp do dużych zbiorów danych i ich transmisję przy zachowaniu odporności na określone zakłócenia. Zakłada się, że taką siecią będzie sieć światłowodowa, zaś danymi są przede wszystkim informacje logiczne w postaci sygnałów dwustanowych, pozyskiwane najczęściej bezpośrednio z poszczególnych urządzeń lub układów tworzących proces, bądź też ze źródeł zewnętrznych, np. z ISAZ sąsiednich (w stosunku do danego węzła wytwórczego) obiektów elektroenergetycznych i nadrzędnych systemów sterowania SEE. Pozyskiwane dane z reguły mają postać sygnałów binarnych.

Informacje z ISAZ węzła wytwórczego stanowią:

- sygnały analogowe, otrzymywane z węzła wytwórczego za pośrednictwem przekładników prądowych i napięciowych,
- wszystkie sygnały decyzyjne, wypracowane w modułach systemów funkcjonalnych realizujących poszczególne operacje; chodzi tutaj o decyzje generowane zarówno na poziomach bazowych (lokalnych), jak i globalnych poszczególnych obiektów wytwórczych,
- dane zawarte w bazach danych o pracy węzła wytwórczego, zgromadzonych na różnych poziomach logicznych ISAZ,
- zakodowane informacje (decyzje), będące wynikiem dokonania operacji adaptacji, aktywujące odpowiednie zestawy funkcji pomiarowych i zabezpieczeniowych w modułach wykonawczych terminali zabezpieczeniowo-sterujących.

Zakłada się generalnie, że będą istniały dwie podstawowe sieci przesyłu i wymiany danych, tj.:

- *sieć wewnętrzna*, obejmująca transmisję danych i informacji pomiędzy poszczególnymi modułami elementarnymi i lokalnymi $B_{..}$, globalnymi modułami decyzyjnymi poszczególnych obiektów wytwórczych $D_{..}$, które zlokalizowane są w logicznych węzłach globalnych oraz globalnymi modułami decyzyjnymi ISAZ całego węzła wytwórczego $GD_{..}$.
- *sieć zewnętrzna*, obejmująca przesył i wymianę informacji pomiędzy modułem (modułami) decyzyjnym poziomu globalnego ISAZ całego obiektu złożonego, a sąsiednimi ISAZ, przynależnymi do grupy obiektów przesyłowo-odbiorczych (przelektrowniane stacje elektroenergetyczne) oraz nadrzędnym systemem automatyki SEE lub jego wydzielonego fragmentu.

O stopniu złożoności wewnętrznej sieci informatycznej ISAZ decydują przede wszystkim: stopień złożoności strukturalnej i pomiarowej rozpatrywanego węzła wytwórczego oraz rodzaj realizowanych przez system operacji jak i sposób ich realizacji. Czynniki te decydują o liczbie koniecznych do pozyskania informacji z zabezpieczonego obiektu, jego układów regulacji i sterowania, cyfrowych terminali zabezpieczeniowo-sterujących CTZS, informacji z sąsiednich ISAZ (np. o poziomach mocy zwarciowej na szynach stacji przelektrownianej) oraz rozkazy sterujące lub regulacyjne otrzymywane z nadrzędnych systemów sterowania SEE lub najbliższego jego fragmentu.

Wewnętrzna sieć informatyczna, będąca w pewnym sensie odwzorowaniem struktury systemów funkcjonalnych ISAZ dokonujących operacje, charakteryzuje się wielowarstwową strukturą rozproszoną [30]. Dla danego obiektu wytwórczego K na najniższym poziomie znajdują się moduły elementarne, komunikujące się pomiędzy sobą, jak i z modułami warstw wyższych lub modułami realizującymi inne operacje za pomocą własnej lokalnej szyny komunikacyjnej K . Na tym poziomie znajdują się najczęściej moduły odpowiedzialne za wykonanie następujących zadań:

- wstępne rozpoznanie stanu pracy obiektu wytwórczego poprzez identyfikację stanów pracy urządzeń i układów elementarnych wchodzących w skład obiektu wytwórczego,
- realizacja funkcji pomiarowych i zabezpieczeniowych,
- przekonfigurowanie algorytmów pomiarowych i zabezpieczeniowych na podstawie rozkazów otrzymanych z modułów decyzyjnych warstwy nadrzędnej odpowiedzialnych za operacje adaptacji,
- akwizycja informacji ostrzegawczych (alarmowych) o pobudzeniach lub działaniach funkcji zabezpieczeniowych, na podstawie których następnie zostają wygenerowane informacje o lokalizacji i charakterze występującego zagrożenia lub zakłócenia; podejmowane tutaj decyzje i zgromadzone informacje są wykorzystywane następnie głównie przez moduły warstwy nadrzędnej, przeprowadzające operacje prewencyjno-restytucyjne,
- przesył rozkazów regulacyjnych i sterujących związanych z ogólnosystemową regulacją mocy czynnej i bierniej, z regulacją napięcia itp.

Na wyższym poziomie hierarchicznym, tj. w warstwie obiektowej, znajdują się moduły systemów funkcjonalnych, podejmujące globalne decyzje odnoszące się do poszczególnych obiektów wytwórczych lub ogólnych węzła wytwórczego. Podejmowane decyzje dotyczą przeprowadzenia następujących trzech operacji:

- rozpoznania globalnego pracy obiektu wytwórczego lub układu potrzeb własnych ogólnych,
- analizy i podejmowania decyzji dotyczących konieczności adaptacji funkcji pomiarowych i zabezpieczeniowych realizowanych w CTZS ze względu na zmianę stanu węzła wytwórczego lub jego obiektów cząstkowych, np. rozruch częstotliwościowy bloku energetycznego, podczas którego zmianie w szerokim zakresie ulega częstotliwość wejściowych sygnałów pomiarowych,
- analizy i podejmowania decyzji w zakresie sterowań lub regulacji prewencyjno-restytucyjnych, adresowanych do K -tego obiektu wytwórczego w celu utrzymania go w pracy lub minimalizacji skutków występujących w nim zakłóceń lub zagrożeń.

Następnym poziomem wewnętrznej sieci informatycznej jest poziom główny. Stanowi on obszar łączący sieci wewnętrzne poszczególnych elektroenergetycznych obiektów cząstkowych wytwórczych i ogólnych z globalnym modułem decyzyjnym całego ISAZ węzła wytwórczego. Obszar ten, reprezentowany przez systemową szynę komunikacyjną, jest ważnym węzłem wewnętrznej sieci informatycznej, umożliwiającą bezpośrednią wymianę informacji pomiędzy modułami warstwy obiektowej bloków energetycznych danego węzła wytwórczego. Jednocześnie węzeł ten umożliwia kontakt za pośrednictwem globalnego modułu decyzyjnego z zewnętrzną siecią informatyczną (tzn. z sąsiednimi ISAZ i systemami nadrzędnymi) w celu wymiany informacji i przyjmowania zewnętrznych rozkazów sterujących w związku z realizacją globalnych algorytmów sterowania pracą SEE.

Kolejny poziom informatyczny stanowi sieć graniczna, umożliwiająca poprzez systemową szynę komunikacji zewnętrznej bezpośrednią komunikację rozpatrywanego ISAZ węzła wytwórczego z zewnętrzną siecią informatyczną, a w szczególności z nadrzędnym systemem sterowania SEE lub z ISAZ innych obiektów zlokalizowanych w sąsiedztwie

rozpatrywanego węzła wytwórczego. Na tym poziomie dokonuje się przede wszystkim globalnej – w odniesieniu do całego złożonego obiektu – realizacji zbioru operacji prewencyjno-restytucyjnych w oparciu o dodatkowe kryteria decyzyjne, przy wykorzystaniu np. doradczego systemu ekspertowego oraz przy uwzględnieniu aktualnych wymagań i potrzeb całego SEE lub jego części. Dodatkowe kryteria decyzyjne są realizowane dzięki możliwości bezpośredniej akwizycji danych i wymiany informacji z sąsiednimi ISAZ obiektów należących do tej samej lub innej grupy oraz z nadrzędnym systemem automatyki SEE. Każdy moduł danego systemu funkcjonalnego stanowi - na dowolnym poziomie - odrębną strukturę informatyczną, wyposażoną we własny procesor (procesory). Wyjątek stanowią człony wykonawcze *BA* operacji adaptacji (rys. 3.2), nie stanowiące fizycznie odrębnej struktury (wchodzą w skład modułu *BMP*), jednak wykonywanie ich zadań powierzono odrębnej jednostce mikroprocesorowej.

W przypadku obiektów mniej złożonych strukturalnie można zrezygnować - przy zapewnieniu krótkich czasów odpowiedzi - z warstwy zawierającej moduły bazowe. W takim przypadku wstępny etap identyfikacji, realizacja operacji pomiarowo-zabezpieczeniowych i rozkazów, związanych z adaptacją i sterowaniem prewencyjno-restytucyjnym dokonywane są przez dedykowane moduły funkcjonalne na poziomie wyższym, tj. obiektowym.

Na rysunku 4.1 została przedstawiona ogólna struktura wewnętrznej i zewnętrznej sieci informatycznej dla ISAZ złożonego węzła wytwórczego; przyjęto następujące oznaczenia:

- BID 1..N* – moduły elementarne lub lokalne podsystemu funkcjonalnego realizującego operacje *identyfikacji*,
- B FID 1..X* – moduły elementarne lub lokalne podsystemu funkcjonalnego realizującego operacje *analizy alarmów i zakłóceń*,
- BMP 1..M* – moduły elementarne i lokalne systemu funkcjonalnego realizującego operacje *pomiarowo-zabezpieczeniowe*,
- BA 1..M* – człony wykonawcze podsystemu funkcjonalnego realizującego operację *adaptacji* (wchodzą w skład modułów *BMP*),
- DID K, DAK* – moduły decyzyjne systemu ISAZ odpowiedzialne za globalną identyfikację i adaptację funkcji pomiarowo-zabezpieczeniowych *K*-tego obiektu wytwórczego,
- D FID K* – moduł decyzyjny systemu ISAZ odpowiedzialny za globalną predykcję miejsca i rodzaju zakłócenia (analizę) oraz adresowanie i przesył sygnałów sterujących związanych głównie z realizacją działań prewencyjnych i restytucyjnych (sterowanie) w *K*-tym obiekcie wytwórczym,
- DMP&A 1..K* – moduły realizujące operację *pomiary i zabezpieczenia* wyposażone w człony adaptujące; dedykowane *obiektem ogólnym* węzła wytwórczego współpracujących z *obiektami wytwórczymi 1..K* nadzorowanego węzła (np. układ potrzeb własnych ogólnych),
- DIDI..K* – moduły realizujące operacje *identyfikacji* w *obiekcie ogólnym* współpracującym z *obiektami wytwórczymi 1..K* węzła wytwórczego,
- D FID I..K* – moduły dokonujące predykcji miejsca i rodzaju zagrożenia lub zakłócenia wewnętrznego w *obiekcie ogólnym* współpracującym z *obiektami wytwórczymi 1..K* węzła wytwórczego,
- DAO* – moduł decyzyjny na poziomie globalnym *obiektu ogólnego* – układu potrzeb własnych ogólnych węzła wytwórczego – realizujący operację *adaptacja*,
- Lokalna szyna komunikacyjna K* – tego *obiektu wytwórczego*,
- Lokalna szyna komunikacyjna 1..K* *obiektów ogólnych* – magistrale informatyczne wykorzystane przede wszystkim do przesyłu i wymiany danych oraz informacji pomiędzy modułami elementarnymi oraz globalnymi modułami decyzyjnymi *obiektów cząstkowych*, głównie *wytwórczych* i *ogólnych*,

Systemowa szyna komunikacyjna – główna magistrala informatyczna do komunikacji pomiędzy globalnymi modułami decyzyjnymi *obiektów wytwórczych* i *ogólnych* a modułem globalnym całego ISAZ węzła wytwórczego,

Systemowa szyna komunikacji zewnętrznej – główna magistrala informatyczna do wymiany danych – głównie sterujących – i komunikacji pomiędzy modułem globalnym ISAZ rozpatrywanego węzła wytwórczego a sąsiednimi systemami automatyki oraz systemem nadrzędnym,

GD – globalny moduł decyzyjny ISAZ złożonego węzła wytwórczego,

GDE – globalny moduł decyzyjny lub globalny moduł komunikacyjny sąsiednich systemów automatyki.

Jak już wspomniano, komunikacja pomiędzy modułami poziomu elementarnego oraz modułami warstwy obiektowej, przynależnymi do tego samego obiektu cząstkowego, odbywa się za pomocą lokalnych magistrali informatycznych, natomiast wzajemna wymiana informacji pomiędzy modułami elementarnymi a modułami warstwy obiektowej systemów funkcjonalnych przyporządkowanych różnym obiektom cząstkowym odbywa się poprzez specjalne (dedykowane) łącza światłowodowe. Transmisja informacji pomiędzy modułami warstwy obiektowej a modułem lub modułami globalnymi ISAZ realizowana jest poprzez główną magistralę systemową, tj. systemową szynę komunikacyjną.

W pewnych przypadkach przeprowadzenie złożonych operacji identyfikacyjnych czy zabezpieczeniowych wymaga dostępu do danych lub informacji z zewnętrznych systemów automatyki. Przesył tych informacji z zewnętrznej sieci informatycznej na najniższy poziom sieci wewnętrznej odbywa się poprzez sieć graniczną, następnie poziom główny i warstwę obiektową.

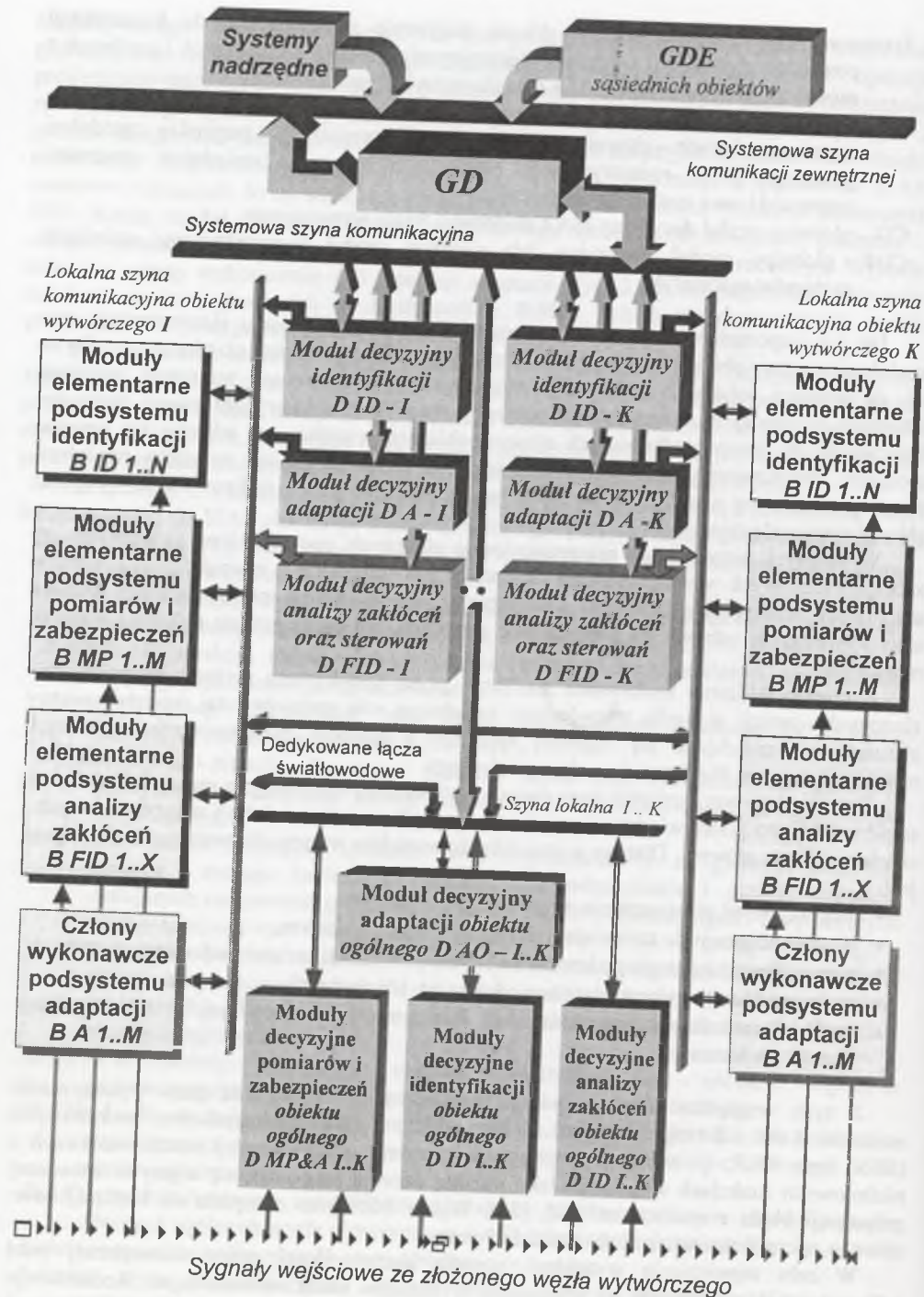
Z punktu widzenia możliwości realizacji - przez dedykowane systemy funkcjonalne - złożonych operacji w węźle wytwórczym zasadniczą rolę spełniają tutaj moduły warstwy elementarnej, znajdujące się najbliżej urządzeń i układów podstawowych tworzących nadzorowaną przez ISAZ pracę węzła wytwórczego.

Tworzone na tym poziomie bazy danych i wypracowywane decyzje stanowią zasadniczą część wiedzy, na podstawie której podejmowane są decyzje w modułach warstw wyższych : obiektowej oraz głównej. Dlatego w stosunku do modułów warstw elementarnych wymagana jest:

- duża szybkość przetwarzania dużych zbiorów danych,
- łatwość adaptacji do zmieniających się stanów pracy obiektu,
- niewrażliwość lub mała podatność na błędne lub brakujące dane i informacje,
- mała wrażliwość na uszkodzenia modułów lub ich elementów,
- szybka komunikacja w obrębie sieci wewnętrznej i zewnętrznej w celu wymiany danych i informacji.

Z tych względów autor proponuje zastosowanie (szczególnie przy wykonywaniu modułów *BID...*, i *B FID...* oraz *DID...*, *D FID...*, *DA...*) struktur sztucznych sieci neuronowych (SSN) typu *MLP*, tj. wielowarstwowego perceptronu o co najmniej trzech warstwach i nieliniowych funkcjach aktywacji. Jako metodę uczenia proponuje się algorytm wstecznej propagacji błędów z momentum [58], [71]. Wybór SSN jako narzędzia do realizacji ww. zbiorów operacji uzasadniono w rozdziale 5 pracy.

W celu zapewnienia wysokiego stopnia niezawodności pracy wewnętrznej sieci informatycznej zakłada się jej wykonanie w układzie silnie redundantnym. Redundancję zapewni obecność rezerwowych układów w postaci modułów na poziomach elementarnym i obiektowym, stanowiących bazy wiedzy dla poszczególnych operacji przeprowadzanych przez ISAZ.



Rys. 4.1. Struktura wewnętrznej i zewnętrznej sieci informatycznej dla ISAZ złożonych węzłów wytwórczych
 Fig. 4.1. Internal and external structures of the information network for ISAZ dedicated to power generating nodes

Również wymiana informacji pomiędzy siecią wewnętrzną i zewnętrzną powinna być podwójna za pomocą rezerwowych serwerów danych; jest to tzw. redundancja urządzeń. Inna forma redundancji, tj. redundancja kanałów transmisji, zapewni odpowiednio wysoką sprawność torów przesyłu danych i informacji; powinna ona zostać wykonana poprzez:

- fizyczne wydzielenie dwóch kanałów transmisji pomiędzy modułami poszczególnych systemów funkcjonalnych w całej sieci wewnętrznej, przy czym jeden z kanałów będzie traktowany jako podstawowy, drugi jako rezerwowy,
- utworzenie dwóch niezależnych torów transmisyjnych do komunikacji pomiędzy modułami sieci wewnętrznej (zazwyczaj na poziomie węzła globalnego ISAZ) a modułami globalnymi lub komunikacyjnymi sieci zewnętrznej.

W celu zapewnienia odpowiedniego bezpieczeństwa ISAZ zakłada się autoryzację dostępu użytkowników do odpowiednich urządzeń czy zadań systemu automatyki realizowaną poprzez hasła i/lub klucze sprzętowe.

Z uwagi na przetwarzanie i analizę dużych zbiorów danych i informacji w systemie ISAZ, opatrzonych często etykietą czasu (czasem wystąpienia zdarzenia), w celu zachowania integralności tych informacji konieczna jest synchronizacja węzłów - akwizycji i przesyłu informacji - cechą czasu uzyskiwaną, np. z odbiorników satelitarnych GPS (Global Positioning System) umieszczonych w tych punktach [67].

4.2. Wytyczne do sposobu realizacji sieci informatycznej

Powyżej przedstawiono ogólną koncepcję struktury sieci informatycznej realizującej komunikację wewnętrzną i zewnętrzną w inteligentnym systemie automatyki zabezpieczeniowej węzła wytwórczego, obecnie zaś zostaną określone wytyczne dotyczące konstrukcji przykładowej sieci przesyłu i wymiany danych oraz informacji. Sformułowane wytyczne mają charakter ogólny i w zależności od istniejącej infrastruktury informatycznej rozpatrywanego węzła wytwórczego mogą ulegać znacznym modyfikacjom.

1. Na poziomie bazowym wzajemna komunikacja modułów funkcjonalnych (przypisanych do podsystemów realizujących poszczególne operacje) powinna zostać zrealizowana na bazie sieci LAN (Local Area Network). Realizacja każdej operacji wymaga własnej struktury sieciowej. Wymiana informacji i danych pomiędzy poszczególnymi modułami funkcjonalnymi poziomu bazowego, przynależnych do różnych podsystemów, odbywać się może poprzez połączenie sieci LAN dedykowanych poszczególnym operacjom. Sieci LAN mogą być połączone ze sobą bezpośrednio lub poprzez sieć rozległą WAN (Wide Area Network) [52].
2. Sieci typu LAN, realizowane na poziomach bazowych i/lub globalnych ISAZ - w odniesieniu do poszczególnych obiektów cząstkowego węzła wytwórczego, proponuje się budować w standardzie Ethernet o przepustowości 10-100 Mb/s, pracujące zgodnie z zasadą zwaną metodą dostępu CSMA/CD (Carrier Sense Multiple Access/Collision Detect). Standard ten jest realizowany w obszarze warstwy łącza danych (model OSI) i opisuje sposób komunikowania się komputera (komputerowej karty sieciowej) z fizyczną warstwą sieci oraz oferuje rozwiązania, które umożliwiają korzystanie z usług protokołów używanych przez warstwę modelu OSI, np. TCP/IP. Sieci Ethernet pracują z szybkością transmisji 10 Mb/s.
3. Kompleksowa budowa nowych systemów automatyki zabezpieczeniowej wraz z ich infrastrukturą informatyczną umożliwia zastosowanie nowych rozwiązań sieci LAN o znacznie większej prędkości transmisji danych. W tym celu można wykorzystać sieć ATM LAN z asynchronicznym transferem danych o szybkości transmisji 25 - 622 Mb/s.

Cechą charakterystyczną sieci LAN wykonanych w technologii ATM jest to, że można je swobodnie powiększać, wprowadzając nowe komputery i łącza, zwiększając w dowolny sposób jej całkowitą przepustowość bez zagrożenia powstania wąskich gardeł (co ma miejsce w sieci LAN) [52]. Sieć ATM wyróżnia się dużą swobodą adaptacji do potrzeb użytkownika. Klient może w dowolnej chwili wybrać przepustowość odpowiednią dla siebie, nie będąc zmuszony do zmiany posiadanych urządzeń.

4. Jako medium transmisyjne łączące poszczególne stacje czy terminale wchodzące w skład ISAZ węzła wytwórczego – na logicznych poziomach globalnych poszczególnych obiektów cząstkowych i całego węzła wytwórczego - proponuje się wykorzystać światłowodowy interfejs **FDDI** (Fiber Distributed Data Interface). Jest to standard kabli światłowodowych, zapewniający transmisję 100 Mb/s, wykorzystując topologię podwójnego pierścienia. **FDDI** nadaje się do budowy sieci szkieletowej, zapewniając w razie uszkodzenia automatyczną rekonfigurację. Stacje przyłączone bezpośrednio do kabla **FDDI** mają dwa połączenia typu punkt - punkt ze stacjami sąsiednimi. W konfiguracji podwójnego pierścienia jeden kanał służy do transmisji, drugi zaś służy jako kanał rezerwowany. Sieć **FDDI** może mieć 100 km obwodu, natomiast stacje mogą być oddalone od siebie o odległość 2-10 km.

Najważniejszą cechą sieci **FDDI** jest jej niezawodność, która wynika ze stosowania mechanizmów umożliwiających pracę sieci nawet wtedy, gdy nastąpi awaria którejś stacji lub przerwanie połączenia światłowodowego. W przypadku awarii pierścieni **FDDI** jest automatycznie rekonfigurowany [52].

5. Należy określić sposób powiązania sieci informatycznej ISAZ z siecią rozległą (**WAN**) całego systemu elektroenergetycznego lub jego wydzielonej części sąsiadującej z rozpatrywanym węzłem wytwórczym. Proponuje się, aby komunikacja między komputerami komunikacyjnymi węzła wytwórczego a zewnętrznej sieci sterowania pracą **SEE** odbywała się w dwóch wariantach połączeń:

- jako dwupunktowe połączenia dedykowane, realizowane za pośrednictwem linii analogowych z użyciem modemów; jest to rozwiązanie proponowane w sytuacji adaptacji systemów już istniejących do nowych (rozszerzonych) zadań,
- jako dwupunktowe cyfrowe linie dedykowane; rozwiązanie proponowane w nowo tworzonych systemach automatyki.

Alternatywnym rozwiązaniem jest zainstalowanie specjalizowanego urządzenia - routera, który może być wyposażony w dowolne interfejsy do różnych sieci, a zainstalowane w nim oprogramowanie gwarantuje pełną uniwersalność rozwiązań. Podstawowym kryterium, ze względu na które stosuje się routery, jest ich bardzo dobra optymalizacja wolnych łączy **WAN** oraz najlepsza i najbogatsza implementacja większości protokołów sieciowych. Wybranie routera jako urządzenia zapewniającego komunikację poprzez sieć rozległą pozwala uzyskać:

- niezależność od typu sieci **WAN**;
- pełną uniwersalność łączności w porównaniu z rozwiązaniami z dedykowanymi komputerami; router realizujący dostęp do sieci **WAN** jest jednakowo dostępny dla wszystkich urządzeń pracujących w sieci **LAN** oraz zapewnia pracę dowolnym systemom operacyjnym (DOS, Novell, UNIX itp.) w różnych protokołach sieciowych, m.in. TCP/IP, Novell IPX, DECnet IV/V i innych;
- dużą niezawodność pracy i reakcji na nieprzewidziane zdarzenia w sieci **WAN**;
- zaawansowane algorytmy kolejowania danych, pozwalające zmniejszyć efekt przeciążenia sieci [52].

6. Jako protokoły komunikacyjne obowiązujące w sieci informatycznej inteligentnego systemu automatyki zabezpieczeniowej proponuje się zastosować zbiór protokołów sieciowych TCP/IP (sekwencyjny protokół TCP, pracujący w trybie połączeniowym oraz efektywny protokół IP typu „end-to-end”, pracujący w trybie bezpołączeniowym)

opracowanych w celu umożliwienia komunikacji pomiędzy różnymi systemami, pochodzącymi od różnych dostawców.

7. Wykorzystanie istniejącej struktury informatycznej węzła wytwórczego do rozwiązań dedykowanych ISAZ może wiązać się z koniecznością połączeń sieci lokalnych LAN pracujących z różnymi protokołami komunikacyjnymi. Jako jedno z możliwych rozwiązań jest przyjęcie jednego protokołu, jest to jednak związane z kosztownymi zmianami wyposażenia sieci nieprzystosowanych do przyjętego standardu. Innym rozwiązaniem jest przyjęcie koncepcji sieci wieloprotokołowej, działającej w oparciu o różne protokoły, np. TCP/IP, DECnet. Koncepcja sieci wieloprotokołowej pozwala na przejście do systemów otwartych bez konieczności przebudowy aktualnej struktury sieci. W tym przypadku w skład sieci wieloprotokołowej wchodzi:

- oprogramowanie stacji roboczej, umożliwiające użytkownikom korzystanie z kilku zestawów protokołów, co pozwala na komunikowanie się z różnymi systemami;
- serwery sieciowe obsługujące kilka protokołów;
- routery wieloprotokołowe zapewniające transmisję pakietów należących do różnych protokołów.

W celu zwiększenia szybkości przesyłu danych i informacji generowanych w poszczególnych modułach decyzyjnych ISAZ można wykorzystać adaptacyjną metodę kierowania pakietów danych lub wiadomości (ang. adaptive routing), w której sieć informatyczna systemu automatyki zabezpieczeniowej inteligentnie wybiera najlepszą (optymalną) drogę transmisyjną. Ta droga może się zmieniać wraz ze zmianami generowanego ruchu danych oraz informacji lub w przypadku awarii łącza.

5. REALIZACJA OPERACJI IDENTYFIKACJI, ADAPTACJI I ANALIZY ZAKŁÓCEŃ

Przedstawiona w poprzednich rozdziałach budowa ISAZ determinuje sposób realizacji zbioru operacji identyfikacji, adaptacji i analizy zakłóceń jako przestrzennie rozproszony. Rozproszenie to odnosi się zarówno do fizycznych modułów funkcjonalnych realizujących poszczególne operacje, jak i do logicznej struktury obliczeniowo-decyzyjnej powiązanej pomiędzy sobą wewnętrzną siecią informatyczną. Cechą charakterystyczną wymienionych trzech operacji jest to, że ich wykonanie wiąże się najczęściej z realizacją zadań elementarnych i cząstkowych, których wyniki zawężają obszar rozpatrywanych możliwych decyzji globalnych. Inną cechą charakterystyczną omawianych operacji jest zastosowanie sztucznych sieci neuronowych w budowie poszczególnych modułów funkcjonalnych odpowiedzialnych za ich wykonanie.

5.1. Wybór środka do realizacji zbiorów operacji identyfikacji, adaptacji oraz analizy zakłóceń i predykcji miejsca jego wystąpienia

Dalsze analizy koncentrowały się na poszukiwaniu narzędzi do realizacji zbiorów operacji w podsystemach odpowiedzialnych za:

- identyfikację stanów pracy złożonego węzła wytwórczego oraz obiektów cząstkowych i elementarnych,
- podejmowanie decyzji adaptacyjnych, dotyczących dostosowywania się algorytmów pomiarowych i zabezpieczeniowych do zmian strukturalnych w zabezpieczanym obiekcie, jak i do zmian częstotliwości w szerokim zakresie wejściowych sygnałów pomiarowych,
- analizę alarmów i zagrożeń napływających z układów zabezpieczeń, sterowania i regulacji złożonego węzła wytwórczego w celu określenia charakteru i miejsca wystąpienia zakłócenia.

Mając na uwadze, że wymienione operacje są wzajemnie zależne i odpowiednia ich koordynacja pozwala zminimalizować czas ich realizacji oraz zakładając, że część operacji dokonywana jest w jednym przedziale czasowym (zbiór operacji równoległych), należy dążyć do tego, aby czas wykonywania operacji identyfikacji i adaptacji był pomijalnie krótki w stosunku do czasu realizacji operacji pomiarowych i zabezpieczeniowych. Przyjmując dalej, że czas estymacji wielkości pomiarowych i zabezpieczeniowych nie przekroczy dwukrotnej wartości okresu pierwszej harmonicznej wejściowego sygnału analogowego o aktualnie znanej częstotliwości (por. rozdz.7), czas realizacji operacji identyfikacji i adaptacji nie powinien zatem przekroczyć kilkuset mikrosekund dla każdej z nich. Również operacje analizy zakłóceń dla celów prewencyjno-restytucyjnych powinny zakończyć się podjęciem decyzji globalnych w przedziale kilkudziesięciu milisekund, co pozwala na bieżąco analizować napływające dane z układów automatyki zabezpieczeniowej i regulacyjnej oraz aktualizować generowane decyzje końcowe.

Bardzo istotnym czynnikiem mającym zasadnicze znaczenie przy wyborze narzędzia do realizacji ww. zbiorów operacji jest nie w pełni znany model procesu, tj. model aktualnej pracy złożonego węzła wytwórczego. Liczba możliwych do pozyskania z procesu danych i informacji nie dla każdej sytuacji jest w stanie jednoznacznie określić aktualne warunki pracy obiektu złożonego. Przede wszystkim, ze względu na złożoność konfiguracyjną oraz

funkcjonalną nie jest możliwe uwzględnienie w opisie procesu wszystkich możliwych do zaistnienia warunków w stanach pracy normalnej i zakłóceniewej, gdyż jest to praktycznie zbiór o nieskończonej liczbie elementów. Z punktu widzenia poprawności odwzorowania procesu za pomocą jego modelu stanu najbardziej niebezpieczne są sytuacje pojawienia się przekłamań lub braku danych wejściowych, np. na skutek uszkodzeń w torach przesyłu danych czy w elementach analizowanego obiektu, z których dane się pozyskuje. W związku z tym niemożliwe jest opisanie procesu za pomocą jego równań stanu jednoznacznie określających wszystkie możliwe sytuacje w obiekcie złożonym.

Większość sygnałów wykorzystywanych do operacji identyfikacji to sygnały binarne, pozyskiwane ze styków pomocniczych łączników lub sekwencje zerojedynkowe, odwzorowujące poziomy napięcie w charakterystycznych punktach obiektu złożonego; w podsystemie adaptacji większość sygnałów wejściowych to decyzje identyfikacyjne podejmowane w logicznych węzłach lokalnych i globalnych ISAZ również w postaci zerojedynkowej. Z kolei dane wejściowe w podsystemie analizy w większości stanowią informacje o pobudzeniach, działaniach funkcji zabezpieczeniowych oraz informacje ostrzegawcze z cyfrowych układów regulacji również w postaci zbiorów zer i jedynek. W celu ujednoczenia postaci danych i informacji wejściowych założono, że większość sygnałów wykorzystywanych przez omawiane podsystemy stanowią sygnały binarne w postaci zer i jedynek.

Można zatem stwierdzić, że narzędzie realizujące wymienione zbiory operacji, ze względu na ich postać, charakter, czas realizacji oraz formy określające cechy sygnałów wejściowych powinno charakteryzować się:

- jednolitą lub zbliżoną postacią wykorzystywanych danych wejściowych (np. binarna, uwzględniająca m.in. określone poziomy sygnałów analogowych, odwzorowująca decyzje algorytmów pomiarowych i zabezpieczeniowych oraz postaci sygnałów regulacyjnych, sterujących czy alarmowych);
- możliwością współbieżnego przetwarzania dużych zbiorów danych i informacji oraz generacji sygnałów decyzyjnych w krótkich przedziałach czasowych, nie przekraczających kilku mikrosekund,
- zdolnością adaptacji swoich działań w przypadku niepełnego lub zafałszowanego opisu stanu analizowanego procesu w celu predykcji prawidłowej odpowiedzi na zadaną sekwencję wejściową,
- prostotą realizacji,
- łatwą modyfikacją lub uzupełnieniem działań analityczno-decyzyjnych ze względu na zmiany lub rozbudowę analizowanego procesu,
- małą wrażliwością na uszkodzenia elementów w dowolnych modułach danego podsystemu,
- możliwością realizacji dowolnego odwzorowania (również nieliniowego) wiążącego sygnały wejściowe z wyjściowymi.

Ze zbioru środków predestynowanych do celów analizy i przetwarzania dużych zbiorów danych przeanalizowano trzy z punktu widzenia oczekiwanych cech, scharakteryzowanych wyżej. Są to:

- funkcje i sieci logiczne wykorzystujące algebrę Boole'a,
- logikę i zbiory rozmyte,
- sztuczne sieci neuronowe.

Ocena możliwości wykorzystania algebry Boole'a

Ze względu na bardzo duże rozmiary wejściowych przestrzeni logicznych w przypadku realizacji operacji identyfikacji, adaptacji i analizy zakłóceń konieczne jest zastosowanie

struktur wielopoziomowych kombinacyjnych układów logicznych, które na poziomach połączeń między bramkami można opisać w postaci sieci logicznych. Sieć logiczna składa się z modułów, reprezentujących porty wejścia/wyjścia i bramki logiczne oraz połączeń między nimi.

Ogólnie rzecz ujmując, funkcja logiczna stanowi odwzorowanie dwóch przestrzeni logicznych. Odwzorowanie $f: B^n \rightarrow B^m$ nazywa się funkcją o n wejściach i m wyjściach. Funkcje logiczne mogą być nie w pełni określone i reprezentują w sposób jawny odwzorowanie pierwotnej przestrzeni wejść w pierwotną przestrzeń wyjść. W sytuacji realizacji wymienionych zbiorów operacji funkcje logiczne nie są wszędzie określone, istnieją kombinacje zmiennych wejściowych nie ujęte w wejściowej przestrzeni logicznej – ze względu na niemożność ich wyznaczenia – dla których funkcja nie jest określona. W teorii funkcji logicznej punkty, w których funkcja nie jest określona, nazywa się nieokreślonościami i odpowiadają one nigdy nie występującym kombinacjom zmiennych wejściowych, dla których funkcja nie przybiera wartości wyjściowej [14]. Zatem pojawia się zasadniczy problem nieokreśloności w sieciach logicznych, które w analizowanym przypadku nie mogą mieć charakteru warunków zaniedbywalnych. Należałoby zatem zastosować dodatkowe struktury doradcze, dokonujące analiz przypadków pojawienia się w sieciach logicznych nieokreśloności. Celowe byłoby tutaj zastosowanie systemów ekspertowych, podejmujących decyzje na zasadzie sprawdzania sformułowanych wcześniej przez ekspertów reguł. Jednak istnieje niebezpieczeństwo pominięcia niektórych możliwych sytuacji stanowiących nieokreśloności dla funkcji logicznych. Poza tym, podstawową wadą takiego układu byłby czas przetwarzania i generacji decyzji, wielokrotnie przekraczający założone limity.

Pojawiają się również problemy realizacji cyfrowej modeli sieci logicznych dla omawianych przypadków. Modele sieci logicznych mają charakter abstrakcyjny, których strukturę można przedstawić jako incydencje struktur. Struktura incydencji składa się ze zbioru modułów, zbioru połączeń oraz relacji incydencji wiążącej moduły i połączenia; można je przekształcić w taki sposób, aby były hierarchiczne. Zatem sieci logiczne zwane sieciami Boole'a są strukturami hierarchicznymi, w których [14]:

- każdy moduł będący liściem jest powiązany funkcją logiczną o wielu wejściach i jednym wyjściu, nazywaną funkcją lokalną;
- zaciski dzielą się na dwie klasy, nazywane wejściami oraz wyjściami;
- każde połączenie ma wyróżniony zacisk, nazywany źródłem oraz orientację od źródła do innych zacisków (źródło może odpowiadać wyjściu lokalnej funkcji);
- relacja indukowana przez połączenia jest częściowym uporządkowaniem.

W ogólnym przypadku sieć logiczna jest hybrydą reprezentacji strukturalnej i behawioralnej, ponieważ składa się ze struktury incydencji oraz funkcji logicznych określających zachowanie zacisków modułów będących liśćmi.

W analizowanym przypadku ze względu na bardzo dużą złożoność większości realizowanych przez podsystemy funkcjonalne operacji większość z funkcji logicznych nie może być implementowanych jako funkcje z uwagi na zależne od technologii ograniczenia obciążalności bramek. Przyjęto, że struktury sieci logicznych są reprezentowane za pomocą funkcji logicznych o wielu wejściach/wyjściach. W niektórych przypadkach modułów funkcjonalnych podsystemu identyfikacji rozmiar macierzy f jest tak duży, że w praktyce nie nadaje się ona do reprezentowania podsystemu, zwłaszcza gdy zastosuje się opis w postaci sumy iloczynów (iloczynu sum). Traktując sieci logiczne jako modele hybrydowe (strukturalno/behawioralne) przyjęto, że sieci logiczne są sieciami funkcji lokalnych, gdzie sieć jest opisem struktury, a funkcje lokalne opisują lokalne zachowanie danego podsystemu. Łącząc funkcje lokalne można zapisać jednoznacznie funkcję logiczną odwzorowującą wejścia w wyjścia. Dzięki zastosowaniu lokalnych funkcji o stosunkowo małych rozmiarach możliwe jest modelowanie złożonych zachowań podsystemów funkcjonalnych.

Złożoność strukturalna sieci Boole'a, konieczność dokonywania rozdziału sieci na moduły realizujące funkcje lokalne, ograniczenia w reprezentowaniu dużych wejściowych przestrzeni logicznych, deterministyczne określanie zależności pomiędzy wejściami a wyjściami poszczególnych sieci lokalnych silnie ograniczają możliwości zastosowania w realizacji większości operacji proponowanego systemu ISAZ. Jednak decydującym czynnikiem negującym możliwość zastosowania sieci logicznych w ISAZ jest niemożność pełnego określenia logicznego zbioru wejściowego (nie mogąc traktować nieokreśloności jako elementów zaniedbywalnych), a co za tym idzie, znalezienia równań stanu procesu jednoznacznie opisujących wszystkie zachowania procesu. Należałoby zatem przewidzieć na etapie projektowania podsystemów funkcjonalnych ISAZ obecność w ich strukturach układów dokonujących analiz i podejmujących decyzje w sytuacjach, gdy struktura zasadnicza, tj. sieci logiczne Boole'a nie są w stanie podejmować prawidłowych działań.

Ocena możliwości zastosowania logiki i zbiorów rozmytych

Zastosowanie logiki i zbiorów rozmytych jest zasadne głównie wtedy, kiedy:

- nie są znane dokładne wartości, jakie mogą przyjmować analizowane wielkości,
- sygnały opisujące dany stan procesu zmieniają swe wartości w szerokim zakresie,
- znajomość wartości sygnałów wejściowych w danej chwili nie jest dokładna.

W sytuacjach niedokładnie określonych wartości sygnałów wejściowych można je ująć ilościowo, wykorzystując teorię zbiorów rozmytych i przypisując im pewną wartość funkcji przynależności z zakresu $<0;1>$ [74]. Stosując zasady logiki rozmytej zakłada się, że wartość prawdy zmiennych logicznych nie musi być równa 0 lub 1, lecz może przybierać wartość z przedziału $<0; 1>$.

W realizacji omawianych zbiorów operacji zastosowanie teorii zbiorów rozmytych i logiki rozmytej nie pozwala w pełni wykorzystać oferowanych przez nie walorów. Zasadniczy problem pojawia się w związku z postaciami sygnałów wejściowych. Mają one charakter binarny o ściśle określonych wartościach zero lub jeden, dokładnie znanych w danej chwili czasu, niezależnie od tego, czy informacja, jaką ze sobą noszą, jest prawdziwa, czy błędna. Nie można zatem w tym przypadku skutecznie wykorzystać cech funkcji przynależności w odniesieniu do sygnałów wejściowych o tak niewielkim zakresie zmienności, gdyż powinny przybierać dwie wartości dyskretne, tj. zero lub jeden. Problem oceny wiarygodności i ważności informacji reprezentowanych przez sygnały wejściowe wiąże się nie bezpośrednio z wartościami, jakie mogą przyjmować, co ze stwierdzeniem, że informacje, jakie noszą, mają charakter prawdy lub fałszu. Na podstawie samej znajomości wartości sygnałów wejściowych tej oceny dokonać nie można. Ocena taka może zostać zrealizowana jedynie analizując – na podstawie zdefiniowanych funkcji logicznych – wzajemne zależności pomiędzy sygnałami wejściowymi i uzyskując pewną formę wielokryterialności. Chcąc zastosować elementy logiki rozmytej na poziomie analiz sygnałów wejściowych i kryteriów (rozmytych) dalszego przetwarzania informacji na wyższych poziomach sieci logicznej, aż do generacji decyzji końcowych, konieczne byłoby określenie poziomów wiarygodności dla poszczególnych decyzji kryterialnych, co w strefie silnie wewnętrznej struktury logicznej jest bardzo trudne. Poza tym, kryteria decyzyjne, mimo zastosowania ich rozmytości, nie dają gwarancji prawidłowego podejmowania decyzji w sytuacjach kombinacji sygnałów wejściowych opisujących stan procesu nie ujęty w przeprowadzonych analizach.

Zastosowanie w sieciach logicznych podsystemów identyfikacji, adaptacji i analizy zakłóceń systemu ISAZ elementów zbiorów rozmytych jest co prawda w stanie rozszerzyć zakres i możliwości prawidłowej generacji decyzji, szczególnie w sytuacjach pojawiających

się błędów czy przekłamań w danych wejściowych, jednakże konieczność deklarowania na wszystkich poziomach hierarchicznych sieci logicznych algorytmów przetwarzania informacji w postaci rozmytych funkcji logicznych bardzo ogranicza elastyczność takich podsystemów i zdolności adaptacji swych zachowań do zmieniających się warunków wejściowych (zmian stanu procesu) nie ujętych na etapie definiowania sposobu ich analiz. Należy zatem przewidzieć na etapie projektowania funkcjonalnego omawianych podsystemów konieczność zastosowania układów, uzupełniających podejmowanie decyzji w sytuacjach, gdy struktury zasadnicze, sieci logicznych bazujących na zbiorach rozmytych, są niewystarczające do podejmowania prawidłowych działań. Ważną wadą stosowania sieci logicznych, wykorzystujących elementy zbiorów rozmytych jest – przy ich złożonej wielowarstwowej strukturze konfiguracyjnej – stosunkowo długi czas generacji decyzji końcowych (globalnych), wynikający przede wszystkim ze sposobu przetwarzania danych jak i realizacji cyfrowej. Struktury złożonych sieci logicznych determinują w większości przypadków szeregowy sposób przetwarzania informacji oraz wymagają najczęściej indywidualnej implementacji software'owej w układach cyfrowych, a nie zastosowania dedykowanych i zoptymalizowanych czasem działania modułów dedykowanych.

Możliwość wykorzystania sztucznych sieci neuronowych (SSN)

Bardzo interesującym środkiem – z punktu widzenia oczekiwanych cech przetwarzania dużych zbiorów danych i informacji – są sztuczne sieci neuronowe, w których stopień współbieżności obliczeń jest setki razy większy niż w najbardziej wydajnych systemach wieloprocesorowych. Dodatkowym atutem sieci neuronowych jest prostota ich programowania w procesie tzw. uczenia. W trakcie uczenia według założonej strategii sieć automatycznie modyfikuje połączenia pomiędzy jej elementami (neuronami) oraz modyfikuje wartości współczynników wagowych, co w typowych systemach współbieżnych wymaga projektowania algorytmu przetwarzania informacji oraz jego podziału na moduły nadające się do wykonywania równoległego.

Sieć neuronowa w wyniku procesu uczenia może nabyć zdolności przewidywania odpowiedzi (postaci sygnałów wejściowych) wyłącznie na podstawie obserwacji ciągu uczącego – w postaci określonej liczby sekwencji sygnałów wejściowych i wyjściowych – stanowiącego materiał empiryczny z przeszłości, bez konieczności stawiania w sposób jasny hipotez o naturze związku pomiędzy wejściowymi danymi a przewidywanymi wynikami [71]. Sieci neuronowe, dzięki zdolności do uczenia, adaptacji, samoorganizacji i uogólniania zdarzeń pozwalają zautomatyzować proces wnioskowania na podstawie zgromadzonych danych.

Z punktu widzenia oczekiwanych właściwości SSN do realizacji zadań i operacji w systemie ISAZ istnieje konieczność krótkiego scharakteryzowania – i ostatecznie wyboru – najczęściej stosowanych rodzajów tych sieci.

Rozróżnia się dwa typy sieci neuronowych ze względu na sposób ich uczenia:

- sieci neuronowe z trybem uczenia z nauczycielem, w której przyjmuje się, że dany jest oczekiwany wektor sygnałów wyjściowych (odpowiedzi) sieci, zaś automatyczny dobór wag neuronów musi być przeprowadzony w taki sposób, aby aktualny wektor wyjściowy sieci był najbliższy wektorowi oczekiwanemu. Do grupy tej zalicza się m.in. sieci neuronowe typu wielowarstwowego perceptronu (MLP – Multi Layers Perceptron) z algorytmem uczenia opartym na wstecznej propagacji błędu (BP – Back Propagation) oraz sieci typu CP (Counter Propagation);
- sieci neuronowe z trybem uczenia bez nauczyciela. W tym trybie uczenia dobór wag odbywa się na zasadzie wykorzystania konkurencji neuronów między sobą (tzw. strategia *Winners Takes All*) bądź stosując metodę uczenia Hebba [58]. Do tej grupy zalicza się m.in. sieci Kohonena i Hopfielda.

Ze względu na kierunek przepływu informacji sieci neuronowe można podzielić na:

- sieci z jednokierunkowym przepływem sygnałów (informacji), tzw. Feedforward Networks, w których sygnały znajdujące się na wejściu są niezależne od sygnałów wyjściowych pojawiających się na wyjściu. Są to sieci heteroasocjacyjne i z założenia rozpatrywane są jako twory statyczne, tzn. ewentualne procesy przejściowe zachodzące w sieci podczas jej pracy nie mają znaczenia z punktu widzenia celu funkcjonowania sieci i mogą być pomijane [71]. Zalicza się do nich sieci typu MLP, CP oraz sieci rezonansowe ART;
- sieci ze sprzężeniami zwrotnymi (Feedback Networks) zwane również autoasocjacyjnymi, w których sygnały wejściowe są bezpośrednio lub pośrednio podawane na wejścia. W sieciach tych sygnały z pętli mogą krążyć dowolnie długo, generując powstawanie przebiegów przejściowych, stanowiących istotę działania sieci, Zalicza się do nich m.in. sieci Hopfielda z nieliniowymi funkcjami aktywacji.

Za pomocą nieliniowej sieci neuronowej o przynajmniej trzech warstwach można zrealizować dowolne odwzorowanie, wiążące w całkowicie dowolny sposób wejściowe sygnały X z wyjściowymi sygnałami sieci [71].

Sieć CP składa się z dwóch warstw: Kohonena, dokonującej normalizacji wejść oraz wyboru neuronu optymalnie dopasowanego do przedstawionego sygnału wejściowego; warstwa druga realizuje algorytm Outstar Grossberga (odwzorowanie liniowe).

Z kolei sieci Kohonena są sieciami z metodą uczenia bez nauczyciela o strukturze dwuwarstwowej (najczęściej) i są efektywnie wykorzystywane do rozpoznawania obiektów, którymi była uczona, najczęściej o liniowych funkcjach aktywacji.

W sieci Hopfielda wagi połączeń międzyneuronowych są obliczane, a nie uzyskiwane w wyniku klasycznego uczenia sieci (reguła delta). Sieć Hopfielda, spełniająca określone funkcje, ma wagi stałe, nie podlegające uczeniu. W tym sensie każda sieć jest specjalizowana do wykonywania określonego zadania. Zmiana warunków zadania wymaga ponownego przeprojektowania sieci, a nie douczenia, jak to ma miejsce w sieciach jednokierunkowych.

W wyniku przeprowadzonych analiz, ze względu na założone wymagania w stosunku do poszukiwanego narzędzia realizacji wymienionych zbiorów operacji w systemie ISAZ, zdecydowano się na zastosowanie struktur sztucznych sieci neuronowych. Przemawia za tym szereg cech, szczególnie zaś wysoki stopień współbieżności obliczeń, charakter ich konstruowania (programowania) oraz zdolność do uogólniania zdarzeń. Brak możliwości określenia pełnego opisu matematycznego analizowanego procesu w odniesieniu do operacji identyfikacji, adaptacji czy analizy zakłóceń predestynuje sieci neuronowe do ich realizacji jako struktury samoorganizujące się w procesie uczenia jedynie na bazie znajomości sekwencji sygnałów wejściowych i oczekiwanych odpowiedzi, automatycznie adaptując proces wnioskowania na podstawie zgromadzonych danych. Konstrukcja struktury funkcjonalnej sieci neuronowej nie wymaga formułowania jawnych (deterministycznych, probabilistycznych czy rozmytych) algorytmów opisujących reguły wnioskowania. Opracowanie odpowiednio bogatej i różnorodnej bazy wiedzy uczącej stwarza znacznie większe możliwości prawidłowej pracy sieci neuronowych w przypadku sekwencji wejściowych, opisujących stany procesu nie uwzględnione na etapie konstruowania jej struktury decyzyjnej, dzięki zdolności sieci neuronowej do kojarzenia i uogólniania zdarzeń. Ważną cechą sztucznych sieci neuronowych jest łatwość przekonfigurowania swojej struktury (bez ingerencji w nią użytkownika) w sytuacjach modyfikacji lub uzupełnienia ich własności funkcjonalnych, w procesie tzw. douczenia. Wybór odpowiedniej struktury sieci neuronowej jak i typu funkcji aktywacji jej neuronów gwarantuje znalezienie prawidłowego dowolnego odwzorowania nieliniowego, sieć taka jest zatem w stanie rozwiązać dowolny problem

nieliniowy, których bogactwo i różnorodność występuje w realizowanych przez ISAZ zbiorach operacji.

Mając na uwadze przedstawione cechy sieci neuronowych zdecydowano się na wybór **jednokierunkowych sieci typu trójwarstwowego perceptronu o nieliniowych funkcjach aktywacji, wykorzystujących metodę uczenia z nauczycielem, tzw. metodą wstecznej propagacji błędów**. Za takim wyborem przemawiały następujące przesłanki:

- wybór sieci z metodą uczenia z nauczycielem powoduje konieczność opracowania jedynie bazy wiedzy uczącej i testującej, pozwalającej na określenie struktury sieci, przy czym baza wiedzy składa się z ciągu par „wektor wejściowy – oczekiwana sekwencja sygnałów wyjściowych”;
- przyjęcie struktury trójwarstwowej o nieliniowych funkcjach aktywacji gwarantuje znalezienie dowolnego odwzorowania (również nieliniowego);
- jest to sieć o strukturze statycznej typu heteroasocjacyjnego, której stany dynamiczne mają pomijalny wpływ na cel jej funkcjonowania;
- zastosowanie sieci typu MLP, a nie np. Kohonena, pozwala w dalszych warstwach na szersze i głębsze powiązanie informacji wygenerowanych na wyjściach neuronów warstwy wejściowej, nie zaś ukierunkowanie się jedynie na neuron o największym dopasowaniu do aktualnej sekwencji wejściowej; jest to szczególnie istotne w realizacji operacji identyfikacji, gdzie stopień rozproszenia informacyjnego w warstwie wejściowej jest największy.

5.2. Identyfikacja wielopoziomowa

Operacja wielopoziomowej identyfikacji stanów pracy węzła wytwórczego jest klasycznym przykładem dekompozycji złożonego zadania identyfikacji, zdeterminowanej zadaniami cząstkowymi w zakresie rozpoznawania stanów na poziomach lokalnych oraz globalnym; miejsca identyfikacji lokalnych i globalnej z reguły są przestrzennie rozłożone.

Zasadniczy etap operacji identyfikacji został umiejscowiony na poziomie obiektów cząstkowych (por. rozdz. 2) ze względu na konieczność korzystania na poziomie globalnym z decyzji podejmowanych w analogicznych modułach funkcjonalnych przynależnych do sąsiednich obiektów wytwórczych, czyli bloków energetycznych. Rola globalnego modułu decyzyjnego ISAZ sprowadza się jedynie do akwizycji decyzji globalnych o stanach pracy poszczególnych obiektów cząstkowych i wypracowaniu na ich podstawie decyzji logicznej o stanie pracy całego węzła wytwórczego [24].

W podsystemach funkcjonalnych przeprowadzających operację identyfikacji aktualnego stanu pracy nadzorowanego obiektu cząstkowego (blok energetyczny, układ potrzeb własnych ogólnych węzła) stosuje się strukturę dwupoziomową z rozpoznawaniem stanu pracy na obu poziomach. W tym przypadku identyfikacji stanu na poziomie globalnym wykorzystuje się oprócz wektora cech mierzonych [62] bezpośrednio z obiektu także wyniki identyfikacji lokalnych, realizowanych na poziomie niższym, gdzie dokonuje się przyporządkowania obiektów lokalnych do określonych klas (rys. 3. 3).

Jako obiekt lokalny traktowane jest pojedyncze urządzenie: generator, transformator blokowy itp. lub zbiór urządzeń tworzących układ funkcjonalny, np. układ rozruchu częstotliwościowego, układ wzbudzenia. Z tego wynika, że dla obiektu cząstkowego m operacje identyfikacji na poziomie lokalnym można przedstawić jako algorytm decyzyjny bazujący na wektorze cech X_j j -tego obiektu lokalnego, określonego zależnością

$$i_{jm} = \Psi_{jm}(X_{jm}) \quad \text{przy } j=1,2,\dots,N, \quad (5.1)$$

gdzie: X_{jm} – wektor cech obiektu lokalnego M -tego obiektu cząstkowego,

Ψ_{jm} – algorytm identyfikacji,

$i_{jm} \in \{1, 2, \dots, M_j\}$ – wynik identyfikacji j -tego obiektu lokalnego,

N – liczba obiektów lokalnych przynależnych do m -tego obiektu cząstkowego,

$\{1, 2, \dots, M_j\}$ – skończony zbiór przynależności stanu pracy obiektu lokalnego –

współtworzącego fizycznie obiekt cząstkowy m - do danej klasy.

Cechy i_1, i_2, \dots, i_N wykorzystywane przez moduły poziomu globalnego mają charakter dyskretny. Efektem rozpoznania na poziomie globalnym stanu pracy m -tego obiektu cząstkowego jest wyznaczenie wartości i_m , czyli przyporządkowanie stanu pracy całego identyfikowanego obiektu do danej klasy, która jest określona funkcją

$$i_m = \Psi_m(i_{1m}, i_{2m}, \dots, i_{Nm}; x_m) \quad \text{przy } m=1, 2, \dots, K, \quad (5.2)$$

gdzie: K – liczba obiektów cząstkowych w rozpatrywanym węźle wytwórczym,

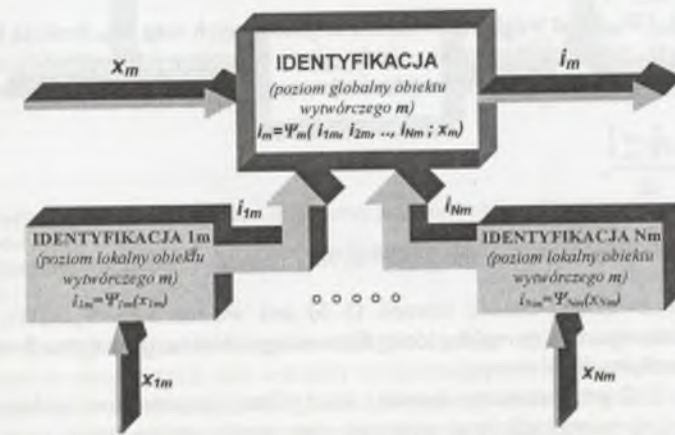
$i_m \in \{1, 2, \dots, K_m\}$ – wynik identyfikacji m -tego obiektu cząstkowego,

$\{1, 2, \dots, K_m\}$ – skończony zbiór przynależności stanu pracy obiektu cząstkowego, tworzącego fizycznie proces autonomiczny – do danej klasy.

Na rysunku 5.1 zilustrowano sposób przeprowadzenia dwupoziomowej operacji identyfikacji stanu pracy obiektu wytwórczego.

Najogólniej można stwierdzić, że operacja identyfikacji wielopoziomowej polega na wyznaczeniu wielkości i_m na podstawie mierzonych cech identyfikowanych obiektów elementarnych $x_{1m}, x_{2m}, \dots, x_{Nm}; x_m$ według zależności:

$$i_m = \Psi_m[\Psi_{1m}(x_{1m}), \Psi_{2m}(x_{2m}), \Psi_{3m}(x_{3m}), \dots, \Psi_{Nm}(x_{Nm}); x_m] \equiv \Phi_m(x_{1m}, x_{2m}, \dots, x_{Nm}; x_m). \quad (5.3)$$



Rys. 5.1. Ilustracja sposobu przeprowadzania dwupoziomowej identyfikacji stanu pracy m -tego obiektu wytwórczego

Fig. 5.1. Illustration of the procedure how to carry out the two-level state identification of generating object denoted m

Wykorzystanie struktur sztucznych sieci neuronowych (SSN) do realizacji podsystemu funkcjonalnego, odpowiedzialnego za operację identyfikacji stanów pracy obiektu wytwórczego, powoduje, iż algorytmy Ψ_{jm} są określone w sposób pośredni. Przetwarzanie sygnałów wejściowych z elementów podstawowych obiektów cząstkowych węzła

wytwórczego jest dokonywane na podstawie określonej struktury sieci neuronowej, przyjętych wartości wag i biasów poszczególnych neuronów oraz założonego rodzaju funkcji aktywacji. Na etapie procesu uczenia, a następnie testowania struktury sieci neuronowej, dokonuje się określenia tych wartości, zapewniających prawidłowe rozpoznawanie przez sieć stanów pracy zabezpieczanego obiektu. Etap uczenia SSN jest swoistą formą operacji identyfikacji parametrów sieci neuronowych dokonanych na podstawie zbiorów danych wejściowych (wektorów danych pomiarowych oraz oczekiwanych rezultatów identyfikacji).

Zakładając, że system funkcjonalny realizujący określoną operację stanowi identyfikowany obiekt, zadanie sprowadza się do wyznaczenia parametrów modelu obiektu (na podstawie znanych odpowiedzi obiektu) w taki sposób, aby odpowiedź modelu była najbardziej zbliżona do odpowiedzi systemu dla danego sygnału wejściowego.

Jeżeli X_{ijm} oznaczają kolejne wektory wejściowe danych pomiarowych (wektory cech), natomiast $I_{jm}^{(M)}$ odpowiadające im wektory odpowiedzi obiektu identyfikowanego a $Y_{jm}^{(M)}$ odpowiedzi identyfikatora sieci, to adaptacja identyfikatora sieci polega na takim doborze jego parametrów, aby wartość błędu $\epsilon_{jm}(i)$ osiągnęła wartość minimalną, tj. bliską zeru. Przyjmując, że identyfikator sieci jest strukturą o skończonej odpowiedzi impulsowej, funkcję energetyczną $Q_{jm}(W_{jm})$ można przedstawić jako:

$$Q_{jm}^{(i)}(W_{jm}^{(i)}) = \frac{1}{2} [\epsilon_{jm}(i)]^2, \quad (5.4)$$

gdzie $W_{jm}^{(i)}$ jest wektorem wag identyfikatora sieci, zaś $\epsilon_{jm}(i)$ jest chwilowym błędem identyfikacji dla i-tego przypadku uczenia sieci wyrażonego zależnością:

$$\epsilon_{jm}(i) = [I_{jm}^M(i) - Y_{jm}^M(i)]. \quad (5.5)$$

Funkcja $Q_{jm}(W_{jm})$ jest względem wektora estymowanych wag W_{jm} funkcją kwadratową. Jej minimalizacja przy zastosowaniu teorii sieci neuronowych optymalizujących jest równoważna rozwiązaniu układu równań różniczkowych [58]:

$$\frac{dW_{jmk}}{dt} = \mu \epsilon_{jm} \frac{d[Y_{jm}^M]}{dt}, \quad (5.6)$$

gdzie μ – stała decydująca o szybkości adaptacji modelu.

Wynikiem rozwiązania układu równań (5.6) jest wektor wag $W_{jm} = [W_1, W_2, \dots, W_N]$ identyfikatora sieci, stanowiący replikę identyfikowanego obiektu, tj. systemu funkcjonalnego realizującego określony zbiór operacji.

Na rysunku 5.2 przedstawiono sposób identyfikacji parametrów struktury sztucznej sieci neuronowej, przeprowadzającej operację rozpoznania stanu pracy j-tego elementu podstawowego wchodzącego w skład m-tego obiektu wytwórczego; na rysunku przyjęto następujące oznaczenia:

X_{ijm} - wejściowy wektor cech obiektu podstawowego j wchodzącego w skład obiektu wytwórczego m dla i-tego stanu pracy obiektu j ,

$I_{jm}^{(M)}$ - przypisanie i-tego stanu pracy obiektu j do M -tej klasy,

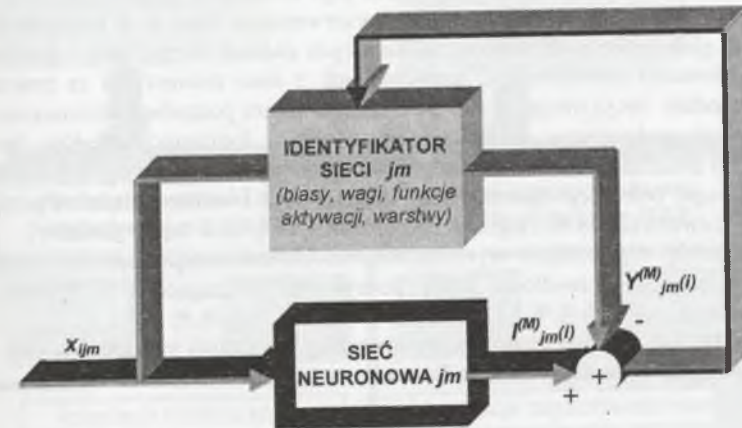
$Y_{jm}^{(M)}$ - prawdopodobieństwo, że i-ty stan pracy obiektu j jest przypisany do M -tej klasy.

5.3. Adaptacja funkcji pomiarowych i zabezpieczeniowych CTZS złożonych węzłów wytwórczych

Złożoność strukturalna i funkcjonalna węzła wytwórczego, m.in. ze względu na dużą liczbę możliwych stanów pracy obiektów wytwórczych, powoduje potrzebę zmian parametrów niektórych aktywnych funkcji pomiarowych i zabezpieczeniowych lub wręcz konieczność rekonfiguracji całych zestawów zabezpieczeniowych. Konieczność taka jest podyktowana dwoma zasadniczymi przyczynami:

- zmianą powiązań elektrycznych pomiędzy urządzeniami lub układami wchodzącymi w skład danego obiektu wytwórczego lub węzła wytwórczego,
- zmianą stanu pracy poszczególnych elementów składowych lub całego obiektu wytwórczego, czego konsekwencją może być m.in. zmiana częstotliwości (w zakresie [0..60] Hz) wejściowych sygnałów pomiarowych - głównie prądów i napięć.

Każda z wymienionych przyczyn wymaga innego podejścia do zagadnienia adaptacji funkcji pomiarowych i zabezpieczeniowych.



Rys. 5.2. Identyfikacja parametrów j-tej sieci neuronowej podsystemu identyfikacji stanów pracy obiektu wytwórczego

Fig. 5.2. Parameter identification of a j-denoted ANN for operational state identification of a power generating object

Zmiany konfiguracyjne w obrębie zabezpieczanego obiektu generalnie wymuszają zmianę kryteriów decyzyjnych oraz wartości wielkości kryterialnych większości algorytmów zabezpieczeniowych w celu zachowania ich odpowiedniej czułości i selektywności działania. Ta forma adaptacji jest określana mianem *adaptacji konfiguracyjnej* i nie wymaga dynamicznego dostosowywania się do zmian parametrów sygnałów wejściowych, np. częstotliwości. Realizacja praktyczna tej formy adaptacji jest prosta i wymaga jedynie przygotowania odpowiednich zestawów funkcji pomiarowych i zabezpieczeniowych (adekwatnych do rozpoznawalnych stanów pracy obiektu lub jego elementów składowych), a następnie zapisania ich w przeznaczonych do tego celu obszarach pamięci modułów CTZS.

Druga forma adaptacji tzw. *adaptacja częstotliwościowa*, jest bardziej złożona, wymaga bowiem przededefiniowywania (nadażnię do zmian częstotliwości) parametrów algorytmów realizujących poszczególne funkcje pomiarowe i zabezpieczeniowe. W przypadku algorytmów zabezpieczeniowych wiąże się to zarówno ze zmianami wartości wielkości

kryterialnych nie będących wprost funkcjami częstotliwości wejściowych sygnałów pomiarowych (kryteria prądowe i napięciowe), jak i ze zmianami charakterystyk rozruchowych i stref pomiarowych algorytmów złożonych lub wielokryterialnych, zależnych często od częstotliwości wejściowych sygnałów pomiarowych. Do tej grupy algorytmów należy zaliczyć przede wszystkim szeroko rozumiane rodziny algorytmów impedancyjnych, różnicowo – prądowych i częstotliwościowych [19], [68].

Zapewnienie prawidłowej pracy algorytmów zabezpieczeniowych i pomiarowych we wszystkich możliwych stanach pracy obiektów : elementarnych, cząstkowych i złożonego wymusza określenie w ISAZ odpowiedniej struktury (podsystemu funkcjonalnego) odpowiedzialnej za operację sterowania właściwościami algorytmów gwarantującą ich adaptację do zmieniających się warunków pracy węzła wytwórczego.

Przyjęta wielowarstwowa struktura rozproszona ISAZ i wynikająca stąd dekompozycja poszczególnych zadań związanych z realizacją wymaganego zbioru operacji na zabezpieczanym obiekcie, wymuszają niejako przyjęcie również struktury zdecentralizowanej dla podsystemu odpowiedzialnego za realizację adaptacji.

Przeprowadzanie zadań związanych z adaptacją wiąże się z pozyskiwaniem informacji nie bezpośrednio z zabezpieczanego obiektu lub jego elementów składowych, lecz w postaci podejmowanych decyzji będących wynikiem przetworzenia danych w logicznych węzłach lokalnych lub globalnych podsystemów realizujących zadania identyfikacji i pomiarowe, jak również z informacją zewnętrznymi, uzyskiwanymi z sieci zewnętrznej za pośrednictwem globalnego modułu decyzyjnego ISAZ. Nie istnieje zatem potrzeba definiowania struktury lokalnej takiego podsystemu; składa się on jedynie z logicznych węzłów decyzyjnych dedykowanych poszczególnym obiektom cząstkowym : wytwórczym i ogólnym oraz jednego węzła globalnego, pełniącego głównie rolę koordynującą i komunikującą na poziomie sieci wewnętrznej - zewnętrzne ISAZ (najczęściej poprzez ich logiczne węzły globalne).

Zgromadzenie odpowiednio wyselekcjonowanych informacji pozwala stworzyć bazę wiedzy zapewniającą prawidłową pracę podsystemu realizującego w sposób globalny operację adaptacji.

Na rysunku 5. 3 przedstawiono podstawowe ciągi transmisji sygnałów w celu realizacji operacji adaptacji obiektu wytwórczego K.

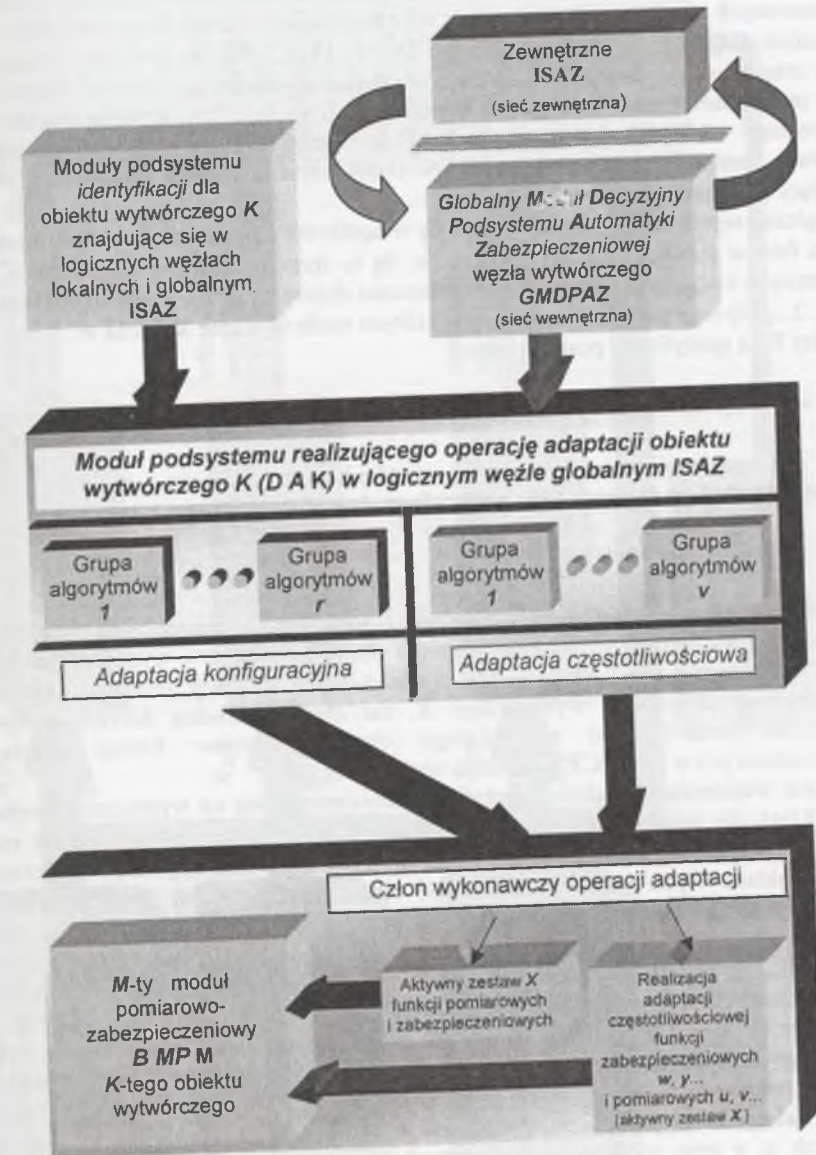
5.4. Formułowanie bazy wiedzy dla celów adaptacji funkcji pomiarowych i zabezpieczeniowych

Zakłada się, że podsystem funkcjonalny odpowiedzialny za operację adaptacji funkcji pomiarowych i zabezpieczeniowych ze względu na swą specyfikę będzie oparty na strukturze typu wielowarstwowego perceptronu o nieliniowej funkcji aktywacji poszczególnych neuronów. W takiej strukturze można wyróżnić dwie warstwy:

- wejściową, której sygnały są reprezentowane za pomocą formuł logicznych, stanowiących informacje o aktualnych stanach pracy urządzeń lub układów elementarnych zabezpieczanego obiektu,
- wyjściową, zawierającą wygenerowane (w postaci zakodowanej) sygnały wejściowe członów wykonawczych CTSZ, aktywujących odpowiednie zestawy pomiarowo-zabezpieczeniowe.

Podstawowym problemem przy realizacji takiego podsystemu jest sformułowanie odpowiedniej bazy wiedzy, tzw. bazy uczącej i testującej, na podstawie których następuje identyfikacja parametrów podsystemu adaptacji w postaci wartości wag i biasów poszczególnych neuronów. Zadanie to może zostać sformułowane jako rozpoznawanie z

reprezentacją wiedzy [62]. Może tutaj być wykorzystana metoda logiczno-algebraiczna, w której fakty stanowią: elementarne formuły logiczne w_{log} określające aktualne cechy zarządzanego (w tym przypadku zabezpieczanego) obiektu, sygnały w_{we} dotyczące wektora wejściowego X następnie przetworzonego w zbiór faktów logicznych oraz wektory wielkości zawierających kody aktywujące poszczególne moduły pomiarowo-zabezpieczeniowe, tj. wyznaczających numer klasy przynależności α_{jk} obiektów elementarnych obiektu wytwórczego K.



Rys. 5.3. Przesył sygnałów sterujących w celu realizacji operacji adaptacji obiektu wytwórczego K
 Fig. 5.3. Transmission of control signals for the realization of adaptive operation of a generating object denoted K

Dla danego obiektu wytwórczego K zadanie rozpoznawania parametrów podsystemu funkcjonalnego realizującego operację adaptacji koncentruje się na wyznaczeniu najlepszej formuły $F_{jK}(\alpha_{jK})$, dla której spełniona jest implikacja $F_{xK} \rightarrow F_{jK}$, czyli najmniejszy zbiór możliwych klas $D_{jK} = \{jK : F_{jK}(\alpha_{jK}) = 1\}$, przy danych faktach $F_K(w_{e_{logK}}, w_{weK}, \alpha_{jK})$ oraz danym fakcie zaobserwowanym $F_{xK}(w_{e_{logK}})$, wyznaczającym własność $x \in D_{xK}$, przy czym $D_{xK} = \{x \in X : F_{xK}(w_{e_{logK}}) = 1\}$.

Reprezentacja wiedzy jest formułowana przez eksperta i stanowi niekonwencjonalny opis zależności między wektorem cech X (faktami logicznymi) a numerem klas j dla zbioru rozpoznawanych obiektów. Dla formułowanej własności wejściowej dotyczącej cech obiektu rozpoznanie polega na wyznaczeniu zbioru $D_j \subset I = \{1, 2, \dots, M\}$ na podstawie reprezentacji wiedzy oraz własności wejściowej zaobserwowanej dla konkretnego obiektu. Reprezentacja wiedzy może mieć formę tradycyjnych relacji $R_i(X, j, w)$, $i=1, 2, \dots, n$ odniesionych do X, j oraz wektora wielkości dodatkowych W [62]. Zatem dla zaobserwowanej własności wejściowej (podzbiór przestrzeni wektorów cech) uzyskać można najmniejszy zbiór D_j spełniający implikację $x \in D_x \rightarrow j \in D_j$.

Logiczna reprezentacja wiedzy składa się w ogólności z zestawów formułowanych przez eksperta faktów $F_i(w_{e_{log}}, w_{we}, \alpha_j)$ $i=1, 2, \dots, n$. Są to formuły logiczne utworzone z formuł elementarnych $w_{e_{log}}$, (ciąg elementarnych własności dotyczących X), z formuł elementarnych α_j ($j=1, 2, \dots, M$) oraz pozostałych formuł, w których może wystąpić X, j oraz w .

Fakty F_i są specyficzną postacią relacji

$$R_i(X, j, w) = \{(x, j, w) : F_i(a_x, a_j, a_w) = 1\}, \quad (5.7)$$

gdzie a_x, a_j, a_w oznaczają odpowiednio ciągi wartości logicznych dla $w_{e_{log}}, \alpha_j, w_{we}$.

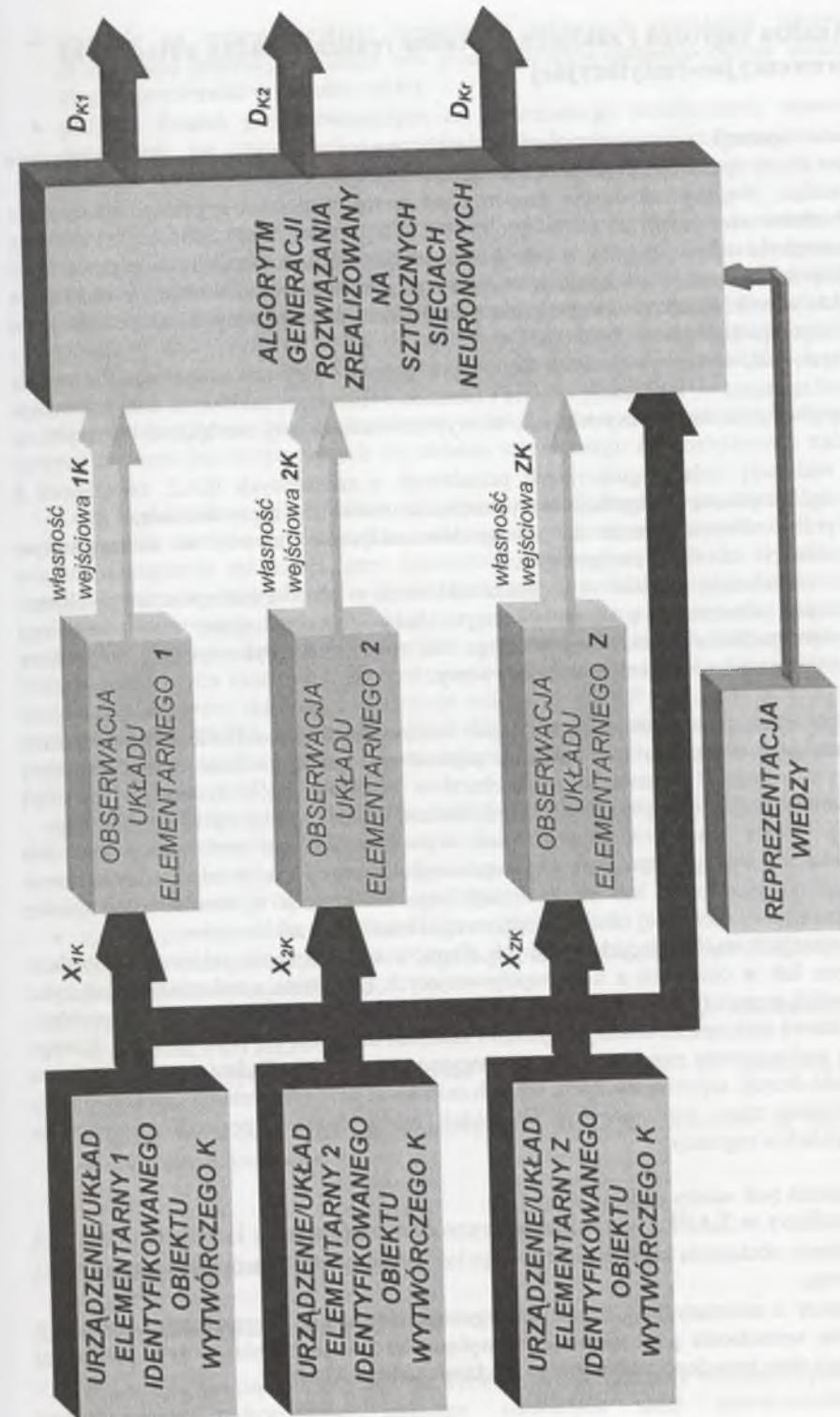
Własność wejściowa jest dana w postaci formuły logicznej $F_x(w_{e_{log}})$, tzn.

$$D_x = \{x : F_x(a_x = 1)\}. \quad (5.8)$$

Sposób przeprowadzenia identyfikacji parametrów zastępczych podsystemu funkcjonalnego realizującego operację adaptacji dla K -tego obiektu wytwórczego ilustruje rys. 5.4, na którym r jest liczbą członów wykonawczych adaptacji zestawów pomiarowo-zabezpieczeniowych obiektu wytwórczego K , zaś D_{Kr} oczekiwaną decyzją podsystemu adaptacji w postaci kodu aktywującego określony zestaw funkcji pomiarowo-zabezpieczeniowych w r -tym CTZS obiektu wytwórczego K .

Jak już wspomniano, zadanie identyfikacji koncentruje się na wyznaczeniu najlepszej formuły $F_j(\alpha_j)$, dla której spełniona jest implikacja $F_x \rightarrow F_j$. W przypadku realizacji zadania identyfikacji za pomocą sztucznych sieci neuronowych konieczne staje się rozpoznanie jej struktury. Zakłada się, że podsystem realizujący operację adaptacji jest obiektem relacyjnym [62]. Identyfikacja obiektu relacyjnego oznacza wyznaczenie oszacowania wektora parametrów a w postaci zbioru (obszaru) $D_a \subset A$ takiego, że $a \in D_a$ na podstawie wyników pomiarów X_n, Y_n z zastosowaniem odpowiedniego algorytmu identyfikacji. Oszacowanie wektora parametrów a jako wartości wag i biasów poszczególnych neuronów odbywa się w trakcie uczenia sieci za pomocą algorytmu identyfikacji zdefiniowanego nie wprost, wynikającego ze specyficznych właściwości sieci neuronowych. Proces uczenia sieci jest oparty na zestawach relacji $R_i(x, y, w)$, stanowiących reprezentację wiedzy o badanym obiekcie. Relacje te są podane przez eksperta w postaci faktów, czyli formuł logicznych dotyczących x, y oraz wielkości pomocniczych w . Wszystkie fakty sformułowane przez eksperta uważa się za prawdziwe, w związku z czym spełniony jest związek:

$$R_i(x, y, w) = \{(x, y, w) \in X \times Y \times W : w(F_i) = 1\}. \quad (5.9)$$



Rys. 5.4. Uproszczony schemat identyfikacji parametrów zastępczych podsystemu adaptacji dla K -tego obiektu wytwórczego bazujący na SSN
Fig. 5.4. Simplified scheme of equivalent parameter identification based on ANN for the generating object K

5.5. Analiza zagrożeń i zakłóceń dla celów realizacji zadań automatyki przewencyjno-restytucyjnej

Zbiór operacji przewencyjno-restytucyjnych można podzielić na dwa wzajemnie rozłączne zbiory operacji realizowane przez osobne moduły:

- *Analiza*; obejmuje akwizycję danych i informacji w postaci: sygnałów binarnych z obiektów elementarnych, informacji z **CTZS**, zagrożeń i zakłóceń z układów automatyki regulacyjnej itp. w celu stworzenia bazy danych. Analiza zawartych w bazie danych ma umożliwić lokalizację miejsca wystąpienia zakłócenia w danym obiekcie, a także określić jego charakter; w miarę potrzeb może ona być uzupełniona informacjami z innych podsystemów funkcjonalnych.
- *Sterowanie*; wykorzystuje informacje uzyskiwane z podsystemu odpowiedzialnego za analizę zagrożeń, lokalizację miejsca i określenie charakteru zakłócenia oraz informacje napływające z zewnętrznych ISAZ; do wypracowania decyzji sterujących mających na celu:
 - realizację zadań regulacyjnych przesłanych z nadrzędnych ISAZ, związanych z ogólnosystemową regulacją mocy i napięcia lub stabilnością systemową,
 - próbę niedopuszczenia do wystąpienia zakłócenia (awarii) w nadzorowanym obiekcie - działania przewencyjne,
 - minimalizację skutków wystąpienia zakłócenia w obrębie zabezpieczanego obiektu oraz pobudzenia automatyki restytucyjnej, doprowadzającej do ponownego wprowadzenia obiektu wytwórczego do ruchu, np. wykorzystując w miejsce uszkodzonego elementu układ rezerwowowy.

W operacjach przewencyjno-restytucyjnych realizowanych przez ISAZ można wyróżnić decyzje sterujące, mające związek z ogólnie pojmowaną regulacją w stanie pracy normalnej węzła wytwórczego. Działania te mają charakter realizacji ogólnosystemowej strategii prowadzenia pracy sieci lub związane są z optymalizacją lokalną pracy węzła wytwórczego.

Druża forma decyzji sterujących jest wywołana stanami przedawaryjnymi lub zakłóceniami, występującymi w pracy węzła wytwórczego i ma na celu niedopuszczenie do wystąpienia zakłócenia lub minimalizację jego skutków, a w konsekwencji – próbę przywrócenia pracy normalnej obiektu cząstkowego dotkniętego zakłóceniem.

W sytuacjach napływających kolejnych alarmów o wystąpieniu zakłóceń w obiekcie cząstkowym lub w obiektach z nim współpracujących (np. utrata synchronizmu, odchyłki częstotliwości, przeciążenie prądowe, uszkodzenie w układach chłodzenia transformatorów), moduły bazowe podsystemu analizy zagrożeń i zakłóceń dokonują ich przetwarzania, którego wyniki są wykorzystane przez moduły przewencyjno-restytucyjne. Zadaniem tych modułów jest podjęcie decyzji zapobiegawczych, których celem jest próba utrzymania obiektu w pracy lub wydłużenia czasu jego pracy w warunkach zakłóceń poprzez ingerencję w działanie układów regulacji.

Do działań tych należy zaliczyć m.in. [10]:

- obniżenie obciążenia obiektu cząstkowego lub całego węzła wytwórczego mocą czynną i bierną;
- przejście z automatycznej na ręczną regulację napięcia w przypadkach sygnałów o utracie wzbudzenia przy zamkniętym wyłączniku odwzbudzenia (w tym przypadku istnieje duże prawdopodobieństwo uszkodzenia układu ARN);

- przejście na ręczną regulację napięcia w sytuacjach pozyskania informacji o przeciążeniu prądowym wirnika lub przewzbudzeniu (prawdopodobnie uszkodzeniu uległy ograniczniki w układzie ARN);
- podjęcie działań przygotowawczych do ewentualnego uruchomienia rezerwowego generatora już w czasie pomiędzy pobudzeniem a zadziałaniem funkcji zabezpieczeniowych generatora dotkniętego zakłóceniem.

Pierwszy zbiór zadań w ramach analizy realizowany jest na poziomie obiektu wytwórczego i generowane decyzje o charakterze analitycznym odniesione są jedynie do tego obiektu. Realizacja zadań przewencyjno-restytucyjnych (zbiór operacji *sterowanie*) odbywa się na poziomie pracy całego węzła wytwórczego, a podjęte decyzje w postaci sygnałów sterujących są adresowane nie tylko do obiektów elementarnych dotkniętego zakłóceniem obiektu cząstkowego, lecz również ingerują w pracę pozostałych obiektów tego węzła wytwórczego.

Schemat poglądowy realizacji zbiorów zadań cząstkowych składających się na zbiór operacji przewencyjno-restytucyjnych dla obiektu wytwórczego **K** przedstawiono na rysunku 5.5.

Duża liczba informacji o obiekcie wytwórczym niezbędnych do poprawnej interpretacji napływających alarmów i informacji o zakłóceniach, a następnie identyfikacji i lokalizacji miejsca wystąpienia zakłócenia, przy jednocześnie wymaganym krótkim czasie uzyskania wyników przeprowadzonych analiz (konieczność szybkich działań sterujących w obiekcie), wymusza zastosowanie szybkich układów współbieżnego przetwarzania danych, mało wrażliwych na ewentualne występowanie informacji niepełnych lub przekłamanych. Nieskończona liczba możliwych do wystąpienia rodzajów zagrożeń i zakłóceń wymusza na modułach podsystemu realizującego operacje analizy (moduły **B FID...** na rys. 4.1) zdolność do uogólniania zdarzeń i prawidłowej ich klasyfikacji. Spełnienie postawionych wyżej wymagań będzie możliwe poprzez zastosowanie w realizacji podsystemu analiza struktur SSN.

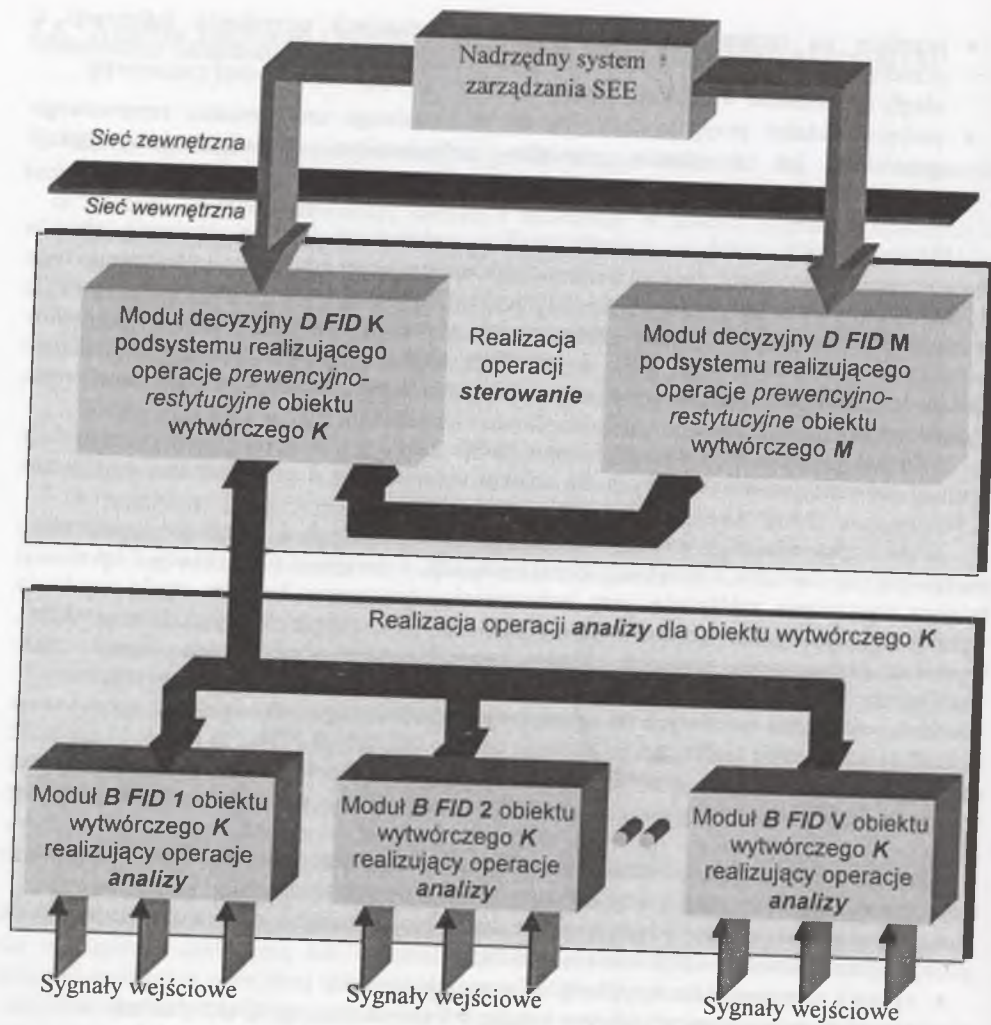
Jako sygnały wejściowe modułów realizujących operacje analizy (pierwszej warstwy sieci neuronowych tworzących fizycznie te moduły) wykorzystano:

- sygnały dwustanowe, odwzorowujące topologię elementów obiektów elementarnych poprzez informacje o położeniu łączników,
- sygnały pomiarowe do weryfikacji informacji binarnych,
- sygnały ostrzegawcze z układów regulacji i sterowania, np. UARN, układy sterujące przetwornikami częstotliwości,
- sygnały ostrzegawcze o pobudzeniu lub zadziałaniu funkcji zabezpieczeniowych, uzyskiwane z **CTZS**,
- informacje uzyskane z podsystemu odpowiedzialnego za realizację operacji identyfikacji,
- sygnały wyjściowe z sąsiednich modułów **B FID...** przynależnych do tego samego obiektu cząstkowego.

5.6. Sztuczne sieci neuronowe wykorzystywane przez ISAZ w realizacji zbiorów operacji

5.6.1. Wiadomości podstawowe

W przyjętej koncepcji ISAZ węzłów wytwórczych do realizacji większości podsystemów funkcjonalnych wykorzystano struktury sztucznych sieci neuronowych (SSN).



Rys.5.5. Schemat poglądowy realizacji zbioru operacji prewencyjno-restytucyjnych
 Fig.5.5. Pictorial diagram of the realization of preventive-restorative operations

Zaproponowane zostały heteroasocjacyjne sieci jednokierunkowe typu trójwarstwowego perceptronu *MLP* (*Multi Layer Perceptron*) o nieliniowych funkcjach aktywacji w postaci bipolarnej funkcji sigmoidalnej (tangensa hiperbolicznego). Proces uczenia sieci tego typu odbywa się z tzw. nauczycielem [71] w postaci ciągu uczącego

$$\langle x_1, o_1 \rangle, \langle x_2, o_2 \rangle, \langle x_3, o_3 \rangle, \dots, \langle x_p, o_p \rangle, \quad (5.10)$$

gdzie wartości wejściowe $x_j \in R^N$ oraz oczekiwane odpowiedzi (wartości wyjściowe) $o_j \in R^M$ określone są dla każdego $j=1, 2, \dots, p$.

Jako algorytm uczenia przyjęty został zmodyfikowany algorytm wstecznej propagacji błędów z momentum o adaptacyjnie dobieranym współczynniku uczenia η [62]. Celem procesu uczenia sieci jest taki dobór wag powiązań międzyneuronowych, aby zapewnić

minimalizację wartości funkcji energetycznej danej wzorem (5.11), czyli minimalizację sumy wartości błędów obliczonych dla każdego wyrazu (elementu) ciągu uczącego. Sposób zmiany wartości wag ma charakter iteracyjny i bazuje na metodzie największego spadku.

$$E_o(W) = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^p \sum_{k=1}^M (y_{jk}^o - o_{jk}^o)^2, \quad \text{dla } j=1, \dots, p \text{ – wektory próbek uczących} \quad (5.11)$$

gdzie: $k=1, \dots, M$ – indeks neuronu w warstwie wyjściowej,

y_{jk}^o – wartość wyjściowa k -tego neuronu wyjściowego przy prezentacji j -tego wzorca,

o_{jk}^o – oczekiwana wartość wyjściowa k -tego neuronu wyjściowego przy prezentacji j -tego wzorca.

5.6.2. Problem doboru liczby warstw ukrytych w sieci i liczby neuronów w warstwie

Liczba neuronów w warstwie wejściowej sieci jest zdeterminowana wymiarem wektora ciągu uczącego x_j . W warstwie wyjściowej liczba neuronów z kolei jest uwarunkowana wymiarem wektora oczekiwanych odpowiedzi o_p . Problem pojawia się przy doborze warstw ukrytych i określeniu liczby neuronów w każdej warstwie. Rozwiązanie tego problemu – w sensie teoretycznym rozwiązania – zostało podane przez matematyków zajmujących się aproksymacją funkcji wielu zmiennych. Sieć neuronowa pełni funkcję układu aproksymującego wyrazy ciągu uczącego $\langle x, o \rangle$ [12], [39]. W trakcie uczenia dobierane są współczynniki tej funkcji w postaci wag poszczególnych neuronów. Przy ustalonych wartościach wag następuje obliczenie wartości funkcji aproksymującej przy danym wektorze wejściowym x_j .

Określenie minimalnej liczby warstw ukrytych sieci bazuje na własnościach funkcji aproksymujących [20]. Przy założeniu wielowejsiowej sieci neuronowej jej struktura realizująca zadaną funkcję wielowymiarową $o_p = h(x_j)$ ciągłą może zawierać tylko jedną warstwę ukrytą. W takim przypadku jednak warstwa wyjściowa musi zawierać neurony typu sigmoidalnego o nieliniowych funkcjach aktywacji [58]. Powyższe stwierdzenie zostało uogólnione w teorii sieci neuronowych i znane jest pod nazwą twierdzenia Kołmogorowa. W przypadku odwzorowania nieciągłego $X \rightarrow O$ jedna warstwa ukryta nie wystarczy i należy dołożyć warstwę drugą [39]. Rezultat uzyskany dzięki zastosowaniu teorii Kołmogorowa jest wynikiem teoretycznym, określającym maksymalną liczbę warstw i neuronów w warstwach, wystarczających do aproksymacji zadanego odwzorowania. Twierdzenie to nie precyzuje ani rodzaju funkcji nieliniowych, ani sposobu metody uczenia sieci w ogólnym przypadku dla zrealizowania zadanego celu [58].

W realizacjach praktycznych sieci neuronowych zarówno liczba warstw, jak i ilość neuronów w warstwie często jest różna od wartości określonych w twierdzeniu Kołmogorowa. Najczęściej stosuje się sieci o jednej warstwie ukrytej, rzadziej o dwóch warstwach, przy czym liczba neuronów w tej warstwie najczęściej mieści się w zakresie $(N + 3N)$, gdzie N określa liczbę neuronów w warstwie wejściowej sieci.

5.6.3. Optymalizacja struktury sieci

Twierdzenie Kołmogorowa wyznacza maksymalną liczbę warstw i neuronów sieci wystarczających do aproksymacji założonej zależności $o_p = h(x_j)$. Najczęściej jednak liczba neuronów w warstwie ukrytej może zostać znacznie zredukowana, analogicznie jak liczba powiązań międzyneuronowych w przypadkach, gdy wartości odpowiadających im wag są

zblizone do zera lub są znacznie mniejsze od wartości pozostałych wag rozpatrywanego neuronu.

Na etapie uczenia sieci wiele wag (powiązań międzyneuronowych) przyjmuje wartości bliskie zero. W takich przypadkach można usunąć te powiązania znacznie upraszczając strukturę sieci, jak i związany z tym nakład obliczeniowy. Jeżeli zaistnieje sytuacja, że wszystkie wagi neuronów skojarzonych z danym j -tym neuronem warstwy ukrytej są bliskie zera, tzn. $\sum_{i=1}^N |w_{ji}^h| \approx 0$, wówczas sygnał wyjściowy j -tego neuronu może być pominięty w

ogólnym bilansie sieci, natomiast sam neuron usunięty z warstwy.

Dokonując w przedstawiony sposób analizy wartości powiązań neuronowych, jak i wartości wag poszczególnych neuronów, można w znaczący sposób zminimalizować liczbę neuronów w warstwie ukrytej, jak też i uprościć złożoność strukturalną całej sieci neuronowej poprzez redukcję jej powiązań.

W prezentowanej pracy dobór struktury sieci neuronowej optymalnej pod względem liczby neuronów i powiązań międzyneuronowych odbywał się metodą redukcji sieci.

W metodzie redukcji sieci [40] przyjmuje się początkowo strukturę sieci odpowiadającą twierdzeniu Kołmogorowa. Minimalizację powiązań międzyneuronowych oraz liczby neuronów w warstwie przeprowadza się przez modyfikację funkcji energetycznej danej zależnością (5.11).

5.6.4. Dobór wyrazów z ciągu uczącego sieć neuronową

Z punktu widzenia sposobu działania sieć neuronowa stanowi klasyfikator wektorowy, wyznaczający przynależność danego wektora wejściowego X do określonej grupy. Każda warstwa neuronów w sieci pełni inną funkcję [55].

Zakładając, że rozpatrywana sieć neuronowa posiada N neuronów w warstwie wejściowej (liczba wejść sieci wynosi N), to neurony należące do warstwy ukrytej są odpowiednikami hiperpłaszczyzn separujących N -wymiarową przestrzeń danych na regiony zawierające dane przynależne do tej samej grupy, zwanej klastrem. Neurony warstwy wyjściowej reprezentują grupę danych tworzących dany klastre.

Przy doborze danych ciągu uczącego zasadnicze znaczenie ma oszacowanie liczby regionów tworzonych przez dane uczące. Region taki jest ograniczony przez odcinki hiperpłaszczyzn w przestrzeni (w rzucie na płaszczyznę odcinek hiperpłaszczyzny widziany jest jako odcinek prostej).

Oznaczając przez $R(n, N)$ maksymalną liczbę regionów, na jakie dzieli przestrzeń N -wymiarową n hiperpłaszczyzn (n neuronów), wykazano [55], że:

$$R(n, N) = \sum_{i=1}^N C_i^n, \tag{5.12}$$

$$C_i^n = \begin{cases} \frac{n!}{i!(n-i)!} & \text{dla } n \geq i \\ 0 & \text{dla } n < i \end{cases} \tag{5.13}$$

Jeżeli rozpatrywany problem zawiera m grup danych (klastrow), wówczas dobór najmniejszej liczby neuronów n musi spełniać jednocześnie dwa warunki:

1. $R(n, N) \geq m$,
2. $R(n-1, N) < m$.

Wybór liczby neuronów w warstwie (liczby hiperpłaszczyzn) pozwala określić nie tylko liczbę regionów, ale również oszacować liczbę odcinków hiperpłaszczyzn tworzących te regiony [55], kluczową przy określaniu liczby wyrazów ciągu uczącego. Uwzględniając, że optymalny dobór wyrazów ciągu uczącego powinien gwarantować ich położenie w pobliżu poszczególnych odcinków hiperpłaszczyzn, liczba wyrazów ciągu uczącego powinna być proporcjonalna do iloczynu $\min(n, N)R(n, N)$ [55].

5.6.5. Zdolność uogólniania sieci neuronowych

Sieci neuronowe można zaliczyć do grupy układów charakteryzujących się tzw. sztuczną inteligencją. Jedną z podstawowych cech tej grupy jest zdolność uogólniania wiedzy [58]. Sieć nauczona na jednym ciągu uczącym jest w stanie generować właściwe wyniki przy podaniu na jej wejście wyrazów – najczęściej w postaci wektorów danych – ciągu przynależnego co prawda do tej samej grupy, lecz nie uczestniczącego w procesie uczenia.

Przykładowa grupa danych wejściowych, do której stosuje się pewna reguła R , zostaje podzielona na dwie podgrupy U i T . Sieć neuronowa zostaje poddana uczeniu na grupie danych uczących U . Zatem zdolność odtworzenia zbioru U przez sieć jest miarą zdolności zapamiętania danych uczących - wyrazów ciągu uczącego, natomiast zdolność rozpoznawania danych należących do zbioru T , na których sieć nie była uczona, jest miarą zdolności sieci do uogólniania (generalizacji). Zakłada się ponadto, że zarówno dane ze zbioru U jak i T są typowymi reprezentantami zbioru R .

Projektując sieć, należy mieć na uwadze problem tzw. *przeuczenia i niedouczenia*. Dobierając architekturę sieci o zbyt dużej liczbie neuronów i powiązań międzyneuronowych, stwarza się w procesie uczenia możliwość niepożądanego dopasowania odpowiedzi sieci do drobnych szczegółów funkcji zadanej - mało istotnych z punktu widzenia właściwości całego układu - wynikających bądź ze zjawiska rozmycia danych lub z błędów pomiarowych. Sieć *przeuczona* zachowuje się zatem jak układ aproksymujący, zbyt precyzyjnie dopasowany do danych pomiarowych (wyrazów ciągu uczącego).

Z kolei, zmniejszając liczbę neuronów, nie można przekroczyć pewnego minimum, poniżej którego aproksymacja danych - wyrazów ciągu uczącego - jest zbyt ogólna i niedokładna. Zbyt mała liczba neuronów w warstwie ukrytej powoduje, że błąd dopasowania aktualnych odpowiedzi sieci do wartości zadanych - wyznaczony końcową wartością funkcji energetycznej - jest zbyt duży. Jest to wynik zbyt małej liczby dobieranych wag w odniesieniu do wymagań wynikających z definicji problemu odwzorowania $X \rightarrow O$. W tym przypadku mamy do czynienia ze zjawiskiem niedouczenia sieci. Sieć taka będzie klasyfikować do określonej grupy dane uczące i testujące zbyt odległe od niej.

Charakterystyka ilościowa zdolności generalizacji sieci jest stosunkowo trudna i skomplikowana; opiera się na pojęciach z zakresu statystyki matematycznej. Podstawą jest twierdzenie *Vapnika-Chervonenkisa*, że błąd generalizacji sieci, czyli różnica między zachowaniem się sieci na zbiorze uczącym i aktualnie testowanym może być dowolnie zredukowany, jeżeli liczba reprezentatywnych próbek uczących podana na sieć w procesie uczenia jest większa od tak zwanej miary *Vapnika-Chervonenkisa* ($VCdim$) [77]. Dolnym ograniczeniem miary $VCdim$ jest w przybliżeniu liczba powiązań między warstwą ukrytą a wejściem sieci neuronowej, zaś ograniczenie górne znacznie przekracza podwójną liczbę wszystkich wag w sieci. Zwykle w takich przypadkach oszacowanie miary $VCdim$ przyjmuje się w przybliżeniu równe liczbie wszystkich wag sieci [58].

Znając miarę $VCdim$, można określić liczbę p wektorów tworzących wyrazy ciągu uczącego, wymaganych dla uzyskania dobrej generalizacji sieci. Z twierdzenia *Vapnika-Chervonenkisa* wynika, że liczba ta powinna być większa niż $VCdim$. W praktyce na podstawie wielu badań statystycznych uznano, że liczba dziesięciokrotnie większa niż $VCdim$ zapewnia dobrą generalizację sieci neuronowej [58].

5.6.6. Model symulacyjny sztucznych sieci neuronowych

Do realizacji modeli symulacyjnych SSN dla celów ISAZ wykorzystano oprogramowanie Neural Network Toolbox pakietu programowego Matlab. Zastosowane w badaniach symulacyjnych oprogramowanie pozwoliło na wykorzystanie algorytmu adaptacyjnego doboru współczynnika uczenia o następującej konstrukcji:

- W czasie symulacji dla aktualnego wektora uczącego (wyrazu ciągu uczącego) określane jest rozwiązanie sieci neuronowej oraz dodatkowo wyznaczany jest błąd sumacyjny ΔS zdefiniowany jako

$$\Delta S = \sqrt{\sum_{j=1}^M (o_j - y_j)^2}. \quad (5.14)$$

- W wyniku zastosowania algorytmu wstecznej propagacji błędu dokonuje się aktualizacji wartości wag, przyjmując ustaloną wcześniej wartość współczynnika uczenia η .
- Przy nowych wartościach wag rozwiązuje się ponownie sieć, obliczając wartość tymczasową błędu ΔS zgodnie ze wzorem (5.14). Wartość ta oznaczona jest jako $T\Delta S$. Przy modyfikacji wartości η dopuszcza się niewielki wzrost błędu. Współczynnik wzrostu oznaczony jest jako err_rat i przyjmuje wartość domyślną równą 1.04. Jeżeli $T\Delta S > err_rat \times \Delta S$, wówczas wartość η jest zmniejszana do wartości:

$$\eta = \eta \times \alpha_d, \quad (5.15)$$

gdzie α_d jest współczynnikiem zmniejszenia stałej, której wartość domyślna w Matlabie wynosi $\alpha_d=0.7$. W przypadku przeciwnym, gdy $T\Delta S \leq err_rat \times \Delta S$, następuje wzrost wartości η do

$$\eta = \eta \times \alpha_i, \quad (5.16)$$

gdzie α_i oznacza współczynnik wzrostu stałej uczenia (wartość domyślna w Matlabie wynosi $\alpha_i=1.05$).

- Proces powtarzany jest przy każdej nowej prezentacji wektorów uczących (wyrazów ciągu uczącego).

W wyniku zastosowania adaptacyjnej procedury doboru współczynnika η jego wartość liczbową zmienia się znacznie (nawet kilkunastokrotnie) w trakcie procesu uczenia.

6. INTELIGENTNY SYSTEM AUTOMATYKI ZABEZPIECZENIOWEJ WYBRANEGO WĘZŁA WYTWÓRCZEGO

Przedstawione w niniejszej pracy zasady tworzenia inteligentnych systemów automatyki zabezpieczeniowej obowiązują praktycznie dla dowolnych węzłów wytwórczych, tzn. niezależnie od konfiguracji jak i charakteru elektrowni (parowych, kombinowanych, wodnych itp.). W tym rozdziale opisano procedurę urzeczywistnienia zaproponowanej metody w elektrowni gazowo-parowej, będącej typowym przykładem złożonego (pod względem struktury i charakteru) węzła wytwórczego.

6.1. Struktura wybranego węzła wytwórczego

Na rysunku 6.1 przedstawiono schemat ideowy wybranego węzła wytwórczego w postaci elektrowni gazowo-parowej, dla którego zostanie dobrany inteligentny system automatyki zabezpieczeniowej ISAZ według koncepcji przedstawionej w poprzednich rozdziałach.

Spełnienie przedstawionych szczegółowo w rozdziałach 3 i 4 wymagań dotyczących możliwości realizacji czterech podstawowych zbiorów operacji pociąga za sobą konieczność funkcjonalnego podziału elektrowni gazowo-parowej na następujące podsystemy:

- jednostki wytwórcze z turbinami gazowymi,
- blok energetyczny z turbiną parową,
- układy potrzeb własnych poszczególnych jednostek wytwórczych jak i potrzeb ogólnych całego węzła,
- tzw. „układy wysokonapięciowe”, w skład których wchodzi transformatory blokowe oraz aparatura łączeniowa wysokiego napięcia.

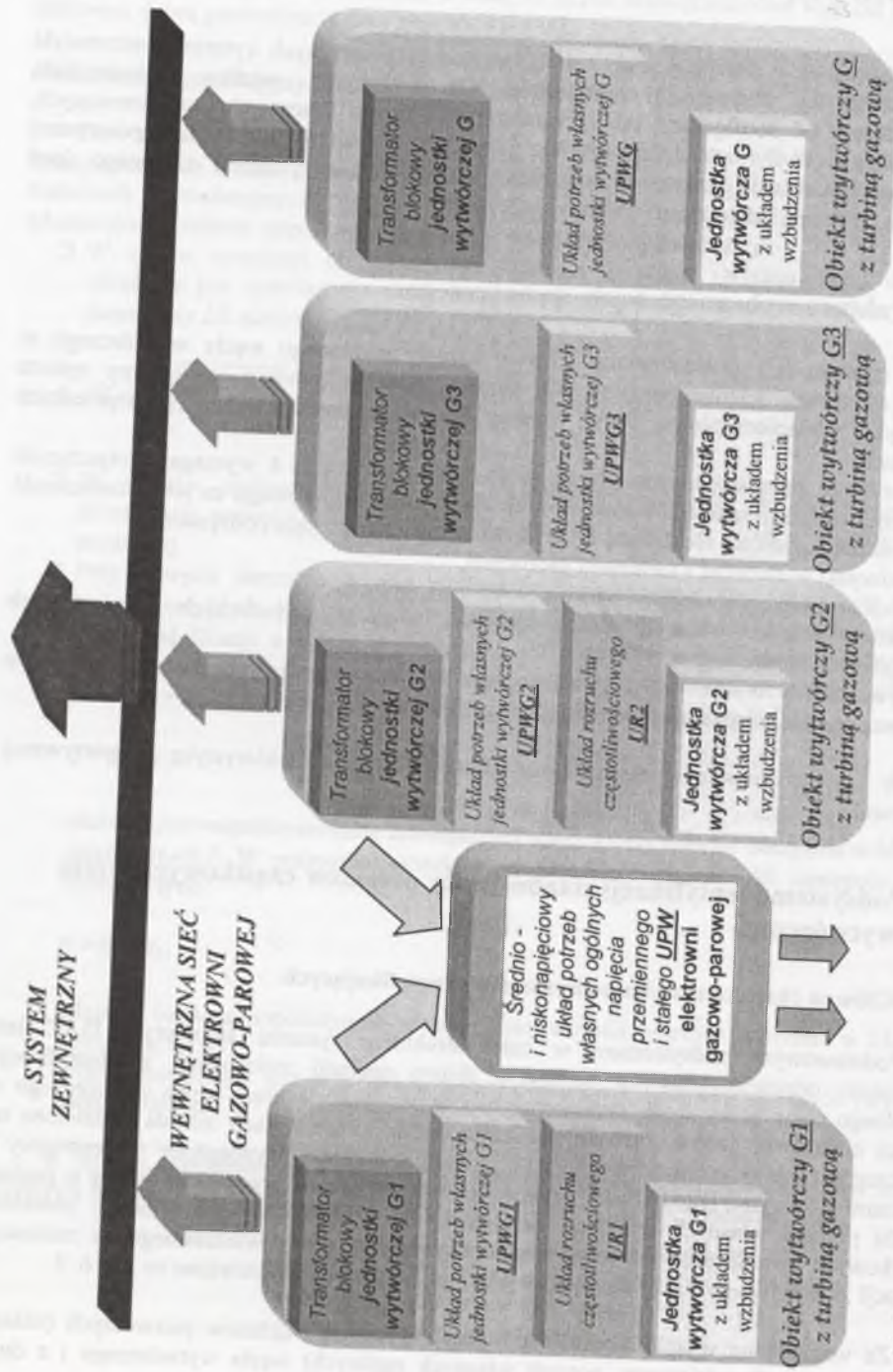
W załączniku pracy przedstawiono obszerniejszą charakterystykę rozpatrywanej elektrowni.

6.2. Podsystem identyfikacji stanów pracy obiektów cząstkowych węzła wytwórczego

6.2.1. Główna charakterystyka podsystemów identyfikujących

Podstawowym podsystemem w całej strukturze systemu automatyki ISAZ jest podsystem odpowiedzialny za realizację zbioru operacji związanych z identyfikacją aktualnego stanu pracy węzła wytwórczego. Dla przyjętej struktury węzła wytwórczego w postaci elektrowni gazowo-parowej realizacja operacji identyfikacji została podzielona na poszczególne obiekty cząstkowe, tj. trzy obiekty wytwórcze wyposażone w generatory z turbinami gazowymi, jeden obiekt wytwórczy z turbiną parową oraz obiekt ogólny w postaci układu potrzeb własnych ogólnych elektrowni. Dla każdego z wymienionych obiektów cząstkowych została sformułowana struktura podsystemu odpowiedzialnego za realizację operacji „identyfikacja”; schemat blokowy tego podsystemu przedstawiono na rys. 6.2.

Ze względu na wysoki stopień redundancji urządzeń i układów pierwotnych (układy rozruchu cząstotliwościowego, potrzeb własnych ogólnych) węzła wytwórczego i z dużą



Rys. 6.1. Schemat ideowy węzła wytwórczego w postaci elektrowni gazowo-parowej
Fig. 6.1. Schematic diagram of a generating node in form of a gas-steam power station

współzależność pracy poszczególnych obiektów nie można w tym przypadku traktować każdy obiekt jako autonomiczny.

Przy realizacji podsystemów rozpoznających stany pracy obiektów cząstkowych szczególnie konieczna jest wielopoziomowa (przy założeniu wielowarstwowej struktury podsystemu) wymiana danych i informacji zarówno na poziomie lokalnym (podstawowym), jak i globalnym poszczególnych obiektów wytwórczych.

Jako podstawową strukturę podsystemu identyfikacji stanu pracy obiektu wytwórczego założono rozproszoną strukturę wielopoziomową, która dla poszczególnych obiektów cząstkowych jest następująca:

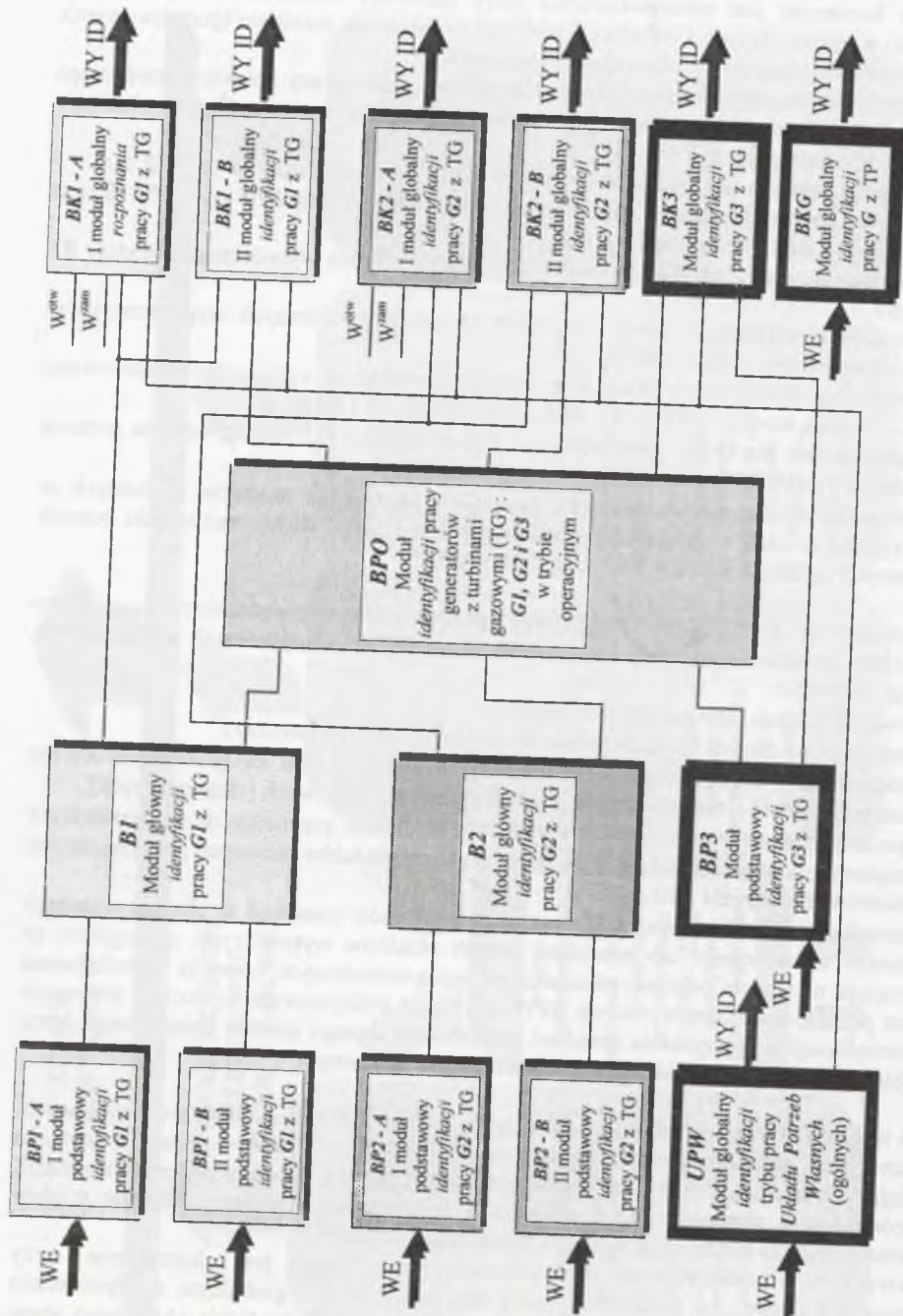
- czteropoziomowa w przypadku obiektów wytwórczych z generatorami $G1$ i $G2$, tj.:
 - poziom bazowy (podstawowy) reprezentowany przez moduły $BPI - A$ i $BPI - B$ oraz $BP2 - A$ i $BP2 - B$ (rys. 6. 2),
 - poziom głównej identyfikacji stanu pracy danego obiektu wytwórczego – moduły $B1$ i $B2$,
 - poziom identyfikujący pracę wszystkich obiektów wytwórczych wyposażonych w turbiny gazowe – moduł BPO ,
 - poziom globalny identyfikacji poszczególnych obiektów wytwórczych realizowany za pomocą modułów $BK1 - A$ i $BK1 - B$ oraz $BK2 - A$ i $BK2 - B$,
- trójpoziomowa dla bloku wytwórczego z turbiną gazową $G3$, realizowana za pomocą modułów : $BP3$, BPO oraz $BK3$,
- jednopoziomowa (jednowarstwowa), składająca się tylko z modułów globalnych w przypadku obiektu wytwórczego z turbiną parową (moduł BKG) oraz układu potrzeb własnych ogólnych węzła wytwórczego (moduł UPW).

Założenie to pozwala na przypisanie poszczególnym urządzeniom i układom elementarnym obiektu cząstkowego dedykowanych modułów funkcjonalnych wykonujących następujące operacje:

- akwizycji danych (głównie moduły bazowe),
- przetwarzania danych i formułowania własnych baz danych (wiedzy),
- podejmowania decyzji cząstkowych (lokalnych), odnoszących się głównie do danego elementu obiektu – realizowane na poziomie modułów bazowych (elementarnych),
- wymiany danych i informacji z sąsiednimi modułami przypisanych do pozostałych urządzeń i układów obiektu – dotyczy szczególnie modułów głównych poszczególnych obiektów (moduły $B1$ i $B2$),
- komunikowania się z modułami wyższych poziomów (warstw) w obrębie własnego obiektu wytwórczego lub modułami innych obiektów wytwórczych, szczególnie ze względu na wysoki poziom redundancji w węzle wytwórczym; operacja ta realizowana jest przede wszystkim w module BPO , w którym podejmowane są decyzje dotyczące identyfikacji wykorzystania urządzeń lub układów danego obiektu cząstkowego przez obiekty sąsiednie (np. układu rozruchu częstotliwościowego).

Ze względu przede wszystkim na dużą złożoność konfiguracyjną obiektów cząstkowych, konieczne jest zastosowanie w podsystemach identyfikacji stanów pracy rozwiązań pozwalających na analizę w krótkim czasie dużej liczby danych wejściowych oraz informacji, przy jednoczesnej eliminacji lub minimalizacji generowania przez poszczególne moduły funkcjonalne decyzji błędnych w sytuacjach przekłamania danych.

Warunkiem podstawowym prawidłowej identyfikacji jest korzystanie przy podejmowaniu decyzji na poziomach bazowym, cząstkowym i globalnym z odpowiednio obszernej bazy informacyjnej, pozwalającej na jednoznaczne określenie aktualnego stanu pracy rozpatrywanego obiektu.



Rys. 6.2. Schemat blokowy podsystemu realizującego operację identyfikacji stanu pracy rozpatrywanego węzła wytwórczego
 Fig. 6.2. Block diagram of the subsystem realizing the operational state identification of the examined power generating node

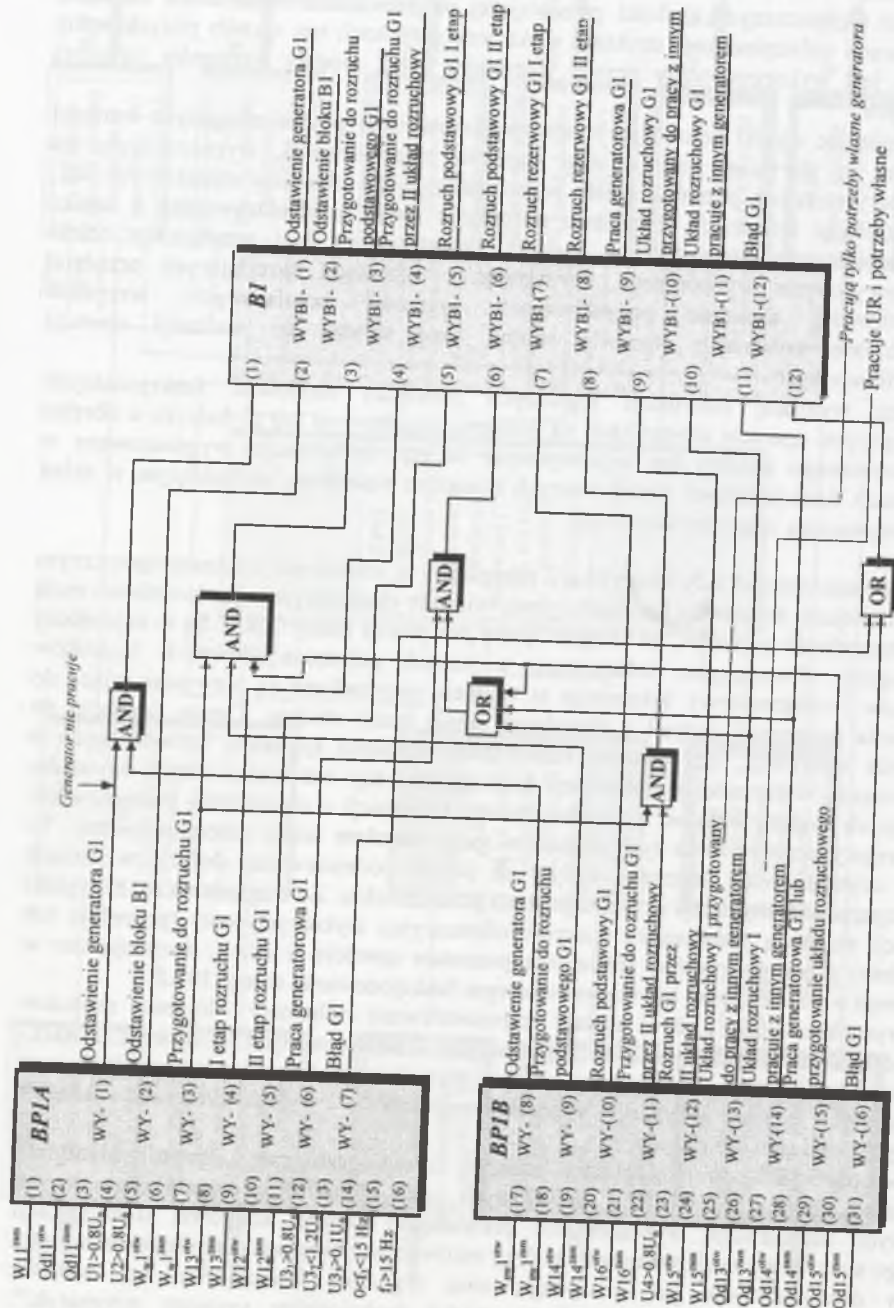
Generalnie przewiduje się – niezależnie od rozpatrywanego poziomu (warstwy) podsystemów realizujących operacje identyfikacji – trzy podstawowe sposoby pozyskiwania danych i informacji [28], [30], [67]:

- za pomocą sygnałów logicznych, odwzorowujących położenie wyłączników, odłączników i rozłączników w obrębie zabezpieczonego obiektu cząstkowego lub jego urządzeń elementarnych w ilości pozwalającej na jednoznaczne określenie aktualnej konfiguracji zabezpieczonej struktury elektroenergetycznej; ten sposób pozyskiwania danych jest wykorzystywany przede wszystkim przez moduły poziomów (warstw) bazowych,
- wykorzystując wyniki pracy algorytmów pomiarowych w postaci aktualnych wartości estymat, np. pierwszej harmonicznej napięcia, częstotliwości, wyznaczonych dla charakterystycznych punktów węzła wytwórczego, jego obiektów cząstkowych itd.; wykorzystując informacje z systemu sterowania stacją przyelektrownianą o zaniku napięcia na szynach zbiorczych (sekcji), do której ma być przyłączony obiekt cząstkowy węzła wytwórczego, korzystając z informacji określających przedział częstotliwości aktualnie pozyskiwanych sygnałów pomiarowych; wszystkie wymienione informacje stanowią istotną bazę wiedzy do realizacji operacji identyfikacyjnych.
- poprzez wymianę informacji logicznych pomiędzy modułami funkcjonalnymi realizującymi operacje identyfikacji na poziomie cząstkowym lub globalnym w obrębie rozpatrywanego obiektu lub wykorzystując decyzje (informacje) wygenerowane w modułach funkcjonalnych dedykowanych obiektom sąsiednim, wchodzącym w skład rozpatrywanego węzła wytwórczego.

Obecnie stosowane układy identyfikacji przypisane są struktrom elektroenergetycznym o znacznie mniejszej złożoności konfiguracyjnej, mimo to charakteryzuje je stosunkowo mała liczba i różnorodność sygnałów, na których oparty jest proces identyfikacji. Są to najczęściej jedynie sygnały dwustanowe, informujące o stanach położenia głównych łączników (wyłączników i odłączników). Informacje te w wielu przypadkach są niewystarczające do wypracowania poprawnej decyzji o aktualnym stanie pracy obiektu. Często dochodzi do przekłamania informacji, np. wskutek niekomplementarności sygnałów informujących o stanie położenia wyłączników, informacji brakujących, czy też braku innych kryteriów weryfikujących sygnały binarne, np. wykorzystanie informacji z algorytmów pomiarowych. Również reguły przetwarzania tych sygnałów mają charakter ściśle deterministyczny. Te wszystkie czynniki mają znaczący wpływ na jakość podejmowanej decyzji w ramach realizacji operacji identyfikacji aktualnego stanu pracy obiektu. Ze względu na to, że wyniki identyfikacji stanowią podstawowy materiał informacyjny wykorzystywany (pośrednio lub bezpośrednio) przez podsystemy realizujące pozostałe operacje w ISAZ, decydują one w konsekwencji o prawidłowym lub nieprawidłowym funkcjonowaniu całego ISAZ.

Na rysunkach 6.3 i 6.4 zostały zaprezentowane schematy blokowe modułów funkcjonalnych (bazowych, ogólnego i globalnych) – zrealizowanych w oparciu o SSN - podsystemu identyfikacji stanów pracy obiektu wytwórczego G1 wraz ze szczegółowym opisem rodzaju i miejsca pozyskania sygnałów wejściowych i wyjściowych oraz siecią ich wzajemnych powiązań logicznych.

Zdolność SSN do uogólniania zdarzeń, niesprecyzowane „wprost” algorytmy przetwarzania danych i informacji wejściowych oraz odpowiednio bogata baza danych wejściowych umożliwiają wypracowanie prawidłowej decyzji końcowej (identyfikacji aktualnego stanu pracy analizowanego obiektu) zarówno w sytuacjach niekomplementarności sygnałów dwustanowych, jak i występowania sygnałów brakujących, np. wskutek uszkodzenia toru transmisyjnego „obiekt - moduł funkcjonalny systemu automatyki”.



Rys. 6.3. Schemat blokowy sposobu pozyskiwania danych i wymiany informacji pomiędzy modułami bazowymi a modulem głównym podsystemu identyfikacji obiektu G1
 Fig. 6.3. Block diagram of data acquisition and information exchange between basic modules and the main module of the identification subsystem of object G1

W modułach podstawowych, przyporządkowanych operacji identyfikacji stanów pracy obiektów cząstkowych **G1** i **G2**, można wyróżnić trzy główne bloki logiczne:

- **blok I wejściowy**, w którym dokonuje się akwizycji danych oraz wstępnej weryfikacji (za pomocą estymat wartości napięcia i częstotliwości w określonych punktach obiektu) poprawności danych wejściowych zawierających informacje o położeniu łączników,
- **blok II wyjściowy**, zawierający wypracowane przez moduł decyzje cząstkowe, wstępnie przyporządkowujące dane urządzenia lub układy elementarne obiektu do jednego z identyfikowanych stanów pracy; następuje tutaj również komunikacja z modułami: własnym i sąsiednimi poziomu nadrzędnego (głównego) podsystemu dokonującego operacji identyfikacji (rys. 6. 3), jak i – w miarę potrzeb – z modułami funkcjonalnymi podsystemów realizujących pozostałe operacje, związane ze sterowaniem funkcjami automatyki zabezpieczeniowej węzła wytwórczego,
- **blok III**, zawierający układy logiczne w postaci bramek **AND** i **OR** (rys.6. 4) wiążące – w razie potrzeby - informacje z bloków wyjściowych poszczególnych modułów podstawowych przypisanych do danego obiektu cząstkowego, tj. obiektu cząstkowego **G1** lub **G2**.

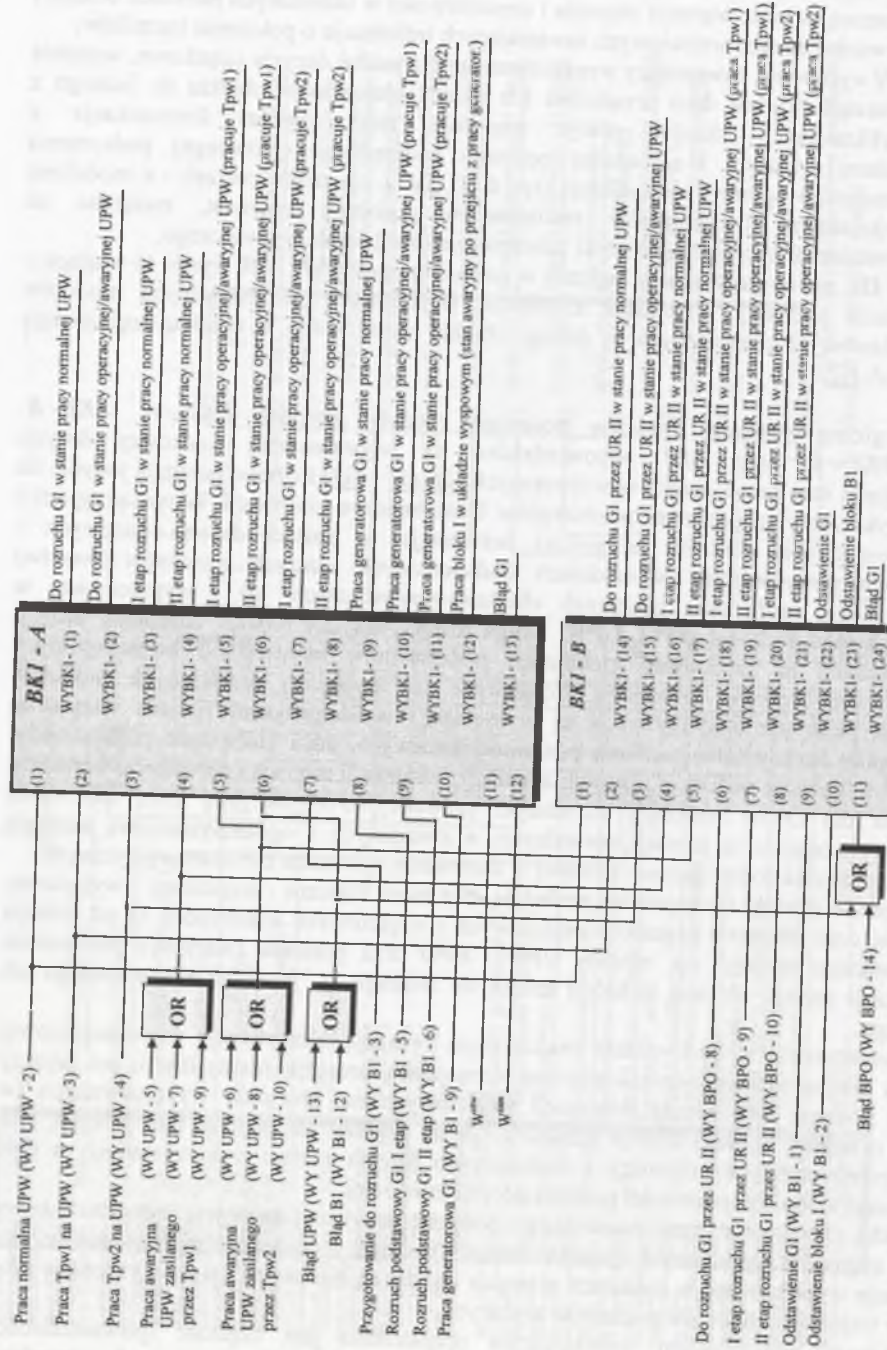
Analogiczną strukturę logiczną posiadają moduły globalne **BK1 - A**, **BK1 - B**, **BK2 - A**, **BK2 - B** oraz **BK3** odpowiedzialne za wypracowanie końcowej decyzji identyfikującej stan pracy obiektów wytwórczych **G1**, **G2** i **G3**. Różnice polegają jedynie na rodzaju wykorzystywanych przez poszczególne bloki logiczne informacji. W tym przypadku sygnały wejściowe stanowią najczęściej informacje w postaci decyzji bazowych i cząstkowych generowanych w modułach funkcjonalnych niższych poziomów (warstw) rozpatrywanego węzła oraz sąsiednich obiektów wytwórczych, jak i wypracowane w pozostałych modułach, np. **BPO**, **UPW**. Druga różnica dotyczy rodzaju adresatów decyzji podejmowanych na poziomach globalnych podsystemów identyfikacji poszczególnych obiektów wytwórczych. Informacje uzyskiwane na wyjściach omawianych modułów globalnych podsystemu identyfikacji są przesyłane i wykorzystywane przede wszystkim przez moduły funkcjonalne zarówno poziomów bazowych, jak i globalnych podsystemów odpowiedzialnych za realizację operacji: adaptacji, lokalizacji miejsca i określenia charakteru zakłócenia dla celów realizacji automatyki prewencyjno-restytucyjnej oraz sterowania węzłem wytwórczym w stanach normalnych, a związanych z ogólnosystemową strategią wykorzystania elektrowni gazowo-parowej w sterowaniu systemem elektroenergetycznym.

Pozostałe moduły funkcjonalne posiadają dwa bloki logiczne: wejściowy i wyjściowy, zaś postać oraz charakter sygnałów wejściowych i wyjściowych uzależnione są od rodzaju rozpatrywanego modułu, np. moduły **UPW** i **BPO** oraz poziomu (warstwy) podsystemu identyfikacji danego obiektu, w której moduł się znajduje, tj. poziomu elementarnego lub globalnego.

Zastosowanie w podsystemie realizującym operację identyfikacji wielopoziomowej struktury hierarchicznej pozwala uzyskać wzrastającą precyzję identyfikacji, im wyższy bowiem poziom, tym więcej informacji wejściowych ma charakter wypracowanych (w oparciu o bogatą wiedzę) decyzji cząstkowych, im wyższy zaś poziom identyfikacji, tym więcej przetworzonych informacji i dodatkowych danych zostaje wykorzystanych w celu zwiększenia stopnia poprawności podjętej decyzji końcowej.

Cechą charakterystyczną omawianego podsystemu identyfikacji jest jednokierunkowy przesył sygnałów wyjściowych (podejmowanych decyzji) z poszczególnych modułów, tzn. informacje wypracowane w modułach niższych warstw są kierowane i wykorzystywane jako sygnały wejściowe modułów poziomów wyższych.

Ważnym zagadnieniem wymagającym rozpatrzenia jest częstość (powtarzalność) aktywacji operacji identyfikacji; jest ona, ogólnie rzecz biorąc, uzależniona przede wszystkim od rodzaju obiektu cząstkowego, jakiemu dany podsystem identyfikacyjny został przypisany.



Rys. 6.4. Schemat blokowy sposobu pozyskiwania informacji oraz generacji decyzji w modułach globalnych podsystemu identyfikacji obiektu GI
 Fig. 6.4. Block diagram of information acquisition and decision generation in the global modules of identification modules of object GI

Dla obiektów wytwórczych wyposażonych w turbiny gazowe i charakteryzujących się tzw. rozruchem częstotliwościowym, kolejne wywołanie operacji identyfikacji dokonywane jest:

- co dwa lub trzy okresy podstawowej harmonicznej aktualnej częstotliwości sygnałów pomiarowych w przypadku któregośkolwiek z etapów rozruchu częstotliwościowego, co wynika z konieczności aktywacji przez podsystem adaptacji odpowiednich zestawów algorytmów adaptacyjnych częstotliwościowo, realizujących funkcje pomiarowe, zabezpieczeniowe i sterujące w zależności od aktualnej częstotliwości oraz stanu pracy obiektu. Taka powtarzalność operacji identyfikacji dla rozruchu częstotliwościowego wynika z szybkości narastania częstotliwości w czasie oraz z czasu obliczeń wartości estymaty częstotliwości składowej podstawowej,
- w pozostałych stanach pracy powtarzalność aktywacji operacji identyfikacji może odbywać się w znacznie dłuższych przedziałach czasu (np. co 5 minut), nie jest wymagana od algorytmów pomiarowych i zabezpieczeniowych nadążna za zmianami częstotliwości zmiana ich parametrów pracy.

W przypadku pozostałych obiektów cząstkowych wchodzących w skład elektrowni gazowo-parowej wywoływanie operacji identyfikacji następuje również z częstością pięciominutową, pozwalającą śledzić przede wszystkim ewentualne zmiany konfiguracyjne w powiązaniu urządzeń i układów elementarnych poszczególnych obiektów. W przypadku braku takich zmian jest to dodatkowa weryfikacja poprawności pracy całego systemu, szczególnie pomiarowo-zabezpieczeniowego. W sytuacji braku informacji w podsystemie identyfikacji o zadziałaniu odpowiednich modułów zabezpieczeniowych, wskutek wystąpienia zagrożenia lub zakłócenia w obiekcie lub jego układach regulacji, np. spowodowanego uszkodzeniem w torach transmisji danych, podsystem dokona prawidłowej identyfikacji dopasowując funkcje pomiarowe i zabezpieczeniowe do zaistniałych zmian.

Restart operacji identyfikacji następuje natychmiastowo w przypadku stwierdzenia:

- popobudzenia lub zadziałania aktywnej funkcji zabezpieczeniowej,
- wypracowania decyzji o wystąpieniu błędu przez dowolny moduł globalny podsystemów identyfikacji stanu pracy obiektów cząstkowych,
- pojawienie się informacji o zmianie położenia łączników mających zasadniczy wpływ na zmianę stanu pracy identyfikowanego obiektu, np. wyłączenie wyłącznika generatora W12 obiektu GI, gdy poprzednio wyłącznik ten był załączony (wejście 10 i 11 modułu BPI - A na rys. 6. 3); łączniki, których zmiana położenia wywołuje aktywację operacji identyfikacji, zostały uwzględnione podczas przygotowania bazy uczącej i testującej SSN.

Aktywacja operacji identyfikacji odbywa się we wszystkich modułach systemów dedykowanych obiektom cząstkowym węzła wytwórczego. Jest ona synchronizowana poprzez globalny moduł decyzyjny systemu automatyki GD (rys. 4. 1) za pośrednictwem logicznych węzłów globalnych (modułów globalnych) poszczególnych obiektów cząstkowych.

Konieczność zagwarantowania dużej powtarzalności aktywacji złożonych zbiorów operacji identyfikacji dla wszystkich obiektów cząstkowych węzła wytwórczego stanowi kolejny przyczynik przemawiający za przyjęciem rozproszonej, wielowarstwowej i hierarchicznej struktury podsystemu identyfikacji. Podsystem taki, wyposażony w szybkie, dedykowane procesory, bufory pamięci, łącza teleinformatyczne o odpowiedniej przepustowości i prędkości transmisji, zrealizowany w oparciu o struktury SSN, pozwala na uzyskanie wymaganych krótkich czasów generowania prawidłowych decyzji globalnych, stanowiących podstawową bazę informacyjną w realizacji pozostałych zadań systemu ISAZ węzła wytwórczego.

6.2.2. Przygotowanie bazy wiedzy do celów uczenia i testowania podsystemu realizującego operacje identyfikacji stanów pracy węzła wytwórczego

Moduły funkcjonalne przedstawionego na rys. 6.2 schematu blokowego podsystemu realizującego operacje identyfikacji stanów pracy węzła wytwórczego mogą być wykonane w oparciu o struktury trójwarstwowych sztucznych sieci neuronowych typu MLP (por. rozdział 5.5.1). W tym przypadku głównym zadaniem jest identyfikacja parametrów, tj. wag i biasów poszczególnych sieci neuronowych, gwarantujących podejmowanie przez sieci prawidłowych decyzji na wszystkich poziomach (patrz rozdział 5.1).

W celu identyfikacji parametrów sieci neuronowych tworzących poszczególne moduły funkcjonalne, należy opracować odpowiednio bogate bazy danych:

- wejściowych, w postaci wektorów odpowiednich cech pomiarowych lub informacyjno-decyzyjnych (na poziomach wyższych),
- wyjściowych, pozwalających na przyporządkowanie aktualnego stanu pracy rozpatrywanego obiektu elementarnego lub cząstkowego – w zależności od omawianego modułu funkcjonalnego – do danej klasy.

W celu redukcji liczby i rozmiarów wektorów wejściowych przyjęto wstępnie - minimalizując rozmiary poszczególnych sieci neuronowych dla sieci poziomu bazowego podsystemu identyfikacji sygnały wejściowe w postaci wektorów pomiarowych, których elementy przyjmując wartości dwustanowe – zero lub jeden – odwzorowują:

- ♦ położenie łączników w rozpatrywanym urządzeniu lub układzie danego obiektu, których rodzaj i liczba pozwalają jednoznacznie odwzorować aktualną jego konfigurację; stany położenia poszczególnych łączników są identyfikowane w oparciu o położenie ich styków pomocniczych, tj. zarówno biernego jak i czynnego (rys. 6.3),
- ♦ poziomy napięć – wyznaczone przez algorytmy pomiarowe - w wybranych punktach obiektów cząstkowych węzła wytwórczego, pozwalających na identyfikację stanów pracy układów elementarnych, obiektów cząstkowych lub całego węzła wytwórczego; informacje te są również wykorzystywane do weryfikacji decyzji podejmowanych na podstawie stanu położenia łączników, w tym także w warunkach przekłamaney informacji, np. wskutek uszkodzenia styków pomocniczych. Miejsca pomiaru poziomów napięciowych są zaznaczone na rys. Z1.1 w załączniku 1, natomiast odpowiadające im wartości progowe przedstawiono na rys. 6.3 (por. np. wejścia cztery i pięć modułu *BPIA*),
- ♦ zakres częstotliwości, w której aktualnie pracuje obiekt wytwórczy lub urządzenie/układ wchodzący w jego skład (moduł *BPIA* na rys. 6.3) – informacje te pozyskiwane są z adaptacyjnych algorytmów pomiarowych realizowanych w *CTZS*; stanowią one dodatkowe źródło informacji co do aktualnego stanu pracy rozpoznawanego obiektu, jednocześnie kolejny raz weryfikując decyzje bazowe oparte na położeniu łączników czy poziomach napięć. Dzięki temu decyzje (informacje) wypracowane na poziomie bazowym mają charakter wniosku końcowego wykorzystującego trzy decyzje elementarne, oparte na trzech różnych rodzajach informacji. Przyjęto dwa zakresy częstotliwości: do 15 herców i powyżej tej wartości, co wynika bezpośrednio z wartości parametrów sygnałów wejściowych w czasie rozruchu częstotliwościowego bloku energetycznego analizowanej elektrowni.

Dekompozycja operacji identyfikacji powoduje, że na poziomach głównych i globalnych wektory wejściowe poszczególnych modułów mają charakter baz wiedzy w postaci informacji oraz decyzji przetwarzanych i podejmowanych na poziomach niższych w oparciu o

dane (cechy pomiarowe) pozyskiwane bezpośrednio z rozpoznawanego obiektu. Pozwala to na poziomach wyższych korzystać z mniejszej liczby informacji i decyzji, które jednak zawierają w sobie duże zbiory przetworzonych danych; im wyższy zatem poziom operacji identyfikacji, tym większe uściślenie (zawężenie) zbioru dopuszczalnych klas zdarzeń przyporządkowujących obiekt do danego stanu pracy węzła wytwórczego.

Dla złożonych konfiguracyjnie obiektów cząstkowych węzła wytwórczego (w rozpatrywanym przypadku dla obiektów wytwórczych *G1* i *G2*) w celu m.in. zmniejszenia liczby neuronów w warstwach wejściowych modułów poziomu bazowego i globalnego dokonano podziału realizowanych na tym poziomie operacji na dwa współpracujące moduły, np. dla obiektu *G1* są to odpowiednio *BPI - A* i *BPI - B* oraz *BKI - A* i *BKI - B* (rys. 6.3 i 6.4).

Bazy uczące i testujące, opracowane dla poszczególnych modułów podsystemu realizującego operacje identyfikacji, składają się z dwóch podstawowych zbiorów, tj. bazy sygnałów wejściowych i wyjściowych. Bazy sygnałów wejściowych mają postać wektorów o elementach zerojedynkowych, odwzorowujących wartości odpowiednich danych, zaś bazy sygnałów wyjściowych stanowią odpowiedzi sieci neuronowych w postaci wektorów, których elementy mają oczekiwane wartości (binarne) zależne od wprowadzanej na wejścia poszczególnych sieci sekwencji sygnałów wejściowych.

Poprawność identyfikacji parametrów sieci neuronowych w głównym stopniu zależy od jakości zdefiniowanej bazy uczącej i testującej. Jakość bazy uczącej jest określona nie tylko ilością rozpatrywanych przypadków, ale również ich różnorodnością. Formułując bazę danych uczących, a następnie testujących, przeanalizowano wszystkie standardowe, tj. pozbawione błędów zestawy sygnałów wejściowych i wyjściowych opisujących możliwe stany pracy wybranego węzła wytwórczego w sytuacjach prawidłowej i niezakłóconej akwizycji danych wejściowych oraz informacji i decyzji generowanych na poziomach wyższych. Uwzględniono również szereg tzw. przypadków błędnych, w których nastąpiła nierealna w układzie rzeczywistym konfiguracja poszczególnych urządzeń elementarnych bądź brak lub błąd w estymacji wartości poziomów napięciowych w charakterystycznych punktach węzła wytwórczego czy określenia przedziału częstotliwości pracy zabezpieczanych obiektów. Zestawy sygnałów standardowych i błędnych są zbiorami rozłącznymi, nie tworząc jednak zbioru pełnego. Jest to spowodowane przede wszystkim niemożnością określenia wszystkich możliwych do wystąpienia sytuacji, w których dane wejściowe są błędne lub brakujące. Należy tutaj zaznaczyć, że baza ucząca i testująca zostały tak sformułowane, że decyzje o wystąpieniu błędu powinny zostać wygenerowane przez sieć jedynie w przypadkach, gdy co najmniej trzy przekłamane lub brakujące dane (informacje) pojawiają się jednocześnie na wejściach danej sieci neuronowej poziomu podstawowego. Założenie to zostało przyjęte na podstawie przeprowadzonych wstępnych badań symulacyjnych. Sieci neuronowe podsystemu identyfikacji - głównie dzięki zdolnościom do uogólniania zdarzeń - prawidłowo rozpoznawały wszystkie stany pracy obiektu złożonego mimo jednoczesnego pojawienia się na ich wejściach dwóch błędnych danych, spowodowanych uszkodzeniami w elementach i układach obiektu wytwórczego lub w torach transmisyjnych systemu ISAZ. W sytuacjach jednoczesnego podawania większej ilości błędnych danych nie wszystkie sieci neuronowe były w stanie generować poprawne decyzje. W tych przypadkach stopień rozbieżności pomiędzy sekwencją sygnałów wejściowych a rozpoznawalnymi przez sieć wzorcami był zbyt duży, aby możliwe było uzyskanie prawidłowej odpowiedzi. Zatem klasyfikacja przez sieć stanu „wystąpił błąd” następuje w przypadkach wielokrotnych przekłamań danych wejściowych, a więc w sytuacjach niemożności jednoznacznej identyfikacji rzeczywistego stanu pracy obiektu ze względu na zbyt dużą liczbę możliwych kombinacji. W takich warunkach następuje natychmiastowa ponowna aktywacja całego podsystemu odpowiedzialnego za operacje identyfikacji.

Przyczyny występowania błędnych sygnałów lub też brak sygnałów (tzw. sygnały brakujące) mogą być różnorodne, szczególnie na poziomie bazowym ISAZ. Pojawiające się decyzje o wystąpieniu „błędu” na poziomie najniższym powielają się na poziomach wyższych, aż do podejmowania decyzji globalnych. Wykorzystując w procesie uczenia odpowiednio bogatą bazę przypadków „błędnych” można zminimalizować sytuacje nieprawidłowej identyfikacji (klasyfikacji do danej klasy) stanów pracy obiektów wytwórczych na poziomach globalnych, wykorzystując zdolności sieci neuronowych do uogólniania zdarzeń. Dotyczy to szczególnie przypadków mniej drastycznych, tj. sytuacji przekłamań lub braku informacji pojedynczych sygnałów wejściowych pojawiających się w poszczególnych sieciach neuronowych (najczęściej występujących w układach rzeczywistych); w przypadkach podsystemów identyfikacji deterministycznych lub opartych na systemach ekspertowych sytuacje takie uniemożliwiają podjęcie prawidłowej decyzji lub czas jej generacji wykracza poza dopuszczalny przedział czasowy.

Na etapie testowania sieci neuronowych realizujących poszczególne moduły funkcjonalne podsystemu identyfikacji były prowadzone badania symulacyjne zdolności sieci neuronowych do uogólniania zdarzeń. Uzyskano pozytywne wyniki, czyli prawidłową identyfikację w szeregu przypadków niekomplementarności położenia łączników oraz braku danych lub informacji pojawiających się jednocześnie na wejściach sieci neuronowych modułów funkcjonalnych podsystemu odpowiedzialnego za realizację operacji identyfikacji; wyniki tych badań zostaną przedstawione w dalszej części pracy (rozdz. 7).

Zagadnienie optymalizacji struktury poszczególnych sieci neuronowych zostało rozpatrzone w dwóch wariantach, polegających na:

- minimalizacji liczby warstw i neuronów w poszczególnych warstwach,
- ograniczeniu do minimum liczby przypadków błędnych decyzji generowanych przez moduły warstw globalnych, podejmujących końcowe decyzje dotyczące aktualnego stanu pracy obiektów cząstkowych węzła wytwórczego.

Obydwa warianty są wzajemnie współzależne, dlatego można je było rozpatrywać jedynie wspólnie. Ze względu na nieliniowy charakter rozpatrywanego zagadnienia przyjęto trójwarstwową strukturę sieci, z nieliniowymi funkcjami aktywacji w warstwach wejściowej i ukrytej oraz z liniową funkcją w warstwie wyjściowej. Liczba neuronów w warstwie wyjściowej danego modułu jest stała, uzależniona od liczby klas, tzn. możliwych przyporządkowań stanów pracy obiektu do danej klasy. Liczba neuronów w warstwie wejściowej nie była mniejsza od wymiaru wektora wejściowego (wektora cech pomiarowych lub wektora informacyjno-decyzyjnego). Najczęściej zakładano większą liczbę neuronów (o kilka neuronów) w warstwie wejściowej, która następnie w procesie optymalizacji mogła ulec redukcji. Liczba neuronów w warstwie ukrytej na początku procesu optymalizacji była większa od liczby neuronów w warstwach wejściowej i wyjściowej i najczęściej mieściła się w zakresie (20 ÷ 30) neuronów.

Optymalizacja struktury sieci ze względu na redukcję liczby neuronów poszczególnych warstw została przeprowadzona symulacyjnie przy wykorzystaniu metody redukcji sieci (por. rozdział 5. 5. 3). Żadna redukcja liczby neuronów w dowolnej warstwie nie powinna obniżyć zdolności sieci do rozpoznawania zdarzeń zarówno standardowych, jak i błędnych oraz nie powinna zmniejszyć zdolności sieci do uogólniania, czyli prawidłowej identyfikacji stanu pracy obiektu w sytuacjach pojawiających się nieprawidłowych sekwencji sygnałów wejściowych.

Określone dla poszczególnych modułów funkcjonalnych podsystemu identyfikacji (rys. 6. 2) bazy uczące i testujące zostały przedstawione jako zbiory wejściowych ciągów uczących oraz wektorów wyjściowych w postaci wygenerowanych decyzji przyporządkowujących obiekt do danej klasy. Przykładowe zestawy wektorów wejściowych i wyjściowych bazy uczącej modułów podsystemu identyfikacji dla obiektu *GI* zamieszczono

w postaci tablicy Z1 w załączniku pracy. Liczba opracowanych (możliwych dla układów rzeczywistych) postaci sygnałów wejściowych i wyjściowych jest różna i zależy od stopnia złożoności urządzenia, układu, obiektu itd., do którego dany moduł (sieć neuronowa) został przyporządkowany. Dla modułów poziomów bazowych zawiera się ona w zakresie (20 ÷ 40) przypadków, dla modułów poziomów głównych wynosi 69, natomiast dla sieci neuronowych węzłów globalnych była najliczniejsza i mieściła się pomiędzy 23 (dla obiektu wytwórczego *G*), a 129 (dla układu potrzeb własnych ogólnych węzła wytwórczego *UPW*).

Generalnie można stwierdzić, że ze względu na hierarchiczny sposób przetwarzania informacji im wyższy poziom decyzyjny, na którym znajduje się rozpatrywany moduł, tym bogatsza baza wiedzy przypisana do sieci neuronowej realizującej dany moduł. Jest to związane z dekompozycją operacji identyfikacji; na poziomach podstawowych dokonuje się dokładnej identyfikacji pojedynczych urządzeń lub układów składowych obiektu oraz przybliżonej identyfikacji obiektów cząstkowych. Na wyższych poziomach podsystemu, tj. głównych zwiększa się prawdopodobieństwo prawidłowej identyfikacji stanu pracy obiektów złożonych m.in. poprzez zwiększenie liczby sygnałów wejściowych i wartości zawartych w nich informacji. Moduły logicznych węzłów (poziomów) globalnych w danej chwili wykorzystują najbogatsze zbiory informacji o najwyższym stopniu przetworzenia w celu podjęcia decyzji identyfikujących stany pracy złożonych strukturalnie obiektów wytwórczych.

6.3. Adaptacja funkcji pomiarowych i zabezpieczeniowych w ISAZ

6.3.1. Charakterystyka podsystemu realizującego operacje adaptacji

Wypracowane w modułach funkcjonalnych – znajdujących się w logicznych węzłach globalnych ISAZ – wyniki realizacji operacji identyfikacji stanu pracy węzła wytwórczego oraz jego obiektów cząstkowych stanowią zasadniczą bazę wiedzy wykorzystywaną do realizacji zadań adaptacji. W rozpatrywanym węzle wytwórczym można wyróżnić konieczność realizacji dwóch rodzajów adaptacji: *konfiguracyjnej* i *częstotliwościowej* (por. rozdział 5. 2), co pociąga za sobą znaczny wzrost stopnia skomplikowania układu realizującego operacje adaptacji.

Analogicznie do przypadku podsystemu realizującego operacje identyfikacji podstawowym problemem w realizacji operacji adaptacji z wykorzystaniem SSN jest opracowanie odpowiednio bogatej bazy uczącej i testującej. Baza taka została podzielona na dwie części:

- wejściową, składającą się z ciągu wektorów o elementach w postaci sprecyzowanych formuł logicznych (najczęściej identyfikacyjnych), określających najistotniejsze cechy rozpatrywanego obiektu,
- wyjściową, stanowiącą wynik klasyfikacji danego wektora wejściowego aktualnych cech obiektu do odpowiadającego mu zestawu aktywnych funkcji pomiarowych i zabezpieczeniowych oraz parametrów konfiguracyjnych *CTZS* (częstotliwość próbkowania, zmiana sposobu i liczby kanałów komunikacji w wewnętrznej sieci informatycznej ISAZ itp.).

Ze względu na duże zróżnicowanie konfiguracyjne i funkcjonalne poszczególnych obiektów cząstkowych podsystem adaptacji posiada również strukturę rozproszoną. Każdemu obiektowi cząstkowemu rozpatrywanej elektrowni gazowo-parowej, tj. obiektom wytwórczym i układowi potrzeb własnych ogólnych węzła wytwórczego, zostaje przyporządkowana struktura składająca się z trójwarstwowej sztucznej sieci neuronowej typu

MLP o nieliniowych funkcjach aktywacji jako modułu głównego DA..., tzw. Moduł Decyzyjny Podsystemu Adaptacji obiektu cząstkowego (np. DA G1 na rys. 6.5) oraz (w miarę potrzeb) z tradycyjnych układów logicznych, np. bramek logicznych AND lub OR.

Dekompozycja zadań związana z realizacją operacji adaptacji na poszczególne obiekty cząstkowe ze względu na charakter wykorzystywanych informacji nie wymaga tworzenia struktury wielopoziomowej. Podsystem adaptacji składa się z logicznych węzłów globalnych obiektów cząstkowych (G1, G2, G3, G oraz UPW na rys. 6.1) oraz węzła globalnego systemu automatyki, w którym umiejscowiony jest moduł GMDPAZ (Globalny Moduł Decyzyjny Podsystemu Automatyki Zabezpieceniowej (rys. 5.3)). Przykładowy schemat blokowy modułu funkcjonalnego realizującego operację adaptacji dla obiektu cząstkowego G1 analizowanej elektrowni gazowo-parowej, ze szczegółowym opisem wejść i wyjść sieci neuronowych przedstawiono na rys. 6.5.

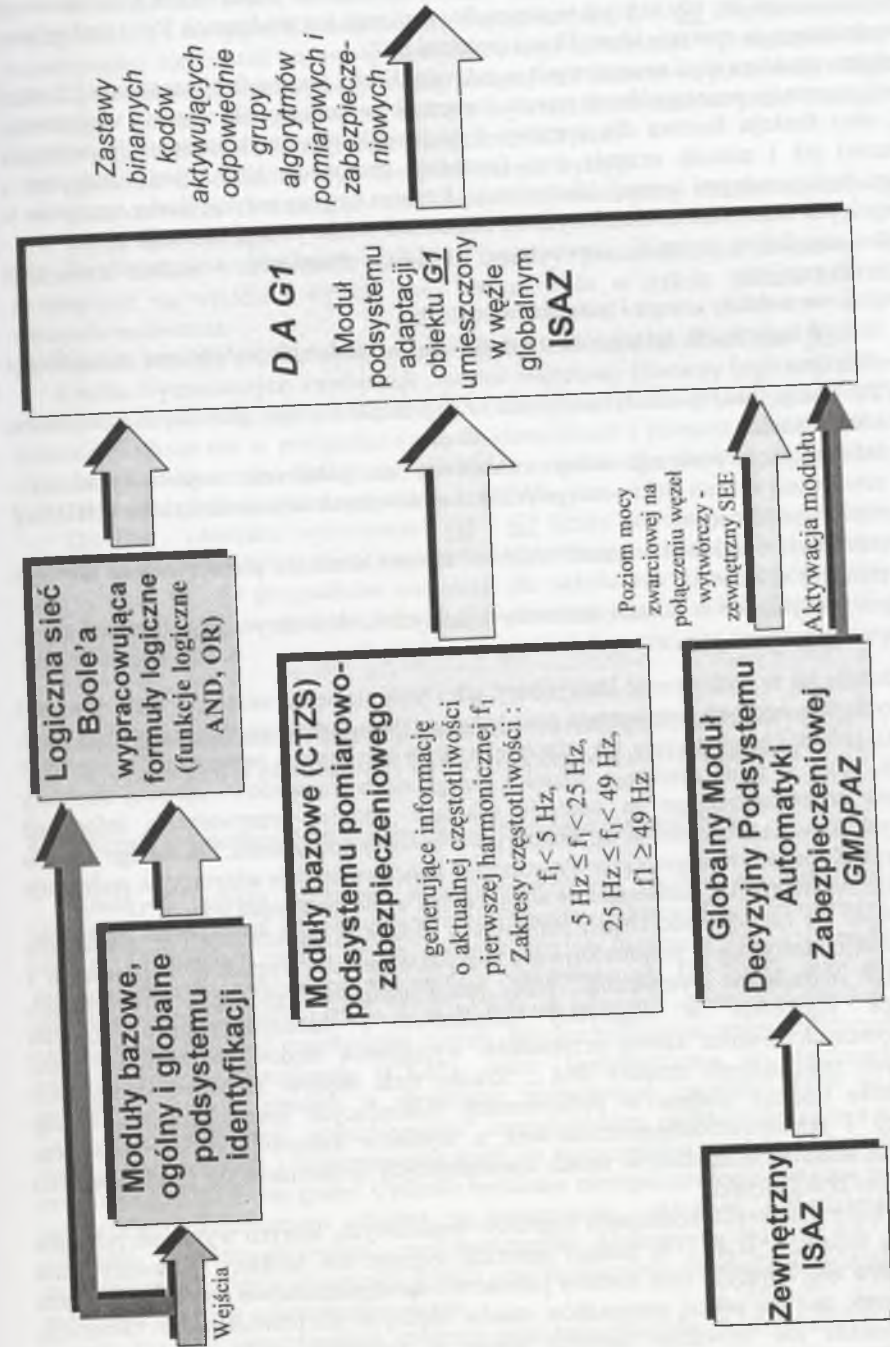
Wyznaczenie – przez eksperta – formuł logicznych na bazie decyzji pozyskiwanych z podsystemu identyfikacji, algorytmów pomiarowych oraz GMDPAZ wiąże się bezpośrednio z rozwiązaniem następujących zadań:

- określeniem stanów pracy obiektów cząstkowych wymagających zmian parametrów CTZS,
- wyznaczeniem parametrów aktywnych funkcji zabezpieczeniowych i pomiarowych CTZS dla określonych stanów pracy obiektów,
- przyjęciem sposobu generacji sygnału wyjściowego sieci neuronowych jako wyniku klasyfikacji formuł wejściowych.

Liczba i rodzaje stanów pracy obiektu cząstkowego wymagających zmian w aktywacji i parametryzacji algorytmów pomiarowych oraz zabezpieczeniowych jest ściśle powiązana ze stopniem złożoności danego obiektu. Najbardziej złożone z punktu widzenia automatyki zabezpieczeniowej i pomiarowej są obiekty wytwórcze G1 i G2, dla których wyznaczono po 43 stany pracy wymagające zmiany parametrów działania algorytmów realizujących funkcje pomiarowe i zabezpieczeniowe w CTZS.

Ze względu na dużą liczbę określonych stanów pracy obiektów cząstkowych wymagających przeparametryzowania CTZS bezpośrednia aktywacja z podsystemów realizujących operację adaptacji odpowiednich zestawów funkcji pomiarowo-zabezpieczeniowych wiązałaby się z bardzo dużą liczbą wyjść poszczególnych sieci neuronowych, stanowiących moduły odpowiedzialne za adaptację. Wiąże się to z dużymi trudnościami czasowo-obliczeniowymi w trakcie symulacji stanów pracy takich systemów, a w rozwiązaniach praktycznych dodatkowo powoduje nieuzasadniony wzrost stopnia złożoności tego podsystemu.

W celu wstępnej redukcji liczby neuronów w warstwach wyjściowych poszczególnych modułów funkcjonalnych odpowiedzialnych za realizację operacji adaptacji zaproponowano kodowanie (w postaci kombinacji zer i jedynek w kodzie dwójkowym) numerów aktualnie aktywowanych zestawów algorytmów pomiarowo-zabezpieczeniowych. Posunięcie to pozwala na znaczną redukcję liczby wyjść poszczególnych modułów podsystemu adaptacji, a ponadto minimalizuje liczbę wejść binarnych CTZS, zarezerwowanych dla sygnałów sterujących z podsystemu realizującego operację adaptacji. Przykładowo, dla podsystemu odpowiedzialnego za operację zabezpieczeniowo-sterującą obiektu wytwórczego G1 wyposażonego w osiem CTZS wprowadzenie kodowanych sygnałów aktywujących zestawy algorytmów zabezpieczeniowych i pomiarowych pozwala na redukcję liczby wyjść sieci neuronowej modułu DA G1 z 47 do 23 (rys. 6.5).



Rys. 6.5. Akwizycja informacji dla potrzeb modułu DA G1 realizującego operację adaptacji obiektu wytwórczego G1
Fig. 6.5. Information acquisition for the need of module DA G1 accomplishing adaptive operations of generating object G1

6.3.2. Przygotowanie bazy wiedzy dla celów uczenia i testowania podsystemu adaptacji

Sposób realizacji modułów *DA* .. poszczególnych obiektów cząstkowych analizowanego węzła wytwórczego jest taki sam jak w przypadku realizacji (na strukturach SSN) podsystemu odpowiedzialnego za operacje identyfikacji (rozdział 6. 2).

Przyjęta struktura sieci neuronowych w zakresie: liczby warstw (trójwarstwowa), funkcji aktywacji neuronów poszczególnych warstw (tangens hiperboliczny dla warstwy wejściowej i ukrytej oraz funkcja liniowa dla warstwy wyjściowej), typu wykorzystanych neuronów (perceptron) jak i metody uczenia sieci (wsteczna propagacja błędów) jest identyczna z modułami funkcjonalnymi operacji identyfikacji. Różnica dotyczy jedynie liczby neuronów w poszczególnych warstwach uzależnionych od złożoności rozpatrywanej operacji.

Jako zasadnicze czynniki „zewnętrznej” redukcji rozmiarów poszczególnych sieci neuronowych przyjęto:

- wejściowe wektory uczące i testujące w postaci:
 - formuł logicznych, wiążących wypracowane w modułach podsystemu identyfikacji decyzje,
 - informacji (decyzji identyfikacyjnych) z logicznych węzłów globalnych podsystemu identyfikacji,
 - informacji o poziomie mocy zwarciowej na połączeniu węzeł wytwórczy – zewnętrzny system elektroenergetyczny, uzyskiwanych za pośrednictwem *GMDPAZ* węzła wytwórczego,
 - informacji o zakresie częstotliwości, w którym aktualnie pracuje obiekt lub jego elementy składowe,
- sygnały wyjściowe w postaci zestawów binarnych kodów aktywujących odpowiednie grupy algorytmów pomiarowych i zabezpieczeniowych.

Podobnie jak w podsystemie identyfikacji tak i tutaj elementy wektorów wejściowych i wyjściowych stanowiących ciągi uczące oraz testujące mają postać wartości binarnych (zero lub jeden), jednak charakteryzują się znacznie większym stopniem przetworzenia danych i informacji, które w sobie zawierają. Różnica polega na braku wielowarstwowej struktury podsystemu odpowiedzialnego za operacje adaptacji. Stopień przetworzenia informacji wejściowych pozwala zrezygnować ze struktury warstwowej podsystemu; dla danego obiektu cząstkowego *K* rozpatrywanego węzła wytwórczego końcowe decyzje adaptacyjne podejmuje moduł funkcjonalny (*DAK*) umieszczony w logicznym węzle globalnym (rys. 5. 3).

Wzorując się na doświadczeniach nabytych w trakcie przygotowania baz wiedzy dla celów operacji identyfikacji przeanalizowano wszystkie zestawy sygnałów wejściowych i wyjściowych opisujących wyznaczone stany pracy analizowanego węzła wytwórczego, wymagające ingerencji w algorytmy pomiarowe i zabezpieczeniowe. Zostało przeanalizowanych również szereg przypadków wystąpienia błędów na wejściach sieci neuronowych realizujących moduły *DA*... Źródło tych błędów to przede wszystkim nieprawidłowe decyzje podjęte w podsystemach realizujących inne operacje (głównie identyfikacji i pomiarowo-zabezpieczeniowe), z wyników których korzysta podsystem adaptacji lub wskutek uszkodzeń w torach transmisyjnych (pojawianie się przekłamań lub tzw. sygnałów brakujących).

Duża liczba możliwych kombinacji sygnałów wejściowych, których wynikiem powinna być reakcja modułów *DA* .. w postaci generacji sygnału tzw. blokady, tj. wstrzymania zmiany kodów aktywujących inne zestawy pomiarowo-zabezpieczeniowe powoduje, że baza wiedzy uczącej zawiera więcej przypadków stanów błędnych niż prawidłowych. Generacja sygnału blokady nie wywołuje żadnych zmian w modułach wykonawczych *CTZS* odpowiedzialnych za realizację decyzji podsystemu adaptacji, tj. za nową parametryzację *CTZS* (w razie konieczności) oraz aktywację odpowiednich zestawów algorytmów

pomiarowych i zabezpieczeniowych. Dany terminal zabezpieczeniowy, dla którego został wygenerowany sygnał blokady, pracuje nadal w ostatnio aktywnej konfiguracji.

W załączniku pracy, w tabl. Z2 zostały zamieszczone przykładowe elementy bazy wiedzy uczącej i testującej dla sieci neuronowej realizującej *DA G1* obiektu cząstkowego *G1* rozpatrywanej elektrowni gazowo-parowej. Pewnego komentarza wymaga pierwszy wiersz tabl. Z2, zawierający wektory bazy wiedzy uczącej sieć neuronową podsystemu adaptacji. W pierwszym wierszu umieszczone są numery wyznaczonych stanów pracy danego obiektu cząstkowego węzła wytwórczego oraz stany określone jako:

- „blokada” dla obiektów wytwórczych (opisane wyżej),
- „stan czuwania”, oznaczający brak identyfikacji stanu pracy obiektu cząstkowego *UPW* węzła wytwórczego.

Natomiast ostatni wiersz tablicy zawiera numery poszczególnych wektorów uczących podawanych na wejścia i wyjścia sieci neuronowych w trakcie procesu ich uczenia, a następnie testowania.

Baza ucząca dla obiektu wytwórczego *G2* jest taka sama jak dla obiektu *G1*.

Liczba wyznaczonych kombinacji „wektor wejściowy (formuły logiczne i informacje) – wektor wyjściowy (decyzja o zmianie kodów aktywujących nowe konfiguracje *CTZS*)” jest znacznie większa niż w przypadku systemu identyfikacji i również zależna jest od stopnia złożoności strukturalnej i funkcjonalnej obiektu cząstkowego, determinującej liczbę stanów pracy wymagających przeparametryzowania *CTZS*.

Dla *DA*.. obiektów wytwórczych *G1* i *G2* liczba sekwencji wektorów bazy wiedzy wynosi 326, dla modułów funkcjonalnych dedykowanych obiektom wytwórczym *G3* i *G* odpowiednio 80 i 64 przypadków, natomiast dla układu potrzeb własnych ogólnych węzła wytwórczego *UPW* wynosi 46 sekwencji wyznaczonych formuł logicznych i zestawów kodów aktywujących.

6.4. Przeprowadzenie operacji pomiarowo-zabezpieczeniowych w Cyfrowych Terminalach Zabezpieczeniowo-Sterujących

6.4.1. Struktura podsystemu pomiarowo-zabezpieczeniowego ISAZ

Duża – z punktu widzenia elektroenergetycznej automatyki zabezpieczeniowej – złożoność strukturalna i funkcjonalna rozpatrywanej elektrowni gazowo-parowej (rys. 6. 1) zmusza do podziału całego węzła wytwórczego na fragmenty (obiekty cząstkowe), tzn. mogące pracować indywidualnie obiekty wytwórcze *G1, G2, G3, G* oraz pracujące na wspólne potrzeby obiekty ogólne, tj. układ potrzeb własnych ogólnych elektrowni *UPW*. Tak określonym obiektom cząstkowym zostały przyporządkowane grupy cyfrowych terminali zabezpieczeniowo-sterujących (*CTZS*), które rozmieszczone w logicznych węzłach bazowych obiektu pracują w strukturze rozproszonej (moduły *BMP* na rys. 3. 2). Dekompozycja operacji „zabezpieczenia” danego obiektu cząstkowego polega na rozdzieleniu funkcji pomiarowych i zabezpieczeniowych na poszczególne moduły funkcjonalne *CTZS* przynależnych do danej grupy. Cyfrowe terminale zabezpieczeniowo-sterujące przypisane są jednostkom elementarnym obiektu np. generatorowi, układowi wzbudzenia, układowi rozruchu częstotliwościowego, transformatorowi blokowemu itd., a ich liczba jest uzależniona od stopnia złożoności obiektu oraz konieczności zapewnienia wysokiego stopnia redundancji funkcji zabezpieczeniowych.

Na rys. 6. 6 przedstawiono strukturę powiązań modułów funkcjonalnych *Z11...Z11R* itd., odpowiedzialnych za przeprowadzenie zbioru operacji zabezpieczeniowych w ramach obiektu wytwórczego *G1*. Ponadto pokazano ich powiązania z punktami pomiarów

analogowych oraz moduły bazowe (poziomu elementarnego), wchodzące w skład CTZS, odpowiedzialne za realizację operacji identyfikacji (moduły ID...), a także moduły do zlokalizowania miejsca wystąpienia zakłócenia i określenia jego charakteru (moduły FID...).

Podział operacji zabezpieczeniowych realizowanych przez inteligentny system automatyki zabezpieczeniowej węzła wytwórczego ISAZ na podsystemy, złożone z modułów funkcjonalnych, a dedykowane obiektom cząstkowym, pozwala uzyskać ich dużą elastyczność. Elastyczność systemów zabezpieczeniowych rozumiana jest tutaj przede wszystkim jako konieczność jednoczesnej ingerencji jedynie w niektóre moduły funkcjonalne, tj. w moduły przypisane do obiektów elementarnych, w których nastąpiła zmiana warunków pracy, determinująca konieczność przeparametryzowania funkcji pomiarowych i zabezpieczeniowych. Pozostałe moduły zabezpieczeniowe CTZS danej grupy pracują przy nie zmienionych parametrach konfiguracyjnych.

Z uwagi na konieczność realizacji przez niektóre moduły funkcjonalne systemów zabezpieczeniowych złożonych algorytmów pomiarowych i zabezpieczeniowych związanych z adaptacją częstotliwościową (por. rozdział 5.2) przewiduje się wyposażenie modułów zabezpieczeniowych w dedykowane procesory. Zastosowanie takich procesorów zapewnia realizację w wymaganym krótkim czasie złożonych algorytmów zabezpieczeniowych lub pomiarowych, które wymagają dużej elastyczności w sposobie kształtowania i adaptowania charakterystyk rozruchowych i pomiarowych. W przypadku realizacji algorytmów o charakterystykach rozruchowych lub pomiarowych zależnych od aktualnej częstotliwości konieczna jest ich współpraca (w wewnętrznej strukturze CTZS) z algorytmem pomiarowym wyznaczającym estymatę aktualnej częstotliwości składowej podstawowej sygnałów pomiarowych; algorytmy pracują wówczas w trybie nadążnym, tzn. za zmianami częstotliwości następuje dopasowanie parametrów charakterystyk pomiarowych automatyki zabezpieczeniowej (rys. 6.7).

Terminale zabezpieczeniowe przypisane do poszczególnych obiektów elementarnych wyposażone są w moduły komunikacyjno-wykonawcze (człon wykonawczy operacji adaptacji na rys. 5.3), współpracujące bezpośrednio z podsystemem adaptacji w celu dostosowania konfiguracji funkcji zabezpieczeniowych i pomiarowych do aktualnych stanów pracy zabezpieczanego obiektu.

Każdy zestaw aktywnych funkcji zabezpieczeniowych charakteryzuje się odmienną konfiguracją, rozumianą zarówno w sensie rodzaju aktywnych algorytmów, jak i ich parametrów pracy. Jako parametry pracy przyjmuje się:

- sposób wstępnej obróbki wejściowych sygnałów pomiarowych określony rodzajem i właściwościami analogowego filtra antyaliasingowego,
- zmianę wartości częstotliwości próbkowania,
- zmianę parametrów cyfrowych filtrów ortogonalnych (liczby i wartości współczynników wagowych),
- określenie różnych progów rozruchowych wartości kryterialnych; dokonuje się tego w trybie off-line na etapie konfigurowania zestawów algorytmów pomiarowych i zabezpieczeniowych,
- stosowanie decyzji wielokryterialnych,
- zmianę parametrów charakterystyk funkcji zabezpieczeniowych (różnicowych, impedancyjnych),
- zmianę progów rozruchowych zabezpieczeń jednokryterialnych w zależności od przedziału częstotliwości, w którym aktualnie pracuje zabezpieczany obiekt; zmiany te dokonywane są w trybie rzeczywistym (nadążnym), tj. w czasie pracy systemu ISAZ,

- uaktywnienie algorytmów o nadążnej modyfikacji charakterystyk rozruchowych i pomiarowych w zależności od aktualnej częstotliwości,
- konieczność wymiany informacji z innymi algorytmami zabezpieczeniowymi czy też pomiarowymi w obrębie własnego terminalu lub poprzez komunikację z sąsiednimi CTZS.

6.4.2. Cyfrowe algorytmy pomiarowe i zabezpieczeniowe aktywne w szerokim zakresie zmian częstotliwości

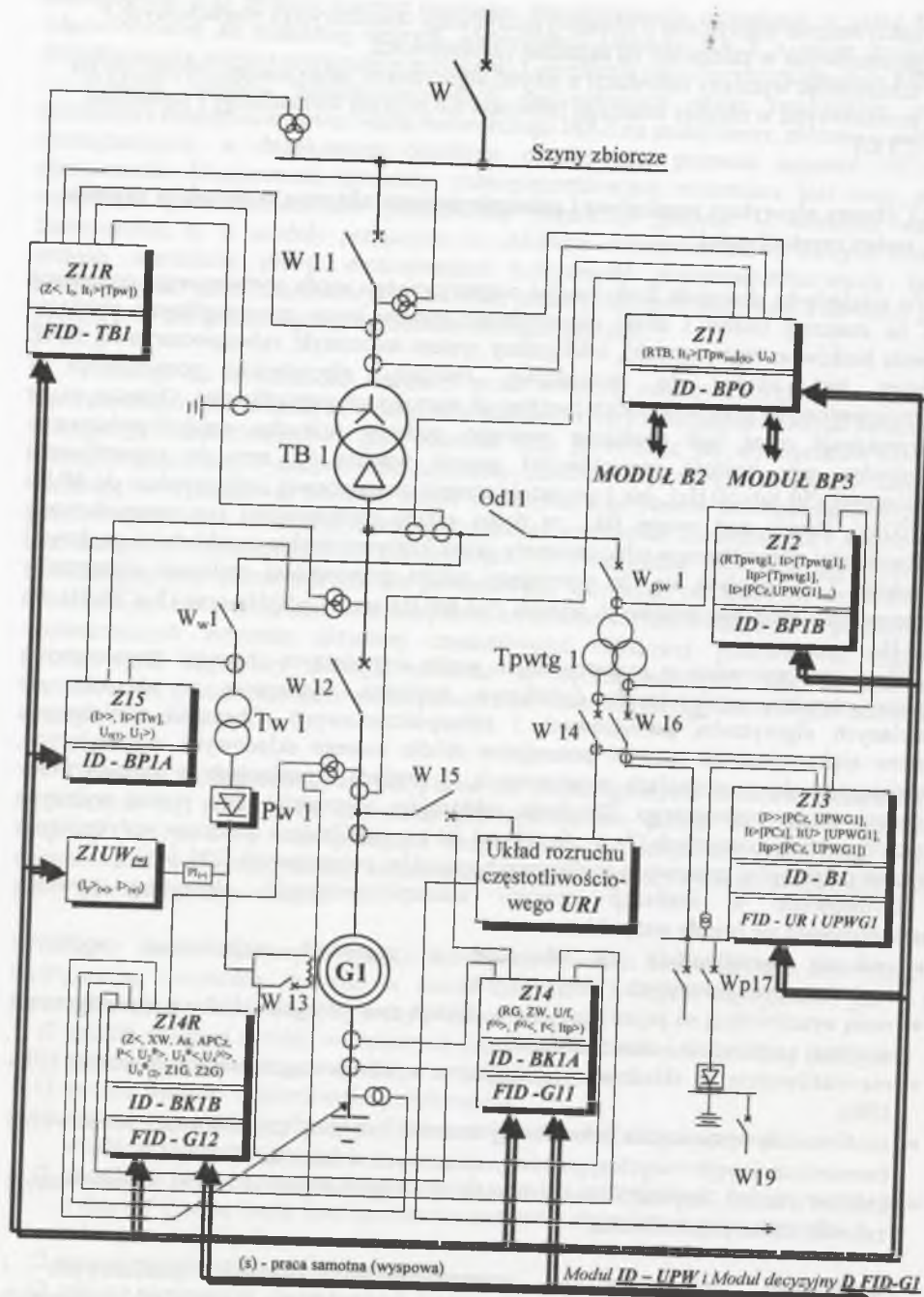
Ze względu na złożoność funkcjonalną rozpatrywanego węzła wytwórczego, polegającą m.in. na znacznej liczbie i dużej różnorodności stanów pracy poszczególnych obiektów (głównie bloków energetycznych), inteligentny system automatyki zabezpieczeniowej ISAZ powinien być zdolny do prawidłowej realizacji algorytmów pomiarowych i zabezpieczeniowych przy wszystkich możliwych wartościach częstotliwości. Oznacza to, że to wymaganie musi być spełnione zarówno podczas rozruchu częstotliwościowego generatorów, gdy wartość częstotliwości powoli wzrasta od zera do częstotliwości znamionowej (50 lub 60 Hz), jak i po przekroczeniu znamionowej (odpowiednio do 60 Hz lub 70 Hz). Biorąc pod uwagę fakt, że dolny zakres częstotliwości jest uwarunkowany możliwościami prawidłowego odwzorowania przez konwencjonalne przekładniki prądowe i napięciowe [23], zakłada się, że wymagany zakres poprawności realizacji algorytmów pomiarowych i zabezpieczeniowych wynosi (5 + 60) Hz przy $f_n=50$ Hz oraz (5 + 70) Hz dla $f_n=60$ Hz.

Silnie zaakcentowana w rozpatrywanym węźle wytwórczym obecność tyrystorowych układów sterująco-regulacyjnych dodatkowo zwiększa wymagania w stosunku do omawianych algorytmów pomiarowych i zabezpieczeniowych. Obecność nieliniowych układów elektronicznych stanowi potencjalne źródło szeregu składowych zakłócających, pojawiających się w sygnałach pomiarowych, tj. prądach i napięciach w stanach pracy normalnej węzła wytwórczego. Składowe zakłócające najczęściej mają postać wyższych harmonicznych nieparzystych (5-, 7-, 9-, 11- tej itd.) o amplitudach znacząco wpływających na kształt przebiegów czasowych analogowych sygnałów pomiarowych [23], [45].

Zastosowane w realizacji operacji zabezpieczeniowych algorytmy powinny charakteryzować się przede wszystkim:

- znikomą wrażliwością na obecność w sygnałach wejściowych wyższych harmonicznych parzystych i nieparzystych,
- małą wrażliwością na pojawiającą się w stanach zwarciovych składową aperiodyczną o znacznej amplitudzie i czasie zanikania,
- niewrażliwością na składowe oscylacyjne o wysokich częstotliwościach (rzędu kilku kHz),
- możliwością wyznaczenia prawidłowej wartości estymaty częstotliwości podstawowej harmonicznej wejściowych sygnałów pomiarowych w zakresie (5 + 70) Hz,
- krótkim czasem estymacji wartości wielkości kryterialnych w całym rozpatrywanym zakresie zmian częstotliwości.

Zasadniczym problemem w przeprowadzaniu operacji pomiarowych i zabezpieczeniowych jest konieczność określania w krótkich przedziałach czasowych aktualnej wartości estymaty częstotliwości podstawowej harmonicznej sygnałów pomiarowych. Metoda wyznaczania wartości aktualnej częstotliwości powinna również umożliwić obliczenie – w krótkim czasie – wartości estymat wielkości kryterialnych wykorzystywanych przez funkcje zabezpieczeniowe.



Rys. 6.6. Struktura powiązań CTZS obiektu wytwórczego *GI* w logicznych węzłach podstawowych ISAZ rozpatrywanej elektrowni
 Fig. 6.6. Connection structure of the CTZS dedicated to generating object *GI* at the logical fundamental nodes of ISAZ of the selected power generating station

- Z... – moduły funkcjonalne podsystemu pomiarowo-zabezpieczeniowego obiektu wytwórczego *GI*
- ID... – moduły bazowe (poziomu elementarnego) odpowiedzialne za realizację operacji identyfikacji
- FID... – moduły odpowiedzialne za analizę zakłóceń i określenia miejsca jego wystąpienia

Zakłada się, że:

- maksymalny czas wyznaczenia nowej estymaty częstotliwości nie powinien przekraczać jednego okresu składowej podstawowej sygnału wejściowego o ostatnio wyznaczonej częstotliwości,
- powtarzalność procesu estymacji wartości częstotliwości pierwszej harmonicznej sygnałów wejściowych nie powinna przekraczać dwóch do trzech okresów sygnału wejściowego o aktualnie wyznaczonej częstotliwości,
- maksymalny czas estymacji wartości wielkości zabezpieczeniowych nie powinien przekraczać aktualnego okresu składowej podstawowej sygnału pomiarowego.

Można to osiągnąć poprzez wykorzystanie danych lub informacji przetworzonych w procesie estymacji częstotliwości przez algorytmy pomiarowe lub zabezpieczeniowe. W analizowanym przypadku zastosowano algorytm wyznaczający wartość estymaty częstotliwości pracujący przy stałej częstotliwości próbkowania, wykorzystujący składowe ortogonalne wejściowego sygnału pomiarowego napięciowego. Zasada pomiaru jest oparta na śledzeniu położenia fazona sygnału napięciowego (jego składowej podstawowej) na płaszczyźnie zespolonej w interwałach czasu wyznaczonych aktualnym okresem składowej podstawowej. Składowe ortogonalne sygnału pomiarowego uzyskuje się za pomocą pary pełnookresowych filtrów o oknach pomiarowych w postaci funkcji sinus i cosinus. Zastosowanie filtracji cyfrowej pozwala wyeliminować lub zminimalizować wpływ składowych zakłócających na dokładność pomiaru częstotliwości. Znajomość aktualnych wartości składowych ortogonalnych podstawowej harmonicznej sygnału wejściowego umożliwia wyznaczenie parametrów fazona sygnału odwzorowującego jego położenie na płaszczyźnie zespolonej. Opracowanie skutecznych algorytmów estymujących wartości aktualnej częstotliwości pierwszej harmonicznej w szerokim zakresie zmian częstotliwości sygnałów pomiarowych wykorzystywanych w elektroenergetycznej automatyce zabezpieczeniowej zostało zrealizowane przez autora w rozprawie doktorskiej [23]. Znajomość aktualnej wartości estymaty częstotliwości pierwszej harmonicznej jest warunkiem koniecznym parametryzacji algorytmów pomiarowych i zabezpieczeniowych, np. przez określenie liczby i wartości współczynników wagowych filtrów ortogonalnych w przypadku algorytmów wykorzystujących splot z funkcjami ortogonalnymi.

Poniżej zostaną przedstawione cztery zestawy - podzielone na dwie grupy - algorytmów realizujących wybrane (proste i złożone) funkcje zabezpieczeniowe i pomiarowe proponowane do zastosowania w ISAZ rozpatrywanego węzła wytwórczego.

Grupa pierwsza:

- zestaw algorytmów wykorzystujących składowe ortogonalne sygnałów wejściowych wyznaczone na podstawie pełnookresowej filtracji ortogonalnej o oknach filtrów w postaci funkcji sinus i cosinus [70], [82],
- zestaw algorytmów wykorzystujących przesunięte w czasie składowe ortogonalne sygnałów wejściowych wyznaczone na podstawie pełnookresowych filtrów sinus i cosinus; charakteryzują się one małą lub niewrażliwością na zmiany częstotliwości sygnału pomiarowego [70].

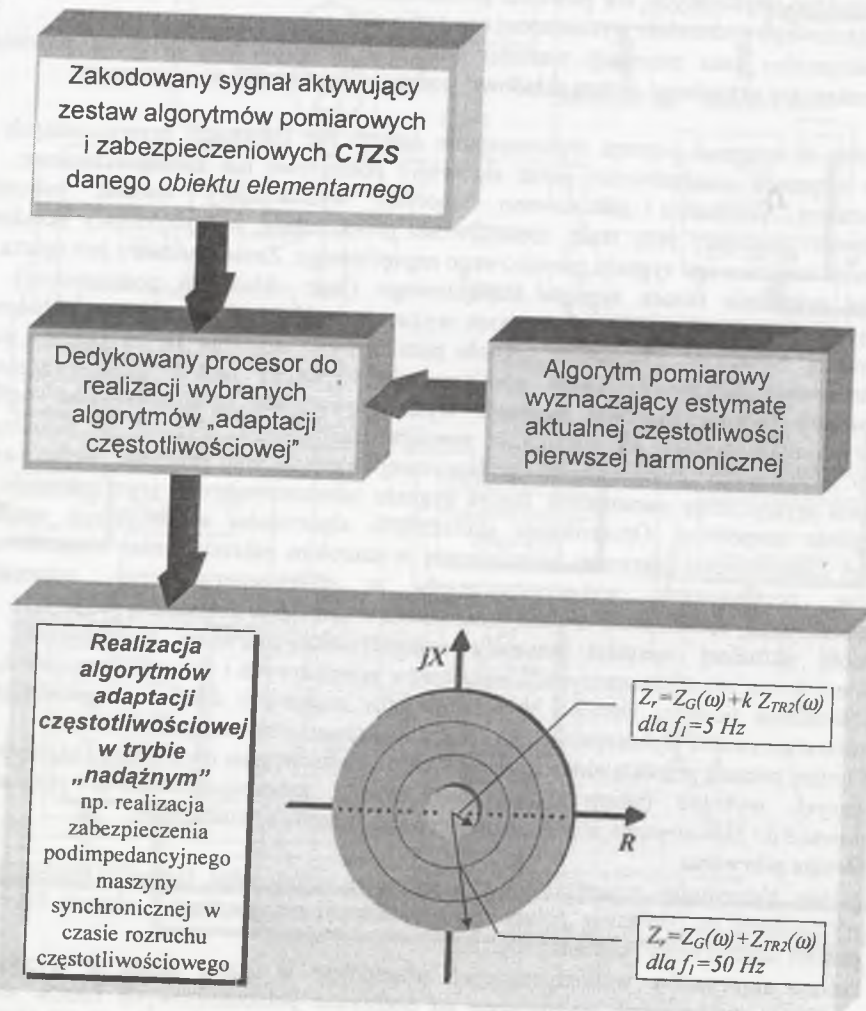
Grupa druga:

- zestaw algorytmów opartych na składowych ortogonalnych uzyskanych metodą przesunięcia sygnału [75],
- zestaw algorytmów wykorzystujących równanie różniczkowe pierwszego rzędu modelu obwodu zwarciovego [75].

Przeanalizowana została dokładność wyznaczenia estymat następujących wielkości:

a) funkcje proste:

- odchyłka częstotliwości oraz składowe fazora, tj. amplituda i faza pierwszej harmonicznej sygnału napięciowego fazowego,
- amplituda i faza pierwszej harmonicznej sygnału prądowego fazowego,



Rys. 6.7. Przykład realizacji złożonej funkcji zabezpieczeniowej w trybie „adaptacji częstotliwościowej”
Fig. 6.7. Example of the realization of a compound protective function in the frequency adaptation mode

b) funkcje złożone:

- częstotliwości pierwszej harmonicznej,
- wartości modułu impedancji fazowej składowej podstawowej,
- wartości kąta impedancji fazowej składowej podstawowej,
- rezystancji fazowej podstawowej harmonicznej,
- reaktancji fazowej podstawowej harmonicznej,
- mocy czynnej fazowej składowej podstawowej,
- mocy biernej fazowej składowej podstawowej.

Powyższe wielkości wyznaczono dla różnych założonych wartości częstotliwości i postaci wejściowych sygnałów pomiarowych.

GRUPA PIERWSZA ALGORYTMÓW POMIAROWYCH I ZABEZPIECZENIOWYCH WYKORZYSTUJĄCYCH SKŁADOWE ORTOGONALNE UZYSKANE PRZEZ SPLOT SYGNAŁÓW WEJŚCIOWYCH Z FUNKCJAMI SINUS I COSINUS

Wyznaczenie dyskretnych wartości estymat napięć i prądów pierwszych harmonicznych sygnałów wejściowych dokonuje się poprzez spłot z pełnookresowymi filtrami ortogonalnymi o oknach w postaci funkcji sinus i cosinus. Częstotliwość funkcji tworzących okna pomiarowe filtrów jest równa estymacie aktualnie wyznaczonej częstotliwości pierwszej harmonicznej sygnału pomiarowego. W przypadku gdy stosunek częstotliwość próbkowania do aktualnie wyznaczonej częstotliwość podstawowej harmonicznej nie jest liczbą naturalną, jako częstotliwość funkcji filtrów przyjmuje się najbliższą wartość gwarantującą naturalną liczbę współczynników wagowych w oknie filtru [19], [23].

Wyznaczanie częstotliwości składowej podstawowej sygnału pomiarowego na podstawie śledzenia położenia jego fazora na płaszczyźnie fazowej (zespolonej)

Idea wyznaczenia częstotliwości f_1 sygnału pomiarowego bazuje na porównaniu położenia fazora tego sygnału na płaszczyźnie fazowej w dwóch ściśle określonych chwilach czasu oddalonych od siebie o czas T_1 – odpowiadający aktualnie wyznaczonemu okresowi składowej podstawowej sygnału. Jako sygnał wykorzystywany do estymacji wartości częstotliwości przyjęto napięcie, ponieważ ze względu na charakter zabezpieczanego obiektu oczekuje się w nim mniejszej obecności składowych zakłócających.

Mając dany sygnał napięciowy o pulsacji $\omega_1^{(p)}$ (zmieniającej się w zakresie $31 \div 440$ rad/s), można jego położenie na płaszczyźnie fazowej w chwili początkowej $t=t_p$ określić za pomocą wartości kąta początkowego α_p wyznaczonej z zależności :

$$x(t_p) = X_{1m} \sin(\omega_1^{(p)} t_p + \alpha_p), \quad (6.1)$$

jeżeli w chwili czasu $t_k = t_p + T_1 = t_p + \frac{2\pi}{\omega_1^{(p)}}$ wyznaczona wartość kąta położenia fazora sygnału na płaszczyźnie fazowej wynosi :

$$\alpha_k = \alpha_p + \int_{t_p}^{t_p + T_1} \omega_1^{(p)} dt = \alpha_p + k 2\pi \equiv \alpha_p \quad k = 1, 2, 3, \dots, \quad (6.2)$$

to częstotliwość sygnału $x(t)$ w tym czasie nie uległa zmianie lub jest wielokrotnością częstotliwości $f_1^{(p)}$. Zatem jeżeli

$$\alpha_k - \alpha_p = 0, \text{ to } f_1^{(k)} = kf_1^{(p)}. \quad (6.3)$$

W przypadku, gdy $\alpha_k \neq \alpha_p + k2\pi$, zmianie uległa częstotliwość analizowanego sygnału, tj. :

$$\alpha_k = \alpha_p + \int_{t_p}^{t_p+T_1} (\omega_1^{(p)} + \Delta\omega_1^{(p)}) dt = \alpha_p + k\omega_1^{(p)}T_1 + k\Delta\omega_1^{(p)}T_1 = \alpha_p + k2\pi + k2\pi \frac{\Delta f_1^{(p)}}{f_1^{(p)}} \equiv \alpha_p + k2\pi \frac{\Delta f_1^{(p)}}{f_1^{(p)}}. \quad (6.4)$$

Zatem

$$\alpha_k - \alpha_p = k2\pi \frac{\Delta f_1^{(p)}}{f_1^{(p)}}, \quad (6.5)$$

stąd odchylenie częstotliwości sygnału pomiarowego w chwili $t_k = t_p + T_1$ od częstotliwości $f_1^{(p)}$ aktualnej dla chwili t_p wynosi :

$$\Delta f_1^{(p)} = \frac{\alpha_k - \alpha_p}{2\pi} f_1^{(p)}. \quad (6.6)$$

W tej sytuacji wyznaczenie częstotliwości składowej podstawowej sygnału pomiarowego w chwili t_k sprowadza się do zależności :

$$f_1^{(k)} = f_1^{(p+1)} = f_1^{(p)} + \Delta f_1^{(p)} = f_1^{(p)} + \frac{\alpha_k - \alpha_p}{2\pi} f_1^{(p)} = f_1^{(p)} \left(1 + \frac{\alpha_k - \alpha_p}{2\pi} \right). \quad (6.7)$$

Algorytm wyznaczenia aktualnej wartości estymaty częstotliwości sygnału pomiarowego sprowadza się do wyznaczenia położenia fazora sygnału wejściowego w dwóch momentach czasu :

1. W chwili początkowej t_p pomiaru, której odpowiada kąt początkowy α_p .
 2. W chwili końcowej t_k pomiaru, której odpowiada kąt końcowy α_k ,
- przy czym przedział czasu pomiędzy chwilą końcową i początkową równy jest okresowi sygnału o częstotliwości $f_1^{(p)}$.

Ponieważ w trakcie rozruchu częstotliwościowego bloków wytwórczych z turbinami gazowymi częstotliwość sygnałów pomiarowych ulega zmianom w najszerszym zakresie (0 + 50) Hz, określono szybkość zmian częstotliwości w czasie, tj. df_1/dt dla tego procesu. Zakładając w przybliżeniu liniową zmianę częstotliwości składowej podstawowej w czasie rozruchu częstotliwościowego – który dla bloków z turbinami gazowymi wynosi około trzech minut [9] – można wyznaczyć wartość df_1/dt . W tym przypadku przyrost częstotliwości wynosi zatem około 278 mHz/s; w tabl. 6.1 przedstawiono dla przykładowych częstotliwości sygnału wejściowego odpowiadające im maksymalne wartości zmian częstotliwości pierwszej harmonicznej Δf_1 sygnału w czasie jednego okresu składowej podstawowej.

Tablica 6.1

Maksymalne wartości odchylenia częstotliwości sygnału pomiarowego w zależności od okresu jego składowej podstawowej

Częstotliwość pierwszej harmonicznej f_1	Okres pierwszej harmonicznej sygnału pomiarowego T_1	Maksymalna zmiana częstotliwości Δf_1 sygnału
[Hz]	[ms]	[mHz]
5	200	56
20	50	13.9
50	20	5.6
70	14.29	4

Przechodząc do realizacji cyfrowej omawianego algorytmu należy określić sposób wyznaczania kątów α_k i α_p położenia fazora sygnału pomiarowego $x(t)$ w dyskretnych chwilach czasu t_p oraz t_k . Algorytm estymacji aktualnej wartości częstotliwości sygnałów pomiarowych ma być wykorzystany w systemie ISAZ dla złożonych obiektów wytwórczych wyposażonych m.in. w układy rozruchu częstotliwościowego, powinien zatem charakteryzować się następującymi cechami :

- niewrażliwością na obecność w sygnałach wejściowych wyższych harmonicznych. Obecność harmonicznych parzystych jak i nieparzystych – o znaczących udziałach – wywołana jest zarówno obecnością w zabezpieczonym obiekcie nieliniowych półprzewodnikowych układów przekształtnikowych, jak i nieliniowości magnetycznych w układach i urządzeniach elementarnych obiektu złożonego [23];
- małą wrażliwością na obecność w wejściowych sygnałach analogowych składowej nieokresowej;
- krótkim czasem stabilizacji wyniku estymacji po skokowym zaburzeniu sygnału wejściowego. Zakłada się, że czas ten nie powinien przekraczać wartości jednego okresu aktualnie wyznaczonej pierwszej harmonicznej f_1 sygnału;
- możliwością wykorzystania danych przetworzonych w celu estymacji aktualnej wartości częstotliwości f_1 przez inne algorytmy pomiarowe i zabezpieczeniowe. Uzyskuje się w ten sposób pewną spójność algorytmów, jak i prostotę ich implementacji w układach rzeczywistych.

Mając na uwadze powyższe założenia zdecydowano się na wybór pary filtrów ortogonalnych jako środka do estymacji aktualnej częstotliwości sygnałów wejściowych. Jako filtry ortogonalne wybrano filtry o funkcjach okien pomiarowych sinus i cosinus, przy czym zarówno długość okien pomiarowych T_w , jak i częstotliwości funkcji tworzących okna pomiarowe f_0 jest zmienna i dopasowana odpowiednio do aktualnego okresu pierwszej harmonicznej T_1 oraz do jej częstotliwości f_1 . Dla powyższych założeń dotyczących filtrów ortogonalizujących, tj. :

- dla chwili początkowej t_p danego cyklu estymacji wartości częstotliwości przyjmuje się następujące parametry filtrów

$$T_w^{(p)} = T_1^{(p)}, \quad f_0^{(p)} = f_1^{(p)},$$

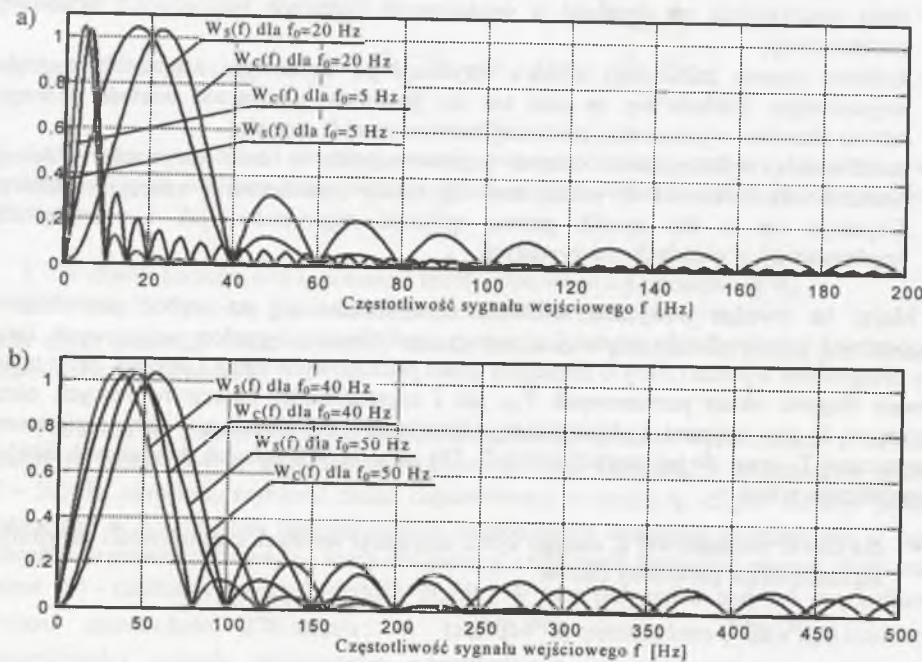
- dla chwili końcowej t_k tego cyklu pomiarowego przyjmuje się:

$$T_w^{(k)} = T_w^{(p+1)} = 1/f_0^{(p+1)}, \quad f_0^{(k)} = f_0^{(p+1)} = f_1^{(p)} + \Delta f_1^{(p)},$$

gdzie: $T_w^{(p)}$ – długość okna pomiarowego filtru ortogonalnego przyjęta dla danego cyklu pomiaru częstotliwości,
 $T_1^{(p)}$ – okres pierwszej harmonicznej sygnału wejściowego w chwili t_p rozpoczęcia danego cyklu pomiarowego,
 $f_0^{(p)}$ – częstotliwość funkcji sinus i cosinus okien pomiarowych filtrów ortogonalnych w trakcie trwania danego cyklu pomiaru częstotliwości,
 $f_1^{(p)}$ – częstotliwość pierwszej harmonicznej sygnału wejściowego w chwili t_p rozpoczęcia danego cyklu pomiarowego,
 $T_w^{(k)}, T_w^{(p+1)}$ – długość okna pomiarowego filtru ortogonalnego przyjęta dla następnego cyklu pomiaru częstotliwości,
 $f_0^{(k)}, f_0^{(p+1)}$ – częstotliwość funkcji sinus i cosinus okien pomiarowych filtrów ortogonalnych w trakcie trwania następnego cyklu pomiaru częstotliwości,
 $\Delta f_1^{(p)}$ – zmiana częstotliwości pierwszej harmonicznej sygnału wejściowego w trakcie danego cyklu jej pomiaru,

zapewnia się eliminację lub skuteczne tłumienie z sygnałów pomiarowych składowych zakłócających – szczególnie wyższych harmonicznych i składowej nieokresowej – poprzez nadajne (za zmianami częstotliwości) dopasowywanie się widm amplitudowych filtrów ortogonalnych.

Na rysunku 6.8 przedstawiono unormowane moduły widm amplitudowych filtrów ortogonalnych sinus i cosinus dla kilku wybranych częstotliwości funkcji okna f_0 przy częstotliwości próbkowania $f_s=1000$ Hz. Jak wynika z przedstawionych charakterystyk, wzrost wartości częstotliwości f_0 powoduje rozszerzenie pasma przewodzenia filtrów.



Rys. 6.8. Unormowane moduły widm amplitudowych filtrów ortogonalnych sinus i cosinus
 Fig. 6.8. Normalized modules of amplitude spectrums of sine and cosine orthogonal filter

Z kolei, dla danej częstotliwości sygnału wejściowego znajdującej się w zakresie wstęg bocznych filtrów, skuteczność tłumienia jego amplitudy maleje ze wzrostem wartości f_0 . Należy zatem dążyć do tego, aby filtry ortogonalne były ściśle dopasowane do aktualnej częstotliwości sygnału wejściowego, w przeciwnym razie następuje znaczne pogorszenie się ich własności filtracyjnych.

Podając dyskretny sygnał wejściowy:

$$x(n) = X_{1m} \sin(\omega_1 n T_i + \alpha) \quad (6.8)$$

omówionej wyżej filtracji ortogonalnej, uzyskuje się – niezależnie od jego częstotliwości – dwa sygnały wzajemnie ortogonalne, stanowiące odpowiedzi filtru cosinus i sinus. Dla dyskretnej chwili nT_i odpowiadającej czasowi t_p początku danego cyklu pomiaru częstotliwości otrzymuje się:

$$y_c(n) = W_c(f_1^{(p)}) X_{1m} \sin[\omega_1^{(p)} n T_i + \alpha + \beta(f_1^{(p)})],$$

$$y_s(n) = W_s(f_1^{(p)}) X_{1m} \sin\left[\omega_1^{(p)} n T_i + \alpha + \beta(f_1^{(p)}) + \frac{\pi}{2}\right]$$

$$= W_s(f_1^{(p)}) X_{1m} \cos[\omega_1^{(p)} n T_i + \alpha + \beta(f_1^{(p)})]. \quad (6.9)$$

Następnie wyznacza się, na bazie znajomości składowych ortogonalnych sygnału, jego położenie na płaszczyźnie fazowej dla dwóch dyskretnych chwil czasu, określających odpowiednio początek i koniec danego cyklu estymacji aktualnej wartości częstotliwości sygnału.

Dla chwili $t_p = nT_i$ wyznaczającej początek cyklu pomiarowego uzyskuje się:

$$\arctg \left[\frac{y_c(n) W_s(f_1^{(p)})}{y_s(n) W_c(f_1^{(p)})} \right] = \omega_1^{(p)} n T_i + \alpha + \beta(f_1^{(p)}) = \gamma^{(p)}, \quad (6.10)$$

natomiast dla chwili $t_k = (n+K)T_i$, gdzie czas KT_i odpowiada okresowi składowej podstawowej sygnału wejściowego o częstotliwości $f_1^{(p-1)}$ wyznaczonej w poprzednim cyklu pomiarowym, składowe ortogonalne wyznacza się z zależności:

$$y_c(n+K) = W_c(f_1^{(p)} + \Delta f_1^{(p)}) X_{1m} \sin[(\omega_1^{(p)} + \Delta \omega_1^{(p)})(n+K)T_i + \alpha + \beta(f_1^{(p)} + \Delta f_1^{(p)})],$$

$$y_s(n+K) = W_s(f_1^{(p)} + \Delta f_1^{(p)}) X_{1m} \cos[(\omega_1^{(p)} + \Delta \omega_1^{(p)})(n+K)T_i + \alpha + \beta(f_1^{(p)} + \Delta f_1^{(p)})], \quad (6.11)$$

a po przekształceniach uzyskuje się:

$$y_c(n+K) = W_c(f_1^{(p)} + \Delta f_1^{(p)}) X_{1m} \sin[(\omega_1^{(p)})(n+K)T_i + \alpha + \beta(f_1^{(p)}) + \Delta \omega_1^{(p)}(n+K)T_i + \beta(\Delta f_1^{(p)})],$$

$$y_s(n+K) = W_s(f_1^{(p)} + \Delta f_1^{(p)}) X_{1m} \cos[(\omega_1^{(p)})(n+K)T_i + \alpha + \beta(f_1^{(p)}) + \Delta \omega_1^{(p)}(n+K)T_i + \beta(\Delta f_1^{(p)})], \quad (6.12)$$

gdzie :

- $f_1^{(p)}$, $\omega_1^{(p)}$ – częstotliwość i pulsacja składowej podstawowej sygnału na początku danego cyklu pomiarowego w dyskretnej chwili nT_i ,
- $\Delta f_1^{(p)}$, $\Delta \omega_1^{(p)}$ – zmiana częstotliwości lub pulsacji składowej podstawowej sygnału pomiarowego w dyskretnej chwili $(n+K)T_i$, odniesiona do częstotliwości składowej podstawowej $f_1^{(p)}$ obowiązującej dla dyskretnej chwili nT_i ,
- $W_c(f_1^{(p)})$, $W_s(f_1^{(p)})$ – wartości współczynników wzmocnienia filtrów ortogonalnych cosinus i sinus dla sygnału pomiarowego o wartości $f_1^{(p)}$,
- $W_c(f_1^{(p)} + \Delta f_1^{(p)})$, $W_s(f_1^{(p)} + \Delta f_1^{(p)})$ – zmiana wartości współczynników wzmocnienia filtrów ortogonalnych cosinus i sinus na skutek odchylenia częstotliwości sygnału pomiarowego (jego pierwszej harmonicznej) od wartości $f_1^{(p)}$,
- $\beta(f_1^{(p)})$ – wartość kąta przesunięcia fazowego sygnału wejściowego o częstotliwości $f_1^{(p)}$ przez filtr cosinus,
- $\beta(\Delta f_1^{(p)})$ – zmiana wartości przesunięcia fazowego sygnału wejściowego przez filtr cosinus na skutek odchylenia częstotliwości sygnału wejściowego o wartość $\Delta f_1^{(p)}$.

Wyznaczając położenie fazonu sygnału wejściowego na płaszczyźnie fazowej w dyskretnej chwili $(n+K)T_i$ uzyskuje się :

$$\arctg \left[\frac{y_c(n+K)W_s(f_1^{(p)} + \Delta f_1^{(p)})}{y_s(n+K)W_c(f_1^{(p)} + \Delta f_1^{(p)})} \right] = \omega_1^{(p)}(n+K)T_i + \alpha + \beta(f_1^{(p)}) + \Delta \omega_1^{(p)}(n+K)T_i + \beta(\Delta f_1^{(p)}) = \omega_1^{(p)}nT_i + \alpha + \beta(f_1^{(p)}) + \omega_1^{(p)}KT_i + \Delta \omega_1^{(p)}(n+K)T_i + \beta(\Delta f_1^{(p)}) \quad (6.13)$$

Ponieważ $\omega_1^{(p)}KT_i = 2\pi$ oraz $\text{tg}(\alpha) = \text{tg}(\alpha + k\pi)$ dla $k=1, 2, \dots$ to

$$\arctg \left[\frac{y_c(n+K)W_s(f_1^{(p)} + \Delta f_1^{(p)})}{y_s(n+K)W_c(f_1^{(p)} + \Delta f_1^{(p)})} \right] = \omega_1^{(p)}nT_i + \alpha + \beta(f_1^{(p)}) + 2\pi \frac{\Delta f_1^{(p)}}{f_1^{(p)}} + \beta(\Delta f_1^{(p)}) = \gamma^{(p)} + 2\pi \frac{\Delta f_1^{(p)}}{f_1^{(p)}} + \beta(\Delta f_1^{(p)}) \quad (6.14)$$

Wykorzystując powyższe zależności, estymatę aktualnej częstotliwości składowej podstawowej sygnału wejściowego w dyskretnej chwili $t_k = (n+K)T_i$ wyznacza wzór :

$$f_1^{(k)} = f_1^{(p+1)} = f_1^{(p)} \left(1 + \frac{\alpha_k - \alpha_p}{2\pi} \right) = f_1^{(p)} + \Delta f_1^{(p)} + \frac{1}{2\pi} f_1^{(p)} \beta(\Delta f_1^{(p)}) = f_1^{(p)} + \Delta f_1^{(p)} + \Delta \beta \quad (6.15)$$

Porównując zależności (6.7) i (6.15) dostrzega się dodatkowy człon $\Delta \beta$ uwzględniający wpływ zmian kąta przesunięcia fazowego sygnału wejściowego, wprowadzanych przez filtry ortogonalne, na poprawność estymacji częstotliwości składowej podstawowej sygnału. Wartości przyjmowane przez człon $\Delta \beta$ uzależnione są od czasu pomiędzy początkiem a końcem rozpatrywanego cyklu pomiaru częstotliwości oraz od szybkości zmian częstotliwości sygnału w tym przedziale czasu. Jak już wspomniano, w przypadku złożonych obiektów wytwórczych z rozruchem częstotliwościowym szybkość zmian częstotliwości w czasie ma charakter liniowy i nie przekracza wartości 278 mHz/s. Przyjmując, że jeden cykl

estymacji częstotliwości sygnału pomiarowego jest równy okresowi aktualnie wyznaczonej częstotliwości sygnału, tj. $t_k - t_p = T_1^{(p)}$ oraz ze przesunięcia kątowne wprowadzane przez zastosowane filtry ortogonalne sinus i cosinus wynoszą odpowiednio :

dla filtru cosinus $\varphi_c(f) = \pi f T_w$,

dla filtru sinus $\varphi_s(f) = \frac{\pi}{2} + \pi f T_w$,

można wyznaczyć wartości maksymalne błędu kątownego $\beta(\Delta f_1^{(p)})$ oraz błędu estymacji częstotliwości $\Delta \beta$.

W tabelicy 6.2 przedstawiono wartości tych błędów dla wybranych częstotliwości składowej podstawowej $f_1^{(p)}$ sygnału w chwili początkowej cyklu pomiarowego. Z przytoczonych danych wynika, że wartość błędu kątownego $\beta(\Delta f_1^{(p)})_{\max}$ jest duża - równa połowie aktualnej wartości $\Delta \alpha_{\max}$. Jednak ze wzrostem częstotliwości sygnału pomiarowego $f_1^{(p)}$ błąd estymacji częstotliwości $\Delta \beta_{\max}$ maleje i w odniesieniu do rzeczywistej wartości częstotliwości sygnału nie przekracza jednego procenta. Zmniejszanie się błędu estymacji częstotliwości $\Delta \beta_{\max[\%]}$ ze względu na zmianę przesunięcia kątownego filtrów ortogonalnych jest spowodowane skróceniem czasu cyklu pomiaru częstotliwości - $T_1^{(p)}$. Estymacja częstotliwości sygnału pomiarowego, wykorzystująca sygnały ortogonalne, jest obciążona dodatkowym błędem wynikającym ze zmiany wartości współczynników wzmocnienia filtrów ortogonalnych dla przypadku, gdy częstotliwości sygnału na początku i końcu cyklu są różne, tj. $f_1^{(p)} \neq f_1^{(k)}$.

Tabela 6.2

Przykładowe wartości błędu estymacji częstotliwości sygnału wskutek przesunięcia kątownego filtrów ortogonalnych

$f_1^{(p)}$ [Hz]	$T_1^{(p)} = T_w^{(p)}$ [ms]	$\Delta f_1^{(p)}_{\max}$ [mHz]	$f_1^{(k)} = f_1^{(p+1)}$ [Hz]	$\Delta \alpha_{\max}$ [deg]	$\beta(\Delta f_1^{(p)})_{\max}$ [deg]	$\Delta \beta_{\max}$ [mHz]	$\Delta \beta_{\max[\%]}$ [%]
5	200	55.6	5.0556	4.0032	2	27.8	0.55
10	100	27.8	10.0278	1.0008	0.5	13.9	0.1386
15	66.67	18.53	15.0185	0.4447	0.22	9.16	0.061
20	50	13.9	20.0139	0.2502	0.13	7.22	0.0361
30	33.33	9.27	30.0927	0.1112	0.056	4.67	0.0156
40	25	6.95	40.007	0.0627	0.031	3.44	0.0086
50	20	5.56	50.0056	0.04	0.02	2.77	0.0055
60	16.67	4.63	60.0046	0.0278	0.014	2.33	0.0039
70	14.29	3.97	70.004	0.0204	0.01	1.94	0.0028

$\Delta \alpha_{\max}$ – maksymalna różnica kątów α_k i α_p pomiaru niezafałszowanego wartością błędu $\beta(\Delta f_1^{(p)})_{\max}$,

$\Delta \beta_{\max}$ – maksymalna bezwzględna wartość błędu estymacji częstotliwości sygnału wskutek przesunięcia fazowego sygnału pomiarowego przez filtry ortogonalne sinus i cosinus,

$\Delta \beta_{\max[\%]}$ – maksymalna procentowa niedokładność estymacji wartości częstotliwości, spowodowana przesunięciami fazowymi filtrów ortogonalnych; wyznaczona ze wzoru:

$$\Delta\beta_{\max[\%]} = \frac{|\Delta\beta_{\max}|}{f_{1\max}^{(k)}} 100\% \quad (6.16)$$

gdzie: $f_{1\max}^{(k)}$ – maksymalna wartość częstotliwości składowej podstawowej sygnału określona w chwili końcowej danego cyklu pomiarowego; wyznaczona z zależności:

$$f_{1\max}^{(k)} = f_{1\max}^{(p+1)} = f_{1\max}^{(p)} + \Delta f_{1\max}^{(p)} \quad (6.17)$$

Dla filtrów ortogonalnych „dopasowanych” do aktualnej częstotliwości sygnału pomiarowego, tzn., przy spełnieniu warunków $T_w^{(p)}=T_1^{(p)}$ oraz $f_0^{(p)}=f_1^{(p)}$, współczynniki wzmocnienia filtrów $W_c(f_1^{(p)})$ i $W_s(f_1^{(p)})$ przyjmują takie same wartości równe $(N+1)/2$, gdzie $N+1$ określa liczbę próbek sygnału w oknie pomiarowym filtru. Natomiast w przypadku zmiany częstotliwości sygnału wejściowego w trakcie danego cyklu pomiarowego o wartość $\Delta f_1^{(p)}$ zmianie uległy również wartości współczynników wzmocnień $W_c(f_1^{(p)} + \Delta f_1^{(p)})$ i $W_s(f_1^{(p)} + \Delta f_1^{(p)})$, oznaczane jako $W_c(f_1^{(k)})$ oraz $W_s(f_1^{(k)})$. Wartości tych współczynników są różne i w zależności od znaku oraz wartości zmiennej $\Delta f_1^{(p)}$ można stwierdzić, że:

- dla przypadku, gdy $\Delta f_1^{(p)} < 0$
 $W_s(f_1^{(k)}) > \frac{N+1}{2}, \quad W_c(f_1^{(k)}) < \frac{N+1}{2}$
- dla przypadku, gdy $\Delta f_1^{(p)} > 0$
 $W_s(f_1^{(k)}) < \frac{N+1}{2}, \quad W_c(f_1^{(k)}) > \frac{N+1}{2}$

Różnice pomiędzy wartościami $W_c(f_1^{(k)})$ i $W_s(f_1^{(k)})$ rosną wraz z oddalaniem się wartości częstotliwości $f_1^{(k)}$ od wartości $f_1^{(p)}$ w trakcie trwania danego cyklu pomiarowego częstotliwości sygnału wejściowego powodując wzrost wartości niedokładności estymacji. Dla „dopasowanych” filtrów ortogonalnych na początku cyklu pomiarowego stosunek $W_s(f_1^{(p)})/W_c(f_1^{(p)})$ wynosi jeden, zaś w chwili końcowej cyklu, gdy $f_1^{(k)} \neq f_1^{(p)}$, stosunek ten jest różny, większy lub mniejszy od jedności, w zależności od znaku i wartości $\Delta f_1^{(p)}$. W tablicy 6.3 przedstawiono przykładowe wartości współczynników wzmocnienia oraz ich stosunku dla filtrów sinus i cosinus przy założonych maksymalnych odchyleniach częstotliwości sygnału za cykl pomiarowy.

Tablica 6.3

Wartości współczynników wzmocnienia W_s i W_c filtrów ortogonalnych oraz ich stosunek dla odchylenia częstotliwości sygnału pomiarowego od wartości $f_1^{(p)}$

$f_1^{(p)}$	$\Delta f_{1\max}^{(p)}$	$W_c(f_1^{(p)} - \Delta f_{1\max}^{(p)})$	$W_s(f_1^{(p)} - \Delta f_{1\max}^{(p)})$	$W_c(f_1^{(p)} + \Delta f_{1\max}^{(p)})$	$W_s(f_1^{(p)} + \Delta f_{1\max}^{(p)})$	W_s/W_c dla $(f_1^{(p)} - \Delta f_{1\max}^{(p)})$	W_s/W_c dla $(f_1^{(p)} + \Delta f_{1\max}^{(p)})$
[Hz]	[mHz]	[-]	[-]	[-]	[-]	[-]	[-]
5	56	0.9942	1.0054	1.0054	0.9942	1.0113	0.9889
10	28	0.9986	1.0014	1.0014	0.9986	1.0028	0.9972
20	14	0.9996	1.0004	1.0004	0.9996	1.0008	0.9992
40	7	0.9999	1.0001	1.0001	0.9999	1.0002	0.9998
50	6	0.9999	1.0001	1.0001	0.9999	1.0002	0.9998

Z zaprezentowanych danych wynika, że dla niewielkich odchyłeń częstotliwości sygnału pomiarowego (do kilkudziesięciu miliherców) od wartości $f_0^{(p)}$ wyznaczającej częstotliwości funkcji sinus i cosinus okien filtrów, zarówno ich współczynniki wzmocnienia jak i ich wzajemny stosunek niewiele odbiegają od wartości jeden. Na rysunku 6.9 przedstawiono przebiegi wartości $W_s(f)$, $W_c(f)$, $W_s(f)/W_c(f)$ i $W_s(f)W_c(f)$ unormowanych widm amplitudowych filtrów ortogonalnych w zależności od częstotliwości sygnału zmieniającej się w zakresie $f_0 \pm 200$ mHz dla kilku wybranych wartości częstotliwości f_0 funkcji tworzących okna filtrów ortogonalnych.

Z przebiegu charakterystyki $W_s(f)/W_c(f)$ wynika, że jeżeli częstotliwość sygnału pomiarowego jest mniejsza od częstotliwości f_0 , to wartość stosunku $W_s(f)/W_c(f)$ jest większa od wartości wzmocnienia $W_s(f)$ oraz $W_c(f)$ i rośnie wraz z oddalaniem się od f_0 , zaś dla przypadku, gdy częstotliwość sygnału wejściowego jest większa od wartości f_0 , uzyskuje się sytuację odwrotną. Inną cechą analizowanych przebiegów jest również to, że w rozpatrywanym przedziale częstotliwości sygnału, tj. $f_0 \pm 200$ mHz, wartość ilorazu $W_s(f)/W_c(f)$ zależy od wartości częstotliwości f_0 . Dla niskich częstotliwości funkcji tworzących okna filtrów ortogonalnych z zakresu $<5 + 70>$ Hz wartość ilorazu bardziej różni się od liczby $(N+1)/2$ (wzmocnienie filtrów „dopasowanych”) niż dla częstotliwości funkcji okna filtrów z górnej części zakresu. Wynika stąd, że dla tych samych zmian częstotliwości sygnału wejściowego $\Delta f_{1\max}^{(p)}$ w czasie danego cyklu estymacji jego częstotliwości mniejszą niedokładność wyniku uzyska się w przypadkach algorytmów pracujących przy większej częstotliwości $f_0^{(p)}$, a więc w sytuacjach, gdy częstotliwość sygnału pomiarowego jest w górnej części rozpatrywanego zakresu $<5 + 70>$ Hz. Cecha ta jest dosyć istotna z punktu widzenia niedokładności estymacji położenia fazora sygnału wejściowego na płaszczyźnie fazowej w końcowej chwili cyklu pomiaru jego częstotliwości.

Zakładając dla chwili początkowej cyklu estymacji częstotliwości „dopasowanie” filtrów ortogonalnych, tj. $T_w^{(p)}=T_1^{(p)}$ oraz $f_0^{(p)}=f_1^{(p)}$, równanie (6.10) można zapisać w postaci:

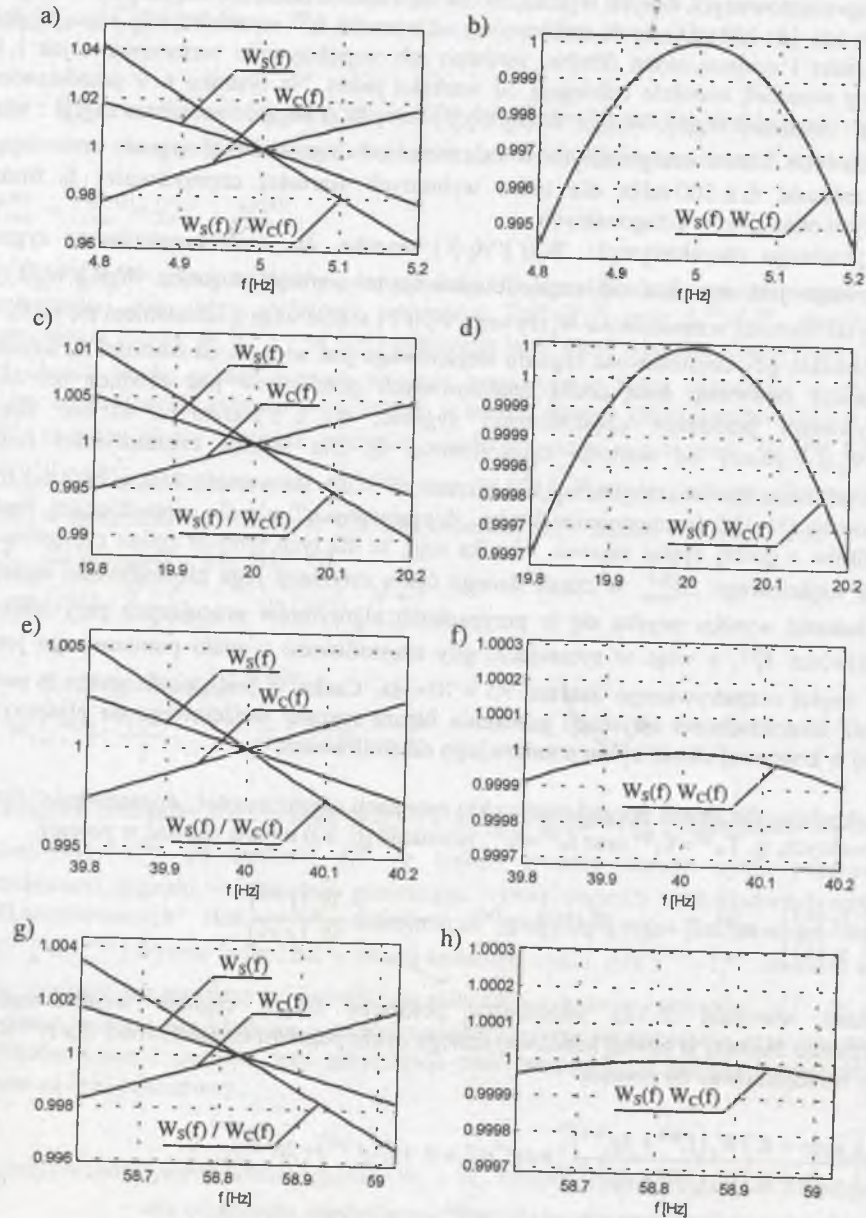
$$\arctg \left[\frac{y_c(n)}{y_s(n)} \right] = \omega_1^{(p)} n T_1 + \alpha + \beta(f_1^{(p)}) = \gamma^{(p)} \quad \text{ponieważ} \quad \frac{W_s(f_1^{(p)})}{W_c(f_1^{(p)})} = 1 \quad (6.18)$$

Natomiast równanie (6.14), określające położenie fazora sygnału wejściowego na płaszczyźnie fazowej w chwili końcowej danego cyklu pomiaru częstotliwości dla $f_1^{(k)} \neq f_1^{(p)}$, należy zmodyfikować do postaci:

$$\arctg \left[\frac{y_c(n+K) W_s(f_1^{(p)} + \Delta f_1^{(p)})}{y_s(n+K) W_c(f_1^{(p)} + \Delta f_1^{(p)})} \right] = \omega_1^{(p)} n T_1 + \alpha + \beta(f_1^{(p)}) + 2\pi \frac{\Delta f_1^{(p)}}{f_1^{(p)}} + \beta(\Delta f_1^{(p)}) + W(\Delta f_1^{(p)}) = \gamma^{(p)} + 2\pi \frac{\Delta f_1^{(p)}}{f_1^{(p)}} + \beta(\Delta f_1^{(p)}) + W(\Delta f_1^{(p)}) \quad (6.19)$$

wzbogacając równanie (6.19) o człon $W(\Delta f_1^{(p)})$ uwzględniający niedokładność estymacji kąta α_k ze względu na zmiany wartości ilorazu $W_s(f)/W_c(f)$, spowodowane odchyleniem częstotliwości sygnału od wartości $f_1^{(p)}$.

Omawiany algorytm pomiarowy wyznaczy rzeczywistą wartość estymaty częstotliwości sygnału wejściowego ze wzoru:



Rys. 6.9. Przebieg wartości współczynników wzmocnienia $W_s(f)$ i $W_c(f)$ filtrów sinus i cosinus oraz wartości $W_s(f)/W_c(f)$ i $W_s(f)W_c(f)$ dla sygnału o częstotliwości w pobliżu $f_0^{(p)}$ wynoszącej 5 Hz a) i b), 20 Hz c) i d), 40 Hz e) i f) oraz 58.8 Hz g) i h)

Fig. 6.9. Values of amplification factors $W_s(f)$ and $W_c(f)$ of sine and cosine filter as well as values of ratios $W_s(f)/W_c(f)$ and $W_s(f)W_c(f)$ for signals near $f_0^{(p)} = 5$ Hz (a) (b), 20 Hz (c) (d) and 58.8 Hz (g) (h)

$$f_i^{(k)} = f_i^{(p+1)} = f_i^{(p)} + \Delta f_i^{(p)} + \frac{1}{2\pi} f_i^{(p)} [\beta (\Delta f_i^{(p)}) + W(\Delta f_i^{(p)})] = f_i^{(p)} + \Delta f_i^{(p)} + \Delta\beta + \Delta W, \quad (6.20)$$

gdzie: ΔW - niedokładność wyznaczenia estymaty częstotliwości sygnału pomiarowego spowodowana odchyleniem stosunku $W_s(f)/W_c(f)$ od jedności.

Wartość niedokładności kątowej $W(\Delta f_i^{(p)})$ zależna jest również od położenia fazora sygnału na płaszczyźnie fazowej w momencie początkowym cyklu estymacji częstotliwości, określonym wartością kąta α_p oraz od wartości częstotliwości początkowej $f_1^{(p)}$, umożliwiającej wyznaczenie czasu trwania danego cyklu pomiarowego. Dla częstotliwości początkowych sygnału $f_1^{(p)}$ z dolnego zakresu rozpatrywanej częstotliwości $<5 + 70>$ Hz wartość niedokładności kątowej $W(\Delta f_i^{(p)})$ jest wyższa niż dla sygnałów o częstotliwości z części górnej zakresu. Wynika to z czasu trwania cyklu pomiarowego; dla częstotliwości $f_1^{(p)}$ niskich jest on dłuższy, zatem maksymalne odchylenie częstotliwości $\Delta f_i^{(p)}$ jest większe, co skutkuje wzrostem odchylenia stosunku $W_s(f)/W_c(f)$ od wartości $(N+1)/2$. Dla częstotliwości sygnału wejściowego wysokich sytuacja jest odwrotna. Cykl pomiarowy jest krótszy, więc dla liniowej zmiany częstotliwości w chronionym obiekcie odchylenie $\Delta f_i^{(p)}$ w czasie cyklu maleje, co w konsekwencji daje mniejszą wartość $W(\Delta f_i^{(p)})$. Niedokładność ta praktycznie nie zależy od znaku odchylenia częstotliwości $\Delta f_i^{(p)}$, jest bowiem taka sama przy wzroście jak i zmniejszeniu częstotliwości sygnału wejściowego o tę samą wartość.

W tabelicy 6. 4 przedstawiono wartości niedokładności kątowej $W(\Delta f_{1\max}^{(p)})$ w zależności od wartości kąta początkowego α_p dla różnych wartości częstotliwości funkcji okna filtrów $f_0^{(p)}$, przy założonych maksymalnych odchyleniach częstotliwości sygnału wejściowego na cykl pomiarowy.

Przeprowadzone badania pozwalają stwierdzić, że dla małych wartości kąta początkowego α_p niedokładność ta jest pomijalnie mała i zwiększa się wraz ze wzrostem α_p , osiągając dla wartości kąta $\pi/4$ maksimum. Dalszy wzrost kąta α_p powoduje stopniowe zmniejszanie się błędu $W(\Delta f_{1\max}^{(p)})$ do wartości zerowej dla kąta początkowego dążącego do wartości $\pi/2$ (porównaj rys. 6. 10a). Taki przebieg wartości niedokładności $W(\Delta f_{1\max}^{(p)})$ wynika z własności funkcji cyklometrycznej arcus tangens o argumentie w postaci funkcji tangens $(\alpha + W(\Delta f_{1\max}^{(p)}))$, gdzie α oznacza rzeczywistą wartość kąta położenia sygnału wejściowego w dyskretnej chwili nT_i . Zatem:

dla $W_s(f)/W_c(f) < 1$

- jeżeli $|\alpha| \in \left(0; \frac{\pi}{4}\right)$,
 $\text{tg}(|\alpha|) < 1$, $\text{tg}(|\alpha| W_s(f)/W_c(f)) < 1$ i $\Delta \text{tg}_A = \text{tg}(|\alpha|) - \text{tg}(|\alpha| W_s(f)/W_c(f))$,

- jeżeli $|\alpha| = \frac{\pi}{4}$
 $\text{tg}(|\alpha|) = 1$, $\text{tg}(|\alpha| W_s(f)/W_c(f)) < 1$ i $\Delta \text{tg}_B = 1 - \text{tg}(|\alpha| W_s(f)/W_c(f))$,

▪ jeżeli $|a| \in \left(\frac{\pi}{4}; \frac{\pi}{2}\right)$

$\text{tg}(|a|) > 1$, $\text{tg}(|a| W_s(f)/W_c(f)) > 1$ i $\Delta \text{tg}_C = \text{tg}(|a|) - \text{tg}(|a| W_s(f)/W_c(f))$

oraz $\Delta \text{tg}_A < \Delta \text{tg}_B < \Delta \text{tg}_C$.

Z własności funkcji arcus tangens (arctg) wynika, że dla małych wartości argumentu $\text{tg}(\alpha)$ (równoważne małym kątom początkowym α_p) i przy niewielkich jego zmianach w danym cyklu pomiarowym odpowiadające im zmiany wartości funkcji (zmiana kąta położenia fazora) są niewielkie. Ze wzrostem argumentu funkcji do wartości w pobliżu jedności oraz ze wzrostem jego zmian odpowiadające temu zmiany wartości funkcji są największe. Natomiast dla dużych wartości tangensa kąta początkowego α_p (dużych wartości argumentu $\text{tg}(\alpha)$) nawet przy znacznych jego zmianach zmiany wyniku są niewielkie.

Tablica 6.4

Wartości niedokładności kątowej $W(\Delta f_{1\text{max}}^{(p)})$ w zależności od kąta początkowego α_p dla różnych wartości częstotliwości $f_0^{(p)}$ funkcji sinus i cosinus

Kąt początkowy α_p [deg]	$W(\Delta f_{1\text{max}}^{(p)})$ [deg]			
	dla $f_0^{(p)} = 5$ Hz [deg]	dla $f_0^{(p)} = 10$ Hz [deg]·1e-3	dla $f_0^{(p)} = 20$ Hz [deg]·1e-3	dla $f_0^{(p)} = 40$ Hz [deg]·1e-3
0.1	0.001	0.28	0.08	0.02
1	0.01	2.8	0.8	0.2
10	0.111	27.43	7.84	1.96
20	0.209	51.54	14.73	3.68
25	0.247	61.42	17.55	4.39
30	0.28	69.42	19.84	4.96
40	0.317	78.9	22.56	5.64
42	0.32	79.64	22.78	5.7
44	0.322	80.06	22.9	5.73
45	0.322	80.1	22.91	5.73
47	0.321	79.9	22.82	5.72
49	0.319	79.31	22.68	5.67
50	0.317	78.87	22.56	5.64
60	0.27	69.32	19.84	4.96
70	0.21	51.43	14.72	3.68
80	0.11	27.36	7.83	1.96
89	0.011	2.79	0.8	0.2
89.9	0.001	0.28	0.08	0.02

Kolejnym czynnikiem mającym wpływ na dokładność estymacji częstotliwości sygnału pomiarowego jest stosunek częstotliwości próbkowania sygnału wejściowego f_i do częstotliwości składowej podstawowej $f_1^{(p)}$ obowiązującej w danym cyklu pomiarowym. W przypadku, gdy stosunek ten nie jest liczbą naturalną, niemożliwe staje się zastosowanie filtrów ortogonalnych „dopasowanych” do aktualnej częstotliwości $f_1^{(p)}$ sygnału wejściowego. W tej sytuacji stosuje się filtry sinus i cosinus o częstotliwości $f_0^{(p)}$ najbliższej wartości $f_1^{(p)}$,

gwarantującej jednocześnie, że stosunek $f_i/f_0^{(p)}$ wyznaczający liczbę próbek sygnału w oknie pomiarowym jest liczbą naturalną. Znajomość liczby próbek pozwala określić liczbę i wartości współczynników wagowych filtrów ortogonalnych w danym cyklu pomiarowym.

Odchylenie częstotliwości $f_0^{(p)}$ od wartości $f_1^{(p)}$ skutkuje zatem zmianą wartości współczynników wzmocnienia filtrów $W_s(f)$, $W_c(f)$ i pogorszeniem warunków filtracji, szczególnie wyższych harmonicznich. Pewną cechą pozytywną tej sytuacji jest fakt, że sygnał wejściowy w trakcie cyklu pomiarowego, zmieniając swoją częstotliwość, automatycznie niweluje różnicę $f_0^{(p)} - f_1^{(p)}$, zmniejszając w ten sposób niedokładność estymacji częstotliwości. Sytuacja taka ma miejsce w przypadku, gdy:

- $f_0^{(p)} < f_1^{(p)}$ i $\Delta f_1^{(p)} < 0$,
- $f_0^{(p)} > f_1^{(p)}$ i $\Delta f_1^{(p)} > 0$.

Maksymalna niedokładność estymacji częstotliwości pojawia się w sytuacji, gdy stosunek $f_i/f_1^{(p)}$ oscyluje wokół wartości 0.5; występuje wówczas największa rozbieżność pomiędzy $f_0^{(p)}$ a $f_1^{(p)}$. Chcąc zminimalizować tę niedokładność należy dążyć do sytuacji, w której dana częstotliwość $f_0^{(p)}$ funkcji sinus i cosinus tworzących okna filtrów będzie aktywna w jak najmniejszym przedziale częstotliwości $\Delta f = f_{1\text{max}}^{(p)} - f_{1\text{min}}^{(p)}$ sygnału wejściowego. W tablicy 6.5 zestawiono przedziały zmian częstotliwości Δf sygnału pomiarowego z częstotliwością funkcji okna filtrów ortogonalnych $f_0^{(p)}$, aktywnych w danym zakresie zmian $f_1^{(p)}$. Im większa wartość częstotliwości funkcji okna filtrów, tym w szerszym zakresie zmian częstotliwości sygnału wejściowego $f_1^{(p)}$ dane algorytmy ortogonalizujące obowiązują.

Tablica 6.5

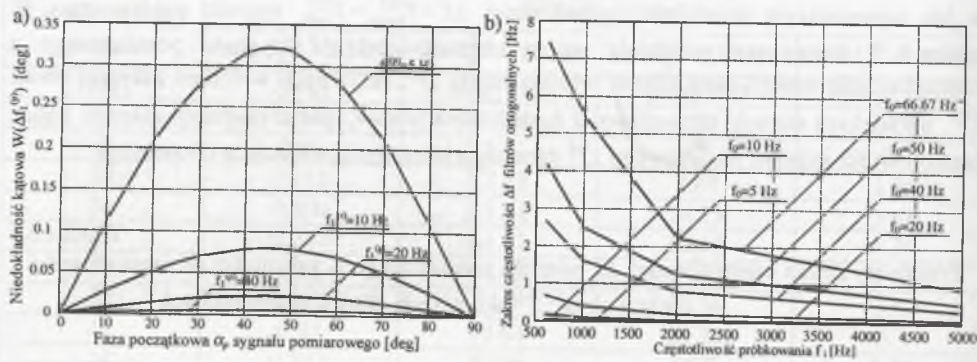
Przedziały zmian częstotliwości Δf sygnału pomiarowego w zależności od częstotliwości funkcji okna $f_0^{(p)}$ aktywnych filtrów ortogonalnych

Częstotliwość próbkowania f_i [Hz]									
$f_i = 600$ Hz					$f_i = 1000$ Hz				
$f_0^{(p)}$ [Hz]	N+1 [-]	$f_{1\text{max}}^{(p)}$ [Hz]	$f_{1\text{min}}^{(p)}$ [Hz]	Δf [Hz]	$f_0^{(p)}$ [Hz]	N+1 [-]	$f_{1\text{max}}^{(p)}$ [Hz]	$f_{1\text{min}}^{(p)}$ [Hz]	Δf [Hz]
5	120	5.0209	4.9792	0.0417	5	200	5.0125	4.9875	0.025
10	60	10.084	9.9174	0.1666	10	100	10.0503	9.9502	0.1001
20	30	20.339	19.6721	0.6669	20	50	20.202	19.802	0.4
40	15	41.3794	38.7098	2.6696	40	25	40.8163	39.2157	1.6006
50	12	52.174	48.0001	4.1739	50	20	51.2805	48.7805	2.5
66.67	9	70.5882	63.1579	7.4303	66.67	15	69.9655	64.5161	5.4494
$f_i = 2000$ Hz					$f_i = 5000$ Hz				
5	400	5.0063	4.9938	0.0125	5	1000	5.0025	4.9975	0.005
10	200	10.0251	9.9751	0.05	10	500	10.01	9.99	0.02
20	100	20.005	19.9005	0.2	20	250	20.0401	19.9601	0.08
40	50	40.404	39.604	0.8	40	125	40.1606	39.8406	0.32
50	40	50.6329	49.3827	1.2502	50	100	50.2513	49.7512	0.5001
66.67	30	67.7966	65.5738	2.2228	66.67	75	67.1141	66.2252	0.8889

Zwiększając częstotliwość próbkowania sygnałów zawęża się zakres zmian $f_1^{(p)}$, w którym obowiązują dane parametry filtrów. Na podstawie danych zawartych w tabl. 6. 5 można stwierdzić, że zakres częstotliwości Δf sygnału wejściowego, dla którego określona jest dana częstotliwość $f_0^{(p)}$ filtrów, jest odwrotnie proporcjonalna do częstotliwości próbkowania f_i . Zmianie częstotliwości próbkowania z wartości f_{iz} do wartości f_i odpowiada zmiana zakresu zmian częstotliwości Δf w stosunku do przedziału Δf_z – odpowiadającego częstotliwości f_{iz} – według zależności:

$$f_{1max}^{(p)} - f_{1min}^{(p)} = \Delta f = \Delta f_z \frac{f_{iz}}{f_i} \quad (6.21)$$

Z zależności (6. 21) wynika, że zwiększając, np. dwukrotnie częstotliwość próbkowania uzyskuje się również dwukrotne zawężenie przedziału częstotliwości Δf , w której aktywne są określone (m.in. częstotliwością $f_0^{(p)}$) filtry ortogonalne. Na rysunku 6. 10b przedstawiono wartości przedziału częstotliwości Δf w zależności od przyjętej częstotliwości próbkowania f_i dla kilku wartości częstotliwości $f_0^{(p)}$ z analizowanego zakresu $<5 + 70>$ Hz.



Rys. 6.10. Wpływ fazy początkowej sygnału pomiarowego na niedokładność kątową estymacji jego położenia na płaszczyźnie fazowej (a) oraz wpływ częstotliwości próbkowania sygnału na zakres aktywności filtrów ortogonalnych o danej wartości $f_0^{(p)}$ (b)

Fig. 6.10. Influence of initial phase angle of measured signal on phase inaccuracy estimation of its location on the phase plane (a) and the influence of signal sample frequency on activity range of orthogonal filter with determined value of $f_0^{(p)}$ (b)

Na podstawie wyników zamieszczonych w tabl. 6. 5, jak również mając na uwadze wpływ częstotliwości próbkowania na stopień złożoności procesu estymacji częstotliwości sygnału wejściowego (wyznaczanie liczby i wartości aktualnych współczynników wagowych filtrów, filtracja adaptująca się do zmian $f_1^{(p)}$, określanie położenia fazona sygnału na płaszczyźnie fazowej) oraz czas i nakład obliczeń, przyjęto częstotliwość próbkowania sygnałów równą 1000 Hz. W tym przypadku dla częstotliwości składowej podstawowej sygnałów wejściowych z przedziału $<4.9875 + 51.2805>$ Hz maksymalny zakres Δf wynoszący 2.5 Hz odpowiada filtrom ortogonalnym o częstotliwości funkcji okna sinus i cosinus, wynoszącej 50 Hz. Wybór ten pozwala jednocześnie ograniczyć maksymalną liczbę współczynników wagowych filtrów jak i liczbę mnożeń oraz sumowań związanych z filtracją

do dwustu (przy częstotliwości sygnału wejściowego wynoszącej 5 Hz) dla każdego z filtrów (por. tabl. 6. 5).

Zestaw algorytmów pomiarowych i zabezpieczeniowych wykorzystujących spłot z funkcjami ortogonalnymi sinus i cosinus

Wyznaczenie amplitudy sygnału pomiarowego (napięciowego i prądowego)

Sygnał wejściowy o zmiennej pulsacji $\omega_1^{(A)}$ opisany zależnością

$$x(t) = X_{1m} \sin(\omega_1^{(A)} t + \varphi), \quad (6.22)$$

poddany zostaje dyskretyzacji, a następnie filtracji ortogonalnej o parametrach :

- okna pomiarowe filtrów tworzą funkcje sinus i cosinus,
- częstotliwość $f_0^{(A)}$ funkcji sinus i cosinus jest równa aktualnej częstotliwości składowej podstawowej sygnału pomiarowego $f_1^{(A)}$,
- długość okna pomiarowego filtrów jest równa okresowi aktualnie wyznaczonej częstotliwości składowej podstawowej sygnału $T_w = T_1^{(A)} = 1/f_1^{(A)}$.

Uzyskuje się zatem dwa sygnały, niezależnie od wartości $f_1^{(A)}$ wzajemnie ortogonalne o postaci:

$$x_c(n) = W_c(f_1^{(A)}) X_{1m} \sin[\omega_1^{(A)} n T_i + \varphi + \beta(f_1^{(A)})], \quad (6.23)$$

$$x_s(n) = W_s(f_1^{(A)}) X_{1m} \cos[\omega_1^{(A)} n T_i + \varphi + \beta(f_1^{(A)})], \quad (6.24)$$

przy czym częstotliwość $f_1^{(A)}$ zmienia się w zakresie od kilku do kilkudziesięciu herców. Częstotliwość $f_1^{(A)}$ w momencie pomiaru amplitudy, tj. w dyskretnej chwili nT_i ma wartość $f_1^{(k)}$, wyznaczoną w ostatnim cyklu estymacji częstotliwości. Zatem amplitudę X_{1m} sygnału wejściowego można wyznaczyć ze wzoru:

$$X_{1m} = \sqrt{\left[\frac{x_c(n)}{W_c(f_1^{(A)})} \right]^2 + \left[\frac{x_s(n)}{W_s(f_1^{(A)})} \right]^2}, \quad (6.25)$$

natomiast jego fazę dla dyskretnej chwili czasu nT_i z zależności :

$$(\omega_1^{(A)} n T_i + \varphi) = \gamma(n) = \arctg \left(\frac{x_c(n) W_s(f_1^{(A)})}{x_s(n) W_c(f_1^{(A)})} \right) - \beta(f_1^{(A)}). \quad (6.26)$$

W przypadku „dopasowania” filtrów ortogonalnych do aktualnej częstotliwości sygnału pomiarowego $f_1^{(A)}$ wzmocnienia filtrów $W_c(f_1^{(A)})$ i $W_s(f_1^{(A)})$ przyjmują jednakowe wartości równe $(N+1)/2$, zaś zależności (25) i (26) upraszczają się do postaci :

$$X_{1m}(n) = \frac{1}{W_c(f_1^{(A)})} \sqrt{x_c(n)^2 + x_s(n)^2}, \quad (6.27)$$

$$\gamma_x(n) = \arctg\left(\frac{x_c(n)}{x_s(n)}\right) - \beta(f_1^{(A)}) \quad (6.28)$$

W sytuacji odchylenia częstotliwości $f_1^{(A)}$ sygnału od częstotliwości $f_0^{(A)}$ funkcji okien pomiarowych, np. w przypadku gdy stosunek $f_1/f_1^{(A)}$ nie jest liczbą naturalną, wzmocnienia $W_c(f_1^{(A)})$ i $W_s(f_1^{(A)})$ różnią się między sobą, przy czym jedno maleje, zaś drugie rośnie w stosunku do wartości $(N+1)/2$ odpowiadającej częstotliwości równej $f_0^{(A)}$ (por. rys. 6.9 a, c, e i g). Przy wyznaczaniu amplitudy sygnału wejściowego korzysta się z pierwiastka sumy kwadratów wzmocnień filtrów sinusowego i kosinusowego, co powoduje zmniejszenie się wartości niedokładności estymacji amplitudy. Wynika z tego, że dla omawianego przypadku wartość wyestymowana amplitudy sygnału różni się od wartości rzeczywistej o wartość składowej ΔX_{1m} :

$$\begin{aligned} \Delta X_{1m} &= X_{1m}^{(E)} - X_{1m} \\ \Delta X_{1m} &= f[W_c(f_1^{(A)})W_s(f_1^{(A)})] \end{aligned} \quad (6.29)$$

gdzie $X_{1m}^{(E)}$ – wartość estymaty amplitudy składowej podstawowej sygnału pomiarowego o częstotliwości $f_1^{(A)}$.

Przykładowo, dla sygnału pomiarowego o amplitudzie jednostkowej i fazie początkowej równej $\pi/4$ maksymalna niedokładność estymacji wartości amplitudy – ze względu na przewidywane największe odchylenie jego częstotliwości, w czasie odpowiadającym okresowi wyznaczonej częstotliwości $f_1^{(A)}$ – można wyznaczyć ze zmodyfikowanej zależności (6.29):

$$|\Delta X_{1m}|_{max} = \frac{N+1}{2\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{[W_c(f_1^{(A)})]^2} + \frac{1}{[W_s(f_1^{(A)})]^2}} - 1 \quad (6.30)$$

W tablicy 6.6 przedstawiono wybrane wartości niedokładności $|\Delta X_{1m}|_{max}$ w zależności od częstotliwości $f_1^{(A)}$. Wynika z nich, że niedokładność estymacji amplitudy – ze względu na odchylenie częstotliwości $f_1^{(A)}$ od częstotliwości funkcji tworzących okna filtrów – rośnie wraz ze zmniejszaniem się wartości częstotliwości sygnału pomiarowego. Zwiększając odstęp czasu między kolejnymi chwilami pomiaru amplitudy niedokładność $|\Delta X_{1m}|$ rośnie ze względu na wzrost odchylenia częstotliwości $|\Delta f_1^{(A)}|$. Jednak przyjmując maksymalny czas pomiędzy kolejnymi pomiarami amplitudy nie większy niż $T_1^{(A)}$, powstała niedokładność jest pomijalnie mała.

Z kolei, ze względu na niemożność spełnienia zależności $f_1^{(A)} = f_0^{(A)}$ (przy jednoczesnym zachowaniu warunku, że stosunek $f_1/f_1^{(A)}$ jest liczbą naturalną) niedokładność wyznaczenia amplitudy sygnału rośnie wraz ze wzrostem częstotliwości sygnału pomiarowego. Jest to wywołane tym, że wzrost częstotliwości $f_1^{(A)}$ sygnału wejściowego przy stałej częstotliwości próbkowania f_i determinuje szerszy zakres częstotliwości sygnału wejściowego, do którego przyporządkowane są filtry ortogonalne o określonej wartości $f_0^{(A)}$ i T_w (por. tabl. 6.5). Skutkuje to wzrostem maksymalnej wartości odchylenia częstotliwości $f_1^{(A)}$ od $f_0^{(A)}$, a co za

tym idzie, wzrostem niedokładności estymacji amplitudy. Powstała niedokładność można zniwelować – podobnie jak w przypadku pomiaru częstotliwości – zwiększając m.in. częstotliwość próbkowania sygnałów; zawężeniu ulega wówczas zakres częstotliwościowy aktywności filtrów ortogonalnych o określonych parametrach $f_0^{(A)}$ i T_w .

Tablica 6.6
Maksymalne niedokładności estymacji amplitudy sygnału pomiarowego wskutek odchylenia jego częstotliwości według zależności (6.30)

$f_i^{(A)}$	$ \Delta f_1^{(A)} _{max}$	$ \Delta X_{1m} _{max}$
[Hz]	[mHz]	[V], [A]
5	56	$0.3 \cdot 1e-3$
10	28	$2.94 \cdot 1e-6$
20	14	$0.24 \cdot 1e-3$
40	7	$15 \cdot 1e-9$
50	6	$15 \cdot 1e-9$

$|\Delta X_{1m}|_{max}$ – moduł maksymalnej niedokładności estymacji amplitudy sygnału wejściowego o częstotliwości $f_1^{(A)}$,

$|\Delta f_1^{(A)}|_{max}$ – moduł maksymalnego odchylenia częstotliwości $f_1^{(A)}$ sygnału wejściowego od $f_0^{(A)}$ określającej aktualną częstotliwość funkcji okien filtrów ortogonalnych sinus i cosinus.

W przypadku, gdy sygnał wejściowy zawiera składowe zakłócające w postaci wyższych harmonicznych, w wyniku filtracji ortogonalnej uzyskuje się następujące składowe:

$$\begin{aligned} x_c(n) &= W_c(f_1^{(A)})X_{1m} \sin[\omega_1^{(A)}nT_i + \varphi + \beta(f_1^{(A)})] + \\ &+ \sum_{k=2}^r W_c(kf_1^{(A)})X_{km} \sin[k\omega_1^{(A)}nT_i + \varphi_k + k\beta(f_1^{(A)})] \end{aligned} \quad (6.31)$$

$$\begin{aligned} x_s(n) &= W_s(f_1^{(A)})X_{1m} \cos[\omega_1^{(A)}nT_i + \varphi + \beta(f_1^{(A)})] + \\ &+ \sum_{k=2}^r W_s(kf_1^{(A)})X_{km} \cos[k\omega_1^{(A)}nT_i + \varphi_k + k\beta(f_1^{(A)})] \end{aligned} \quad (6.32)$$

W sytuacji „dopasowania” filtrów ortogonalnych do aktualnej częstotliwości $f_1^{(A)}$ składowej podstawowej sygnału wszystkie wyższe harmoniczne zostają wyeliminowane, natomiast dla przypadku, gdy $f_1^{(A)} \neq f_0^{(A)}$, w estymacji amplitudy sygnału pojawia się dodatkowa niedokładność, będąca wynikiem niedoskonałego tłumienia przez filtry ortogonalne wyższych harmonicznych. Wartość tej niedokładności rośnie wraz ze wzrostem różnicy $f_1^{(A)} - f_0^{(A)}$, co jest spowodowane wzrostem wartości współczynników wzmocnienia amplitud wyższych harmonicznych w wyniku filtracji ortogonalnej (por. rys. 6.8).

Wyznaczoną wartość estymaty amplitudy składowej podstawowej sygnału w tym przypadku opisuje zależność :

$$X_{1m}^{(E)} = X_{1m} + \Delta X_{1m} [W_c(f_1^{(A)}), W_s(f_1^{(A)})] + \sum_{k=2}^r \Delta X_{km} [W_c(kf_1^{(A)}), W_s(kf_1^{(A)})]. \quad (6.33)$$

Szczegółową analizę charakterystyk częstotliwościowych algorytmów pomiarowych bazujących na filtrach ortogonalnych sinus i cosinus można znaleźć w pracy [70].

Poniżej przedstawiono algorytmy wyznaczające estymaty wartości funkcji złożonych.

Pomiar mocy

Znajomość składowych ortogonalnych wejściowego sygnału pomiarowego napięciowego i prądowego, wyznaczonych na bazie filtrów ortogonalnych o oknach pomiarowych w postaci funkcji sinus i cosinus oraz parametrach $f_0^{(A)} = f_1^{(A)}$ i $T_w = T_1^{(A)}$, umożliwia określenie w dyskretnych chwilach czasu wartości mocy czynnej dla pierwszej harmonicznej ze wzoru:

$$P_1^{(A)}(n) = \frac{1}{2} \left\{ \frac{u_c(n)i_c(n)}{[W_c(f_1^{(A)})]^2} + \frac{u_s(n)i_s(n)}{[W_s(f_1^{(A)})]^2} \right\}, \quad (6.34)$$

gdzie : $P_1^{(A)}(n)$ – estymata dyskretnej wartości mocy czynnej dla sygnałów pomiarowych o częstotliwości składowej podstawowej wynoszącej $f_1^{(A)}$;

$u_c(n), i_c(n)$ – odpowiedzi filtru o oknie w postaci funkcji cosinus na wejściowy sygnał napięciowy, prądowy;

$u_s(n), i_s(n)$ – odpowiedzi filtru o oknie w postaci funkcji sinus na wejściowy sygnał napięciowy, prądowy;

$W_c(f_1^{(A)})$ – wzmacnienie amplitudy sygnału wejściowego o częstotliwości $f_1^{(A)}$ w wyniku filtracji kosinusowej;

$W_s(f_1^{(A)})$ – wzmacnienie amplitudy sygnału wejściowego o częstotliwości $f_1^{(A)}$ w wyniku filtracji sinusowej.

W sytuacji gdy w trakcie pomiaru częstotliwość sygnałów wejściowych nie uległa zmianie oraz filtry ortogonalne są „dopasowane” do częstotliwości sygnału wejściowego, tj. $f_0^{(A)} = f_1^{(A)}$ i $T_w = T_1^{(A)}$, równanie (6.34) upraszcza się do postaci:

$$P_1^{(A)}(n) = \frac{2}{(N+1)^2} [u_c(n)i_c(n) + u_s(n)i_s(n)]. \quad (6.35)$$

Analogicznie do przypadków pomiaru amplitudy niedopasowanie filtrów ortogonalnych do aktualnej częstotliwości sygnałów wejściowych skutkuje pojawieniem się niedokładności estymacji mocy czynnej $|\Delta P_1^{(A)}(n)|$, zależnej od wartości współczynników wzmacnienia $W_c(f_1^{(A)})$ i $W_s(f_1^{(A)})$. Jednak w tym przypadku wartość niedokładności estymacji mocy czynnej jest funkcją kwadratów wzmacnień filtrów ortogonalnych, wobec czego :

$$|\Delta P_1^{(A)}(n)| = f \left\{ [W_c(f_1^{(A)})]^2 \cdot [W_s(f_1^{(A)})]^2 \right\}, \quad (6.36)$$

gdzie: $|\Delta P_1^{(A)}(n)|$ – wartość bezwzględna niedokładności estymacji mocy czynnej sygnałów wejściowych o częstotliwości $f_1^{(A)}$,

co powoduje, że wyznaczona estymata jest obciążona większym błędem, niż miało to miejsce w przypadku pomiaru amplitudy.

Wyznaczając estymatę mocy biernej dla sygnałów wejściowych o częstotliwości $f_1^{(A)}$ wykorzystuje się zależność :

$$Q_1^{(A)}(n) = \frac{1}{2 W_c(f_1^{(A)}) W_s(f_1^{(A)})} [u_s(n)i_c(n) - u_c(n)i_s(n)]. \quad (6.37)$$

Z powyższej zależności wynika, że w przypadku niedopasowania filtrów ortogonalnych do częstotliwości sygnałów wejściowych powstaje niedokładność pomiaru mocy biernej składowej podstawowej, która jest zależna od iloczynu wzmacnień filtrów ortogonalnych sinusowego i kosinusowego (dla filtrów „dopasowanych” o unormowanych widmach amplitudowych iloczyn ten jest równy jedności). Na podstawie rys. 6.9 b, d, f i h można zauważyć, że iloczyn $W_c(f_1^{(A)}) W_s(f_1^{(A)})$ – przy założonych maksymalnych odchyleniach częstotliwości $|\Delta f_1^{(A)}|_{\max}$ nie przekraczających 200 mHz i unormowanych widmach amplitudowych filtrów ortogonalnych – jest w przybliżeniu równy jeden, przy czym ze wzrostem częstotliwości $f_0^{(A)}$ filtrów odchylenie wartości tego iloczynu od jedności maleje. Jeżeli dla określonej wartości $f_0^{(A)}$ filtrów ortogonalnych częstotliwość sygnałów pomiarowych oddala się od niej, to generowana jest nadmiarowa wartość (większa od rzeczywistej) wyznaczonej estymaty mocy biernej, przy czym wartość niedokładności estymacji rośnie wraz z oddalaniem się częstotliwości $f_1^{(A)}$ od wartości $f_0^{(A)}$. Niedokładność estymacji dyskretnej wartości mocy biernej, spowodowana odchyleniem częstotliwości sygnałów wejściowych od wartości $f_0^{(A)}$ jest najmniejsza z wszystkich omawianych dotychczas algorytmów i maleje wraz ze wzrostem aktualnej częstotliwości sygnałów; iloczyn unormowanych współczynników wzmacnienia $W_c(f_1^{(A)}) W_s(f_1^{(A)})$ w danym zakresie zmian częstotliwości sygnału, np. $f_0^{(A)} \pm 200$ mHz, jest bliższy jedności dla większych wartości $f_0^{(A)}$ (por. rys. 6.9 b i h).

Pomiar impedancji i jej składowych

Wykorzystując wyznaczone wartości estymat amplitudy (kwadratu amplitudy) prądu i napięcia oraz mocy czynnej i biernej dla składowych podstawowych sygnałów pomiarowych o częstotliwościach $f_1^{(A)}$, można wyznaczyć wartości dyskretne modułu impedancji ze wzorów :

$$Z_1^{(A)}(n) = \frac{U_{1m}(n)}{I_{1m}(n)} \quad (6.38)$$

lub

$$[Z_i^{(A)}(n)]^2 = \frac{\left[\frac{u_c(n)}{W_c(f_1^{(A)})}\right]^2 + \left[\frac{u_s(n)}{W_s(f_1^{(A)})}\right]^2}{\left[\frac{i_c(n)}{W_c(f_1^{(A)})}\right]^2 + \left[\frac{i_s(n)}{W_s(f_1^{(A)})}\right]^2} \quad (6.39)$$

gdzie $Z_i^{(A)}(n)$ – estymata dyskretnej wartości modułu impedancji dla sygnałów pomiarowych o częstotliwości składowej podstawowej wynoszącej $f_1^{(A)}$.

Z kolei, kąt impedancji dla dyskretnej chwili czasu nT_1 można wyznaczyć bez znajomości przesunięcia fazowego $\beta(f_1^{(A)})$, wprowadzanego przez filtry ortogonalne sinus i cosinus dla sygnału wejściowego o częstotliwości $f_1^{(A)}$. Zatem kąt impedancji $\gamma_{Zi}^{(A)}(n)$ oblicza się stosując wzory:

$$\gamma_{Zi}^{(A)}(n) = \arg[Z_i^{(A)}(n)] = \arg[U_{Im}(n)] - \arg[I_{Im}(n)] = \gamma_U(n) - \gamma_I(n) \quad (6.40)$$

oraz

$$\gamma_{Zi}^{(A)}(n) = \arctg\left[\frac{u_c(n) W_s(f_1^{(A)})}{u_s(n) W_c(f_1^{(A)})}\right] - \arctg\left[\frac{i_c(n) W_s(f_1^{(A)})}{i_s(n) W_c(f_1^{(A)})}\right] \quad (6.41)$$

gdzie $\gamma_{Zi}^{(A)}(n)$ – dyskretna wartość estymaty kąta impedancji dla sygnałów pomiarowych o częstotliwości $f_1^{(A)}$.

Dla częstotliwości sygnałów pomiarowych $f_1^{(A)}$ równych częstotliwości $f_0^{(A)}$ funkcji sinus i cosinus filtrów ortogonalnych zależność (6.39) upraszcza się do postaci:

$$[Z_i^{(A)}(n)]^2 = \frac{[u_c(n)]^2 + [u_s(n)]^2}{[i_c(n)]^2 + [i_s(n)]^2} \quad (6.42)$$

W przypadku, gdy sygnały wejściowe zawierają wyższe harmoniczne, to w sytuacji „dopasowania” filtrów ortogonalnych do sygnałów wejściowych składowe te zostają wyeliminowane. Dla niedopasowania filtrów ortogonalnych w estymacie modułu impedancji pojawia się niedokładność wywołana wchodzeniem częstotliwości wyższych harmonicznych we wstęgi boczne widm amplitudowych filtrów sinus i cosinus (por. rys. 6.8). Im różnica $f_1^{(A)} - f_0^{(A)}$ jest większa, tym pojawia się większa niedokładność estymacji zarówno ze względu na silniejsze tłumienie składowej podstawowej, jak i słabsze tłumienie wyższych harmonicznych. W tej sytuacji – korzystając z zależności (6.33) – estymowaną wartość modułu impedancji określa zależność:

$$[Z_i^{(A)}(n)]^2 = \frac{\left\{U_{Im}(n) + \Delta U_{Im}[W_c(f_1^{(A)}) W_s(f_1^{(A)})] + \sum_{k=2}^{\infty} \Delta U_{Im}[W_c(kf_1^{(A)}) W_s(kf_1^{(A)})]\right\}^2}{\left\{I_{Im}(n) + \Delta I_{Im}[W_c(f_1^{(A)}) W_s(f_1^{(A)})] + \sum_{k=2}^{\infty} \Delta I_{Im}[W_c(kf_1^{(A)}) W_s(kf_1^{(A)})]\right\}^2} \quad (6.43)$$

Z zależności (6.39) i (6.43) wynika, że współczynniki wzmocnienia filtrów $W_c(f_1^{(A)})$ i $W_s(f_1^{(A)})$ są dla licznika i mianownika takie same; składowa sinusowa i kosinusowa sygnału napięciowego i prądowego (por. wzór 6.39) są zatem dzielone przez te same wartości. Zatem estymacja modułu impedancji jest obciążona mniejszą niedokładnością, niż miało to miejsce w przypadku wyznaczania amplitudy sygnału wejściowego (wzór 6.25).

Pomiar rezystancji

Do wyznaczenia wartości rezystancji można wykorzystać znajomość mocy czynnej oraz kwadratu amplitudy prądu. Dla sygnałów wejściowych o częstotliwości $f_1^{(A)}$ i przy „dopasowaniu” filtrów ortogonalnych wartość estymaty rezystancji wyznacza zależność:

$$R_i^{(A)}(n) = 2 \frac{P_i^{(A)}(n)}{[I_{Im}]^2} = \frac{u_c(n)i_c(n) + u_s(n)i_s(n)}{[i_c(n)]^2 + [i_s(n)]^2} \quad (6.44)$$

gdzie $R_i^{(A)}(n)$ – estymata dyskretnej wartości rezystancji dla sygnałów pomiarowych o częstotliwości składowej podstawowej wynoszącej $f_1^{(A)}$.

Dla przypadku, gdy częstotliwość $f_1^{(A)}$ sygnałów wejściowych jest różna od wartości $f_0^{(A)}$, pojawia się niedokładność estymacji rezystancji wynikająca z różnych wartości współczynników wzmocnienia $W_c(f_1^{(A)})$ i $W_s(f_1^{(A)})$ filtrów ortogonalnych. Zależność (6.44) zostaje zmodyfikowana do postaci:

$$R_i^{(A)}(n) = \frac{\frac{u_c(n)i_c(n)}{[W_c(f_1^{(A)})]^2} + \frac{u_s(n)i_s(n)}{[W_s(f_1^{(A)})]^2}}{\frac{[i_c(n)]^2}{[W_c(f_1^{(A)})]^2} + \frac{[i_s(n)]^2}{[W_s(f_1^{(A)})]^2}} = 2 \frac{P_i^{(A)}(n) \pm \Delta P_i^{(A)} \{ [W_c(f_1^{(A)})]^2 [W_s(f_1^{(A)})]^2 \}}{\{ I_{Im}(n) + \Delta I_{Im} [W_c(f_1^{(A)}) W_s(f_1^{(A)})] \}^2} \quad (6.45)$$

Jest to sytuacja zbliżona do tej, jaka miała miejsce w przypadku wyznaczania kwadratu modułu impedancji (por. wzór 6.43). Analogicznie i tutaj, w przypadku, gdy sygnały wejściowe zawierają składowe zakłócające w postaci wyższych harmonicznych, niedokładność estymacji rezystancji jest mniejsza w porównaniu z błędem wyznaczenia wartości amplitudy sygnału; jest to spowodowane wzajemnym tłumieniem niedokładności wyznaczenia mocy czynnej i kwadratu amplitudy prądu.

Pomiar reaktancji

Dyskretne wartości estymaty reaktancji można wyznaczyć wykorzystując znajomość mocy biernej sygnałów wejściowych o częstotliwości $f_1^{(A)}$ oraz amplitudy sygnału prądowego według wzoru:

$$X_i^{(A)}(n) = 2 \frac{Q_i^{(A)}(n)}{[I_{Im}(n)]^2} = \frac{u_s(n)i_c(n) - u_c(n)i_s(n)}{[i_c(n)]^2 + [i_s(n)]^2} \quad (6.46)$$

gdzie $X_i^{(A)}(n)$ – estymata dyskretnej wartości reaktancji dla sygnałów pomiarowych o częstotliwości składowej podstawowej wynoszącej $f_1^{(A)}$.

Dla przypadku niedopasowania filtrów ortogonalnych sinus i cosinus do aktualnej częstotliwości składowej podstawowej sygnałów wejściowych zależność (6.46) przyjmuje postać:

$$X_i^{(A)}(n) = \frac{u_s(n)i_c(n) - u_c(n)i_s(n)}{\frac{[i_c(n)]^2}{[W_c(f_i^{(A)})]^2} + \frac{[i_s(n)]^2}{[W_s(f_i^{(A)})]^2}} = \frac{Q_i^{(A)}(n) \pm \Delta Q_i^{(A)} [W_c(f_i^{(A)}) W_s(f_i^{(A)})]}{\{I_{1m}(n) + \Delta I_{1m} [W_c(f_i^{(A)}) W_s(f_i^{(A)})]\}}, \quad (6.47)$$

gdzie $|\Delta Q_i^{(A)}(n)|$ – wartość bezwzględna niedokładności estymacji mocy biernej sygnałów wejściowych o częstotliwości $f_i^{(A)}$.

W tym przypadku niedokładność estymacji wartości reaktancji jest inna, niż miało to miejsce dla rezystancji czy modułu impedancji. Mianownik wyrażenia (6.47) jest taki sam jak w równaniu (6.45), natomiast znacznie maleje niedokładność wyznaczenia estymaty mocy biernej; iloczyn $W_c(f_i^{(A)}) W_s(f_i^{(A)})$ dla niewielkich odchyłeń częstotliwości sygnału wejściowego jest praktycznie równy jedności.

Z powyższego wynika, że przedstawione algorytmy, bazując na składowych ortogonalnych, określonych w dyskretnej chwili czasu nT_i , pozwalają estymować wartości wielkości kryterialnych wykorzystywanych przez ISAZ złożonych obiektów wytwórczych, charakteryzujących się m.in. rozruchem częstotliwościowym. Dla zakładanych:

- parametrów filtrów ortogonalnych opisanych zależnościami $T_w = T_1^{(A)}$ oraz $f_0^{(A)} = f_1^{(A)}$,
- niewielkich odchyłeń częstotliwości składowej podstawowej sygnałów pomiarowych $f_1^{(A)}$ od częstotliwości $f_0^{(A)}$ powstałych na wskutek zmiany częstotliwości sygnałów wejściowych w trakcie cyklu pomiarowego,
- maksymalnego czasu pomiędzy kolejnymi cyklami pomiarowymi nie przekraczającego okresu $T_1^{(A)}$ składowej podstawowej sygnału wejściowego, którego częstotliwość $f_1^{(A)}$ jest traktowana jako aktualna

niedokładności estymacji wartości wielkości pomiarowych i zabezpieczeniowych są niewielkie i można je pominąć. Również przy obecności w sygnałach pomiarowych zakłóceń w postaci wyższych harmonicznym wynikające stąd niedokładności estymacji są pomijalnie małe; tłumienie amplitud wyższych harmonicznym przez filtry ortogonalne dla niewielkich odchyłeń częstotliwości jest praktycznie stuprocentowe. Wartości niedokładności estymacji wielkości kryterialnych maleją ze wzrostem częstotliwości $f_1^{(A)}$ sygnałów wejściowych. Jest to spowodowane tym, że dla liniowej zmiany częstotliwości sygnałów wejściowych zmniejszeniu ulega maksymalne odchylenie częstotliwości $|\Delta f_1^{(A)}|_{\max}$, a to na skutek skrócenia czasu trwania cyklu pomiaru częstotliwości, co minimalizuje niedopasowanie częstotliwości $f_0^{(A)}$ do aktualnej częstotliwości sygnałów wejściowych. Niedokładności estymacji wielkości pomiarowych są również zależne od fazy początkowej sygnałów pomiarowych.

Inaczej przedstawia się różnica pomiędzy częstotliwościami $f_1^{(A)}$ a $f_0^{(A)}$, gdy iloraz $f_1/f_1^{(A)}$ nie jest liczbą naturalną. W tym przypadku z powodu konieczności określenia wartości $f_0^{(A)}$ gwarantującej, że stosunek $f_1/f_1^{(A)}$ jest liczbą naturalną, możliwe odchylenia częstotliwości $|\Delta f_1^{(A)}|_{\max}$ są znacznie większe i rosną wraz ze wzrostem częstotliwości $f_1^{(A)}$ sygnału wejściowego (por. tabl. 6.5). Przykładowo, dla częstotliwości próbkowania

$T_1=1000$ Hz i wartości $f_1^{(A)}$ zmieniającej się w zakresie $\langle 5 \div 51 \rangle$ Hz, maksymalne odchylenie częstotliwości $|\Delta f_1^{(A)}|_{\max}$ nieznacznie przekracza jeden herc, dając niewielkie błędy estymacji wartości omawianych wielkości, co zostanie wykazane w rozdziale 7.

Zestaw algorytmów wykorzystujący przesunięte w czasie składowe ortogonalne sygnałów wejściowych, wyznaczone na podstawie splotu z funkcjami sinus i cosinus

Interesującą grupę stanowią algorytmy estymujące wielkości kryterialne wykorzystujące przesunięcie sygnałów ortogonalnych. Na szczególną uwagę zasługują algorytmy pomiarowe, które są bardzo mało wrażliwe lub w ogóle niewrażliwe na zmiany częstotliwości sygnałów; szczegółowo opisane w pozycji [70].

Można wśród nich wyznaczyć algorytmy, które mają tylko jeden czynnik zależny od częstotliwości sygnałów wejściowych. Są to algorytmy wyznaczające:

- kwadrat amplitudy sygnału napięciowego i prądowego

$$X_m^2(f) = \frac{x_s(n)x_c(n-k) - i_s(n-k)x_c(n)}{2W_c(f_1)W_s(f_1)\sin(k\omega T_1)} = \frac{|W_c(f)|}{|W_c(f_1)|} \frac{|W_s(f)|}{|W_s(f_1)|} \frac{\sin(k\omega T_1)}{\sin(k\omega_1 T_1)} X_m^2(f_1) = cX_m^2(f_1), \quad (6.48)$$

- moc czynną

$$P(f) = \frac{u_s(n)i_c(n-k) - u_s(n-k)i_c(n)}{2W_c(f_1)W_s(f_1)\sin(k\omega T_1)} = cP(f_1), \quad (6.49)$$

- moc bierną

$$Q(f) = \frac{|W_c(f)|}{|W_c(f_1)|} \frac{|W_s(f)|}{|W_s(f_1)|} Q(f_1), \quad (6.50)$$

gdzie: k – liczba próbek określająca wielkość opóźnienia sygnału,
 f – częstotliwość sygnału pomiarowego różna od znamionowej f_1 ,
 f_1 – częstotliwość znamionowa sygnału odpowiadająca częstotliwości f_0 funkcji sinus i cosinus filtrów ortogonalnych,
 c – wartość zależna od aktualnej częstotliwości sygnału f ,
 $X_m(f_1)$ – wyznaczona estymata amplitudy sygnału o częstotliwości znamionowej,
 $X_m(f)$ – estymata amplitudy sygnału o częstotliwości f ,
 $P(f_1)$ – wyznaczona estymata mocy czynnej dla sygnałów wejściowych o częstotliwości znamionowej,
 $P(f)$ – estymata mocy czynnej dla częstotliwości f ,
 $Q(f_1)$ – wyznaczona estymata mocy biernej dla sygnałów wejściowych o częstotliwości znamionowej,
 $Q(f)$ – estymata mocy biernej dla częstotliwości f .

Drugi zestaw w tej grupie stanowią algorytmy całkowicie niezależne od częstotliwości. Zalicza się do nich:

- algorytm estymujący wartość rezystancji

$$R(f) = \frac{2P(f)}{I_m^2(f)} = r = \frac{u_s(n)i_c(n-k) - u_s(n-k)i_c(n)}{i_s(n)i_c(n-k) - i_s(n-k)i_c(n)}, \quad (6.51)$$

- algorytm estymujący kwadrat modułu impedancji

$$Z^2(f) = Z^2 = \frac{U_m^2(f)}{I_m^2(f)}. \quad (6.52)$$

Na podstawie znajomości wartości estymat impedancji Z oraz rezystancji R można wyznaczyć wartość reaktancji ze wzoru:

$$X = \sqrt{Z^2 - R^2}. \quad (6.53)$$

Zaprezentowane algorytmy mogą być stosowane z dobrym skutkiem i przy niewielkich błędach do pomiarów przy wahaniami częstotliwości w zakresie ± 2.5 Hz [70]. Ponadto chcąc wyznaczyć estymaty amplitudy sygnałów, mocy czynnej i biernej konieczna jest znajomość aktualnej częstotliwości $f_1^{(A)}$ wejściowych sygnałów pomiarowych oraz wzmocnienia pełnookresowych filtrów ortogonalnych sinus i cosinus dla tej częstotliwości. Zwiększając odchylenie częstotliwości mierzonej f od znamionowej f_1 ulegają znacznemu pogorszeniu własności filtracyjne zastosowanych filtrów ortogonalnych, co wynika z kształtu ich widm amplitudowych.

Dla większych niż ± 2.5 Hz odchylen częstotliwości sygnału pomiarowego konieczne staje się „poprawianie” charakterystyk widmowych filtrów, aby były one dostosowane do aktualnej częstotliwości sygnałów [70].

Bazą wyjściową działań korekcyjnych jest zgrubny pomiar częstotliwości o niezbyt dużej dokładności. Jeżeli w wyniku pomiaru częstotliwości stwierdzi się zaistnienie odchyłki częstotliwości większej niż założona, to dokonuje się określonych zmian w filtrach i algorytmach pomiarowych. Adaptacja („dopasowanie”) filtrów ortogonalnych do częstotliwości sygnału pomiarowego polega na zastosowaniu okna pomiarowego równego – w miarę możliwości – okresowi składowej podstawowej sygnału wejściowego i modyfikacji współczynników wagowych funkcji sinus i cosinus (zmianie ulega częstotliwość $f_0^{(A)}$ funkcji okna filtru).

Przedstawiony zestaw algorytmów jest zbliżony do zestawu omówionego wcześniej. Porównując sposób pracy algorytmów obydwu zestawów można dojść do następujących wniosków:

- zestaw pierwszy algorytmów (równania 6. 15, 6. 25, 6. 26, 6. 35, 6. 37, 6. 38, 6. 40, 6. 44 i 6. 46) bazuje na dokładnej znajomości aktualnej częstotliwości $f_1^{(A)}$ sygnału pomiarowego, co pozwala na natychmiastową adaptację parametrów filtrów ortogonalnych, tj. częstotliwości funkcji sinus i cosinus oraz długości okna pomiarowego, odpowiednia do wartości $f_0^{(A)} = f_1^{(A)}$ i $T_w = T_1^{(A)}$;
- zestaw drugi algorytmów (równania 6. 48, 6. 49 i 6. 50) korzysta ze zgrubnego pomiaru częstotliwości sygnału, co w przypadku dużych odchylen częstotliwości powoduje iteracyjne dopasowywanie parametrów filtrów ortogonalnych do aktualnej częstotliwości sygnału pomiarowego. Długi czas dopasowania można zmniejszyć skracając czas pomiędzy kolejnymi cyklami wyznaczania wartości częstotliwości

sygnału wejściowego, uzyskując w ten sposób mniejsze odchylenia częstotliwości pomiędzy cyklami. Dla niewielkich odchylen częstotliwości wystarczający może być jeden krok korekcyjny, tj. zmiana długości okna pomiarowego o wartość T_1 ;

- dla założonego, znaczącego udziału wyższych harmonicznnych w sygnałach wejściowych (ze względu na specyfikę zabezpieczanego obiektu) należy spodziewać się w omawianych zestawach algorytmów niedokładności wynikających z braku możliwości dopasowania długości okna pomiarowego filtru do aktualnego okresu składowej podstawowej sygnałów pomiarowych. Niedokładności tego rodzaju pojawiają się również w wynikach algorytmów niezależnych od częstotliwości;
- w zestawie drugim algorytmy wyznaczające estymaty amplitudy napięcia i prądu oraz mocy czynnej obarczone są dodatkową niedokładnością, wynikającą ze zgrubnego pomiaru częstotliwości. Chcąc ją zminimalizować należy zastosować algorytm pomiaru częstotliwości dokładny, aktywny w szerokim zakresie jej zmian, np. zaproponowany w zestawie pierwszym algorytmów;
- algorytmy zestawu drugiego, wyznaczające estymaty impedancji i jej składowych, są niewrażliwe na niewielkie zmiany częstotliwości (przy braku w sygnałach wejściowych wyższych harmonicznnych), natomiast w wynikach algorytmów zestawu pierwszego pojawiają się niedokładności tego rodzaju, jednak dla dostatecznie krótkiego czasu (jedno-, dwukrotność okresu $T_1^{(A)}$ aktualnej składowej podstawowej sygnału wejściowego) pomiędzy kolejnymi cyklami pomiaru częstotliwości niedokładności te są niewielkie (por. rozdz. 7. 3);
- czas stabilizacji wyników w algorytmach zestawu pierwszego jest równy okresowi aktualnej składowej podstawowej sygnału pomiarowego; wykorzystywana jest para pełnookresowych filtrów ortogonalnych o funkcjach okna pomiarowego sinus i cosinus. Algorytmy zestawu drugiego bazują na analogicznie wyznaczanych składowych ortogonalnych, jednak przesuniętych w czasie względem siebie o wartość kT_1 . W tym przypadku czas stabilizacji wyników algorytmów po skokowej zmianie wartości sygnałów wejściowych jest równy okresowi aktualnej składowej podstawowej powiększony o czas kT_1 . Przy zmieniającej się, np. liniowo częstotliwości sygnału wejściowego skutkuje to zwiększoną niedokładnością estymacji wielkości kryterialnych na skutek większych rozbieżności częstotliwości sygnałów wejściowych reprezentowanych przez ich wartości dyskretne w chwili nT_1 oraz $[n-(N+1+k)]T_1$.

W realizacji zbioru operacji pomiarowych i zabezpieczeniowych w ISAZ zdecydowano się na zastosowanie algorytmów wykorzystujących składowe ortogonalne sygnałów wejściowych wyznaczonych dla danej chwili czasu dyskretnego.

Przedstawione algorytmy stanowią grupę funkcji opartych na składowych ortogonalnych pierwszych harmonicznnych wejściowych sygnałów pomiarowych. Można tutaj zauważyć proces wykorzystywania danych i informacji wygenerowanych w poszczególnych operacjach lub ich etapach. Wyznaczone składowe ortogonalne lub wartości kryterialne proste, tj. estymaty prądów i napięć, są następnie wykorzystywane do określenia wartości sygnałów złożonych, tj. częstotliwości, impedancji, mocy itd. Zasada ta pozwala skrócić zarówno czas obliczeń całego zbioru operacji, jak i ograniczyć wymagania sprzętowe w zakresie liczby i pojemności potrzebnych buforów pamięci, dedykowanych procesorów, obciążenia wewnętrznej sieci informatycznej systemu automatyki itp. Ortogonalizacja sygnałów wejściowych, dokonana za pomocą par pełnookresowych filtrów ortogonalnych o bardzo dobrych własnościach filtracyjnych, pozwala przede wszystkim na skuteczne tłumienie lub eliminację składowych zakłócających, których obecność spodziewana jest zarówno w stanach pracy normalnej, jak i zakłóceniowej rozpatrywanego węzła wytwórczego [26].

W zależności od potrzebnych informacji można wykorzystać algorytmy impedancyjne opisane równaniami (6.38) i (6.40) jako wymagające mniejszego nakładu obliczeń, zwłaszcza w sytuacjach, gdy potrzebna jest znajomość wartości amplitud i kątów fazowych napięć i prądów lub w sytuacjach adaptowania się charakterystyk zabezpieczeń impedancyjnych do zmieniającej się częstotliwości sygnałów pomiarowych. W przypadku, gdy konieczna jest jedynie znajomość składowych wektora impedancji, tj. wartości $R^{(1)}(n)$ i $X^{(1)}(n)$, można wykorzystać zależności opisane wzorami (6.44) i (6.46).

Zestaw algorytmów wykorzystujących składowe ortogonalne wyznaczone poprzez przesunięcie sygnału

Ta grupa algorytmów jest także oparta na składowych ortogonalnych wejściowych sygnałach pomiarowych, analogicznie do zestawów funkcji poprzednio przedstawionych, zatem do wyznaczenia dyskretnych wartości estymat: amplitud prądów i napięć, wektora mocy czynnej i biernej, impedancji oraz rezystancji i reaktancji można wykorzystać zależności opisane wzorami (6.25), (6.35), (6.37), (6.44) i (6.46). Różnica w stosunku do poprzednich algorytmów polega jedynie na sposobie wyznaczenia składowych ortogonalnych. W tym przypadku wykorzystano metodę przesunięcia sygnału w dwu wariantach: przy przesunięciu sygnału o jedną próbkę oraz przy przesunięciu o liczbę próbek mieszczących się w 1/4 aktualnego okresu pierwszej harmonicznej sygnału pomiarowego.

Zasadniczą wadą omawianej grupy algorytmów jest konieczność znajomości estymaty częstotliwości składowej podstawowej sygnału pomiarowego. Można wykorzystać w tym celu algorytm wyznaczenia częstotliwości pierwszej harmonicznej, wchodzący w skład przedstawionego poprzednio zestawu funkcji zabezpieczeniowych i pomiarowych, a opisany szczegółowo w pracy [23]. Wykorzystanie algorytmu wiąże się jednak ze znacznym wzrostem nakładu obliczeń, których wyniki nie mogą zostać wykorzystane przez inne algorytmy zabezpieczeniowe lub pomiarowe. Można także zastosować oszczędną metodę zliczania impulsów jako sposobu wyznaczenia częstotliwości, jednak przy zakładanej znacznej deformacji sygnałów pomiarowych składowymi zakłócającymi wyznaczone wartości estymaty częstotliwości obarczone są bardzo dużymi błędami [23].

Dyskretne wartości składowych ortogonalnych wejściowego sygnału pomiarowego $x(n)$ można wyznaczyć na podstawie następujących zależności [75]:

a)

$$\begin{aligned} x_c(n) &= \frac{x(n) + x(n-h)}{2 \cos\left(\omega_1 h \frac{T_i}{2}\right)}, \\ x_s(n) &= \frac{x(n) - x(n-h)}{2 \sin\left(\omega_1 h \frac{T_i}{2}\right)}. \end{aligned} \quad (6.54)$$

b)

$$\begin{aligned} x_c(n) &= x(n), \\ x_s(n) &= \frac{x(n-h) - x(n) \cos(\omega_1 h T_i)}{\sin(\omega_1 h T_i)}. \end{aligned} \quad (6.55)$$

c)

$$\begin{aligned} x_c(n) &= x(n-h), \\ x_s(n) &= \frac{x(n-2h) - x(n)}{2 \sin(\omega_1 h T_i)}. \end{aligned} \quad (6.56)$$

gdzie wartość h oznacza liczbę próbek określającą czas przesunięcia sygnału hT_i . W rozpatrywanym przypadku liczba h przyjmuje wartości:

1. $h=1$ – przesunięcie sygnału równe jest okresowi próbkowania T_i ,
2. $h=T_i/4$ – przesunięcie sygnału jest równe ćwiartce okresu aktualnie wyznaczonej pierwszej harmonicznej sygnału pomiarowego $T_i/4$.

Wykorzystując zależności opisane wzorem (6.54) składowe ortogonalne sygnałów prądowego i napięciowego dla przyjętej wartości $h=1$ wynoszą odpowiednio:

$$\begin{aligned} u_c(n) &= \frac{u(n) + u(n-1)}{2 \cos\left(\omega_1 \frac{T_i}{2}\right)}, & i_c(n) &= \frac{i(n) + i(n-1)}{2 \cos\left(\omega_1 \frac{T_i}{2}\right)}, \\ u_s(n) &= \frac{u(n) - u(n-1)}{2 \sin\left(\omega_1 \frac{T_i}{2}\right)}, & i_s(n) &= \frac{i(n) - i(n-1)}{2 \sin\left(\omega_1 \frac{T_i}{2}\right)}. \end{aligned} \quad (6.57)$$

natomiast wartości estymat amplitud sygnałów wejściowych oraz estymat mocy czynnej i biernej określają zależności:

amplituda sygnału napięciowego

$$U_{\max}(n) = \sqrt{[u_c(n)]^2 + [u_s(n)]^2} = \sqrt{\left[\frac{u(n) + u(n-1)}{2 \cos\left(\omega_1 \frac{T_i}{2}\right)}\right]^2 + \left[\frac{u(n) - u(n-1)}{2 \sin\left(\omega_1 \frac{T_i}{2}\right)}\right]^2}. \quad (6.58)$$

amplituda sygnału prądowego

$$I_{\max}(n) = \sqrt{[i_c(n)]^2 + [i_s(n)]^2} = \sqrt{\left[\frac{i(n) + i(n-1)}{2 \cos\left(\omega_1 \frac{T_i}{2}\right)}\right]^2 + \left[\frac{i(n) - i(n-1)}{2 \sin\left(\omega_1 \frac{T_i}{2}\right)}\right]^2}. \quad (6.59)$$

moc czynna

$$P(n) = 0.5 [u_c(n)i_c(n) + u_s(n)i_s(n)] = 0.5 \left\{ \frac{[u(n) + u(n-1)][i(n) + i(n-1)]}{4\cos^2\left(\omega_1 \frac{T_1}{2}\right)} + \frac{[u(n) - u(n-1)][i(n) - i(n-1)]}{4\sin^2\left(\omega_1 \frac{T_1}{2}\right)} \right\} \quad (6.60)$$

moc bierna

$$Q(n) = 0.5 [u_s(n)i_c(n) - u_c(n)i_s(n)] = 0.5 \left\{ \frac{[u(n) - u(n-1)][i(n) + i(n-1)]}{4\sin\left(\omega_1 \frac{T_1}{2}\right)\cos\left(\omega_1 \frac{T_1}{2}\right)} - \frac{[u(n) + u(n-1)][i(n) - i(n-1)]}{4\sin\left(\omega_1 \frac{T_1}{2}\right)\cos\left(\omega_1 \frac{T_1}{2}\right)} \right\} \quad (6.61)$$

Wykorzystując znajomość wartości estymaty mocy czynnej i biernej oraz amplitudy prądu można wyznaczyć rezystancję i reaktancję ze wzorów:

rezystancja

$$R(n) = \frac{2P(n)}{I_{max}^2(n)} \quad (6.62)$$

reaktancja

$$X(n) = \frac{2Q(n)}{I_{max}^2(n)} \quad (6.63)$$

Opisane algorytmy charakteryzują się krótkim czasem podejmowania decyzji (przeprowadzania obliczeń) oraz stabilizacji wyniku po skokowym zaburzeniu sygnału wejściowego, zwłaszcza w przypadku, gdy parametr $h=1$. Stosując metodę przesunięcia sygnału do wyznaczenia składowych ortogonalnych wejściowych sygnałów pomiarowych należy jednak mieć na uwadze, że jest ona skuteczna (daje prawidłowe wyniki) jedynie w przypadkach, gdy wejściowe sygnały pomiarowe są niezakłócone lub gdy poziom zakłóceń jest niewielki, tzn. nie przekracza 2% poziomu sygnału podstawowego. Wynika to z tego, że proces ortogonalizacji wykorzystujący przesunięcie sygnału sam w sobie jest realizacją pewnego filtra cyfrowego o widmie amplitudowym zależnym od przyjętej wartości przesunięcia h . Jedynie dla przesunięcia sygnału o wartość równą ćwiartce okresu jego pierwszej harmonicznej nie następuje zmiana widma sygnału w wyniku ortogonalizacji. Dla ortogonalizacji przez przesunięcie sygnału o jedną próbkę unormowane widmo amplitudowe realizowanej jednocześnie filtracji – w przedziale od pierwszej do dziesiątej harmonicznej – ma charakter funkcji rosnącej przyjmującej wartości wzmocnienia odpowiednio dla pierwszej harmonicznej równą jeden, natomiast dla dziesiątej około sześć i pół [70]. Zatem im wyższego rzędu harmoniczna występuje w sygnale wejściowych, tym jej wpływ na poziom niedokładności pomiaru jest większy.

Specyfika pracy omawianego węzła wytwórczego nie wyklucza obecności w sygnałach pomiarowych szeregu składowych zakłócających o udziałach znacznie przekraczających pułap 2%. Z tego względu, chcąc zapewnić prawidłową pracę wymienionych algorytmów, należy sygnały wejściowe poddać wstępnie filtracji cyfrowej w celu eliminacji lub silnego wytłumienia z sygnałów pomiarowych składowych fałszujących wartość estymaty pierwszej harmonicznej. Zapewnienie odpowiedniego stopnia tłumienia składowych zakłócających wiąże się z zastosowaniem nierekursywnych filtrów cyfrowych wyższych rzędów o odpowiednich widmach amplitudowo-fazowych, np. pełnokresowych filtrów o oknach w postaci funkcji Walsha. Zastosowanie wstępnej filtracji znacznie wydłuża czas estymacji wartości wielkości kryterialnych i w przypadku zastosowania skutecznych filtrów pełnokresowych jest on w przybliżeniu równy oczekiwaniu na decyzję w algorytmach omówionych w poprzednim punkcie. Ze względu na to, że przedstawione algorytmy pracują w szerokim zakresie zmian częstotliwości, pojawia się problem określenia wartości $h = T_1/4T_i$ w przypadkach, gdy stosunek częstotliwości próbkowania f_i do aktualnie wyznaczonej wartości częstotliwości pierwszej harmonicznej f_1 nie jest liczbą naturalną. W takich przypadkach wartość h została przyjęta jako jedna czwarta liczby naturalnej najbliższej temu stosunkowi. W rozdziale 7, poświęconym wynikom badań symulacyjnych omawianych algorytmów, zostaną przedstawione m.in. wyniki wpływu niedokładności w przyjętej wartości h na prawidłowość estymacji wartości wielkości zabezpieczeniowych i pomiarowych.

Zestaw algorytmów wyznaczających wartości rezystancji i reaktancji z równania różniczkowego modelu obwodu zwarciego

Ostatnią grupę prezentowanych algorytmów stanowią funkcje wyznaczające składowe wektora impedancji, tj. wartości estymat rezystancji i reaktancji. Przedstawione algorytmy, oparte na równaniu różniczkowym pierwszego rzędu modelu linii, są oszczędne obliczeniowo oraz charakteryzują się krótkim czasem stabilizacji wyników po skokowym zaburzeniu sygnałów wejściowych [75]. Cenną zaletą algorytmów tej grupy jest również niewrażliwość na obecność w wejściowych sygnałach pomiarowych zakłóceń w postaci składowej aperiodycznej, mogącej wystąpić głównie w sygnałach prądowych. Niewrażliwość ta wynika z uwzględnienia składowej aperiodycznej w modelu obwodu zwarciego. Do zasadniczych wad tej grupy należy zaliczyć przede wszystkim:

- silną wrażliwość algorytmów na obecność w sygnałach wejściowych wyższych harmonicznych, nawet o niewielkich poziomach amplitud; powoduje to konieczność zastosowania skutecznej wstępnej filtracji pasmowej lub dolnoprzepustowej znacznie wydłużającej czas i nakład obliczeń algorytmów,
- potrzebę dodatkowego zastosowania algorytmów innych grup w celu określenia wartości estymat amplitud prądów i napięć, fazora impedancji czy wartości mocy czynnej i biernej.

Korzystając z prostego równania modelu obwodu zwarciego można określić zależności pozwalające wyznaczyć następujące wartości:

rezystancji

$$R(n) = \frac{(u_1 i_2 - u_2 i_1)}{(i_1 i_2 - i_2 i_1)} \quad (6.64)$$

reaktancji

$$X(n) = \frac{(u_2 i_1 - u_1 i_2)}{(i_1 i_2 - i_2 i_1)}, \quad (6.65)$$

gdzie :

$$i_2 = \frac{[i(n) + i(n-1)]}{2 \cos\left(\omega_1 \frac{T_1}{2}\right)}, \quad i_1 = \frac{[i(n-r) + i(n-r-1)]}{2 \cos\left(\omega_1 \frac{T_1}{2}\right)}, \quad (6.66)$$

$$u_2 = \frac{[u(n) + u(n-1)]}{2 \cos\left(\omega_1 \frac{T_1}{2}\right)}, \quad u_1 = \frac{[u(n-r) + u(n-r-1)]}{2 \cos\left(\omega_1 \frac{T_1}{2}\right)}, \quad (6.67)$$

$$i_2' = \frac{[i(n) - i(n-1)]}{2 \sin\left(\omega_1 \frac{T_1}{2}\right)}, \quad i_1' = \frac{[i(n-r) - i(n-r-1)]}{2 \sin\left(\omega_1 \frac{T_1}{2}\right)}, \quad (6.68)$$

$$r T_1 = t_2 - t_1.$$

Silna wrażliwość omawianych algorytmów na obecność w sygnałach wejściowych wyższych harmonicznnych wynika z przyjętego modelu obwodu zwarcioowego i sposobu różniczkowania sygnałów wejściowych. Bazując na przyjętym modelu obwodowym można otrzymać prawidłowe wartości rezystancji i reaktancji dla składowej podstawowej jedynie wówczas, gdy jedyną składową okresową zawartą w sygnałach wejściowych jest pierwsza harmoniczna. W innych przypadkach zależności (6. 64) i (6. 65) nie uwzględniają wpływu obecności wyższych harmonicznnych na niedokładność wyznaczenia – wg. wzorów (6. 66), (6. 67) i (6. 68) – wartości sygnałów napięciowego i prądowego oraz pochodnych i_1 i i_2 sygnału prądowego. Przykładowo, jeżeli wejściowy sygnał prądowy oprócz składowej podstawowej zawiera również wyższe harmoniczne to jego pochodna nie jest określona równaniem (6. 68); równanie to określa jedynie wartości różniczki sygnału w postaci funkcji cosinus o pulsacji ω_1 w dyskretnych chwilach czasu nT_1 oraz $(n-r)T_1$, który może stanowić składową podstawową sygnału pomiarowego. Elementy składowe równań (6. 64) i (6. 65) są odpowiednikami składowych ortogonalnych wyznaczonych metodą przesunięcia sygnału o jedną próbkę dla dwóch dyskretnych chwil czasu, tj. nT_1 oraz $(n-r)T_1$. Można zatem przyjąć, że poziom wrażliwości omawianych algorytmów na obecność w sygnałach wejściowych wyższych harmonicznnych będzie podobny jak w przypadku algorytmów bazujących na przesunięciu sygnałów. Wyniki symulacyjne pracy algorytmów obu zestawów zamieszczono w rozdziale siódmym.

Wykorzystując wyznaczone wartości estymat rezystancji i reaktancji oraz amplitudy prądu składowej podstawowej (określonej, np. w oparciu o algorytmy poprzednio omówionego zestawu przynależnego do tej samej drugiej grupy algorytmów), można – po przekształceniach – wyznaczyć dyskretne wartości mocy czynnej i biernej ze wzorów (6. 62) i (6. 63).

Wyniki badań symulacyjnych omówionych wyżej czterech zestawów algorytmów pomiarowych i zabezpieczeniowych są zamieszczone w dalszej części pracy (por. rozdz. 7). Pozwolą one na szczegółową ocenę dokładności wyznaczenia estymat poszczególnych wartości kryterialnych jak i wpływu różnych czynników (parametrów sygnałów wejściowych

i algorytmów) na poziom niedokładności wypracowanych decyzji poszczególnych funkcji zabezpieczeniowych.

6.5. Możliwości realizacji operacji prewencyjno-restytucyjnych

6.5.1. Podsystem analizy alarmów oraz lokalizacji miejsca wystąpienia zakłócenia i estymacji jego charakteru

Za zastosowaniem sztucznych sieci neuronowych w realizacji operacji analizy przemawiają następujące przesłanki :

- brak konieczności stawiania w sposób jasny hipotez o naturze związku pomiędzy wejściowymi danymi a przewidywanymi wynikami;
- konieczność analizy dużej liczby informacji do prawidłowej interpretacji napływających alarmów i informacji o zakłóceniach, a następnie rozpoznania charakteru i lokalizacji miejsca wystąpienia zakłócenia;
- wykonanie ww. zadań w krótkich przedziałach czasowych, gwarantujących szybką realizację działań sterujących w obiekcie;
- zastosowanie układów współbieżnego przetwarzania danych, mało wrażliwych na występowanie informacji przekłamanych i błędnych (nie ujętych na etapie tworzenia procedur wnioskujących) oraz posiadających zdolności do uogólniania zdarzeń i prawidłowej ich klasyfikacji.

Dla węzła wytwórczego z rys.6.1 przyjęto rozproszoną, warstwową strukturę podsystemu odpowiedzialnego za operacje „analizy”. Poszczególne moduły **FID...** przypisane są urządzeniom lub układom elementarnym obiektów cząstkowych wchodzącym w skład analizowanego węzła. Złożoność strukturalna przyjętego do analizy węzła wytwórczego pociąga za sobą znacznie rozbudowany podsystem analizy oparty na modułach **FID...** Generalnie można w nim wyróżnić dla każdego bloku energetycznego dwa moduły przypisane generatorowi (tj. **FID-G..1**, **FID-G..2**), jeden moduł przypisany transformatorowi blokowemu (**FID-TB..**), moduł przypisany układowi potrzeb własnych danego bloku (**FID-UPWG..**) wzbogaconego dodatkowo (w miarę potrzeb) o blok układu rozruchowego (**FID-UR..**). Dla obiektu cząstkowego w postaci układu potrzeb własnych ogólnych węzła wytwórczego przeznaczony został jeden moduł realizujący operacje analizy, mianowicie **FID-UPW**.

Na rysunkach 6. 11 i 6. 12 zostały przedstawione schematy blokowe powiązań modułów funkcjonalnych odpowiedzialnych za analizę zakłóceń oraz sterowanie (głównie w zakresie prewencyjno-restytucyjnym) w podsystemie odpowiedzialnym za realizację operacji prewencyjno-restytucyjnych odpowiednio dla obiektów wytwórczych **G1** i **G2** oraz **G3** . **G** i układu potrzeb własnych ogólnych węzła wytwórczego **UPW**.

W celu zwiększenia stopnia prawidłowości generowanych decyzji sygnały wyjściowe danego modułu są często wykorzystywane jako sygnały wejściowe innych modułów przynależnych do tego samego obiektu cząstkowego, np. informacje wypracowane przez moduł **FID - G11** są wykorzystywane jako sygnały wejściowe przez moduł **FID - TBI** (rys. 6. 11).

Realizacja modułów **FID...** podsystemu odpowiedzialnego za wykonanie zadań analizy odbywa się za pomocą sztucznych sieci neuronowych - trójwarstwowych, z algorytmem wstecznej propagacji błędu o nieliniowych funkcjach aktywacji neuronów.

Jako sygnały wejściowe pierwszej warstwy sieci neuronowych tworzących poszczególne moduły – sygnały wejściowe **FID...** – wykorzystano:

- sygnały ostrzegawcze, informujące o pobudzeniu lub zadziałaniu funkcji zabezpieczeniowych, uzyskiwane z modułów zabezpieczeniowych Z... wchodzących w skład CTZS,
- sygnały ostrzegawcze z układów regulacji napięcia UARN (wejście 13 modułu FID - G12 na rys. 6. 13),
- informacje uzyskane z węzłów globalnych podsystemu identyfikacji aktualnego stanu pracy obiektu (wejścia nr 16 + 18 modułu FID - G12),
- sygnały wyjściowe z sąsiednich modułów FID...,
- sygnały dwustanowe odwzorowujące topologię obwodów pierwotnych obiektu elektroenergetycznego poprzez odwzorowanie położenia łączników (wejście nr 19 modułu FID - G12).

Na rysunku 6. 13 przedstawiono schemat blokowy modułu FID.. podsystemu analizy obiektu wytwórczego G1 - zrealizowanego na bazie sztucznych sieci neuronowych - ze szczegółowym opisem sygnałów wejściowych podawanych na sieć i oczekiwanych odpowiedzi (generowanych przez sieć neuronową decyzji).

Uczenie i testowanie struktur SSN tworzących moduły FID... podsystemu odpowiedzialnego za operacje analizy

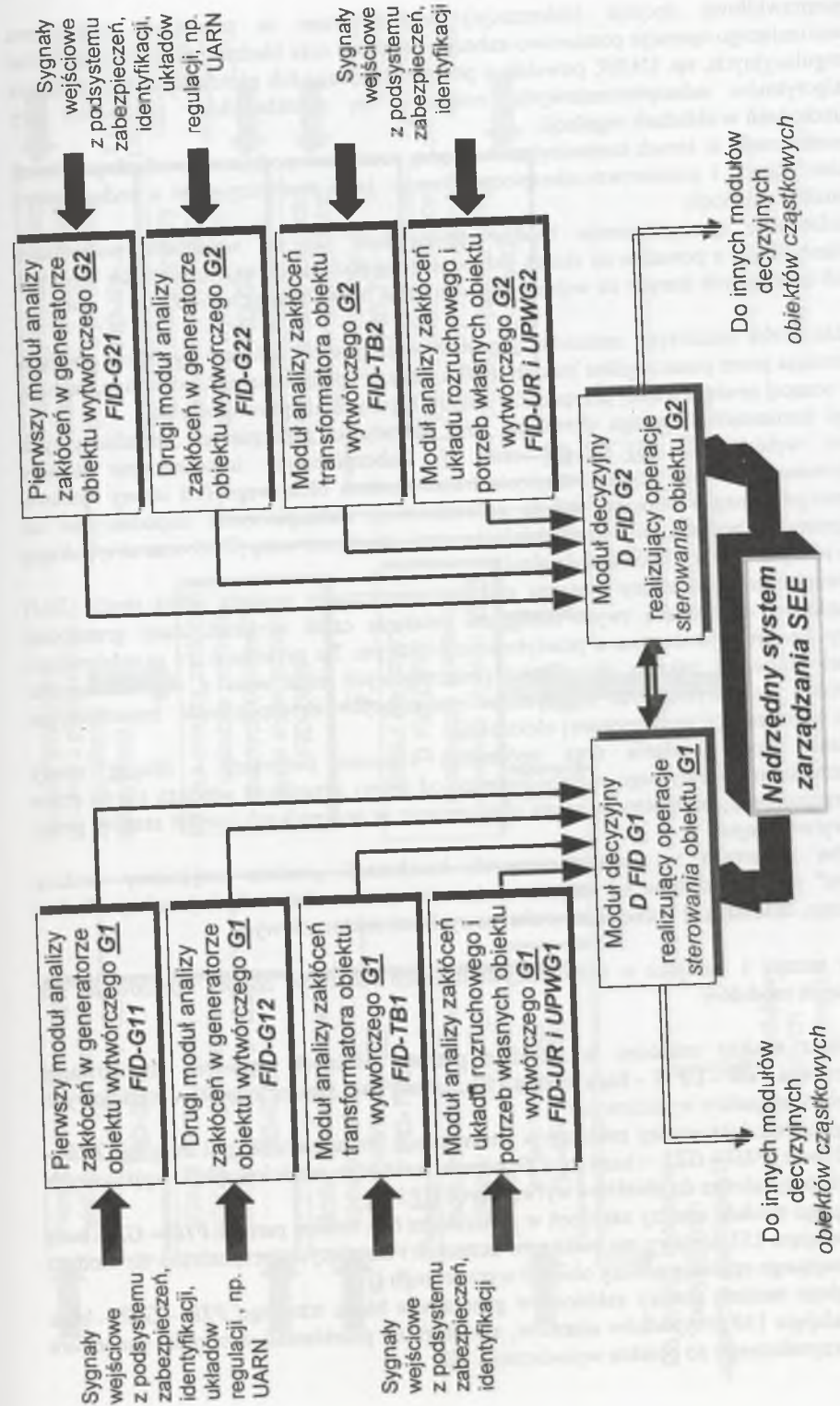
Realizacja modułów analizy zakłóceń FID... poszczególnych obiektów cząstkowych rozpatrywanej elektrowni jest taka sama jak w przypadku SSN podsystemu odpowiedzialnego za operacje identyfikacji (rozdział 6. 2. 2) i adaptacji. Podobnie przyjęta struktura sieci neuronowych w zakresie : liczby warstw (trójwarstwowa), funkcji aktywacji neuronów poszczególnych warstw (tangens hiperboliczny dla warstwy wejściowej i ukrytej oraz funkcja liniowa dla warstwy wyjściowej), typu wykorzystanych neuronów (perceptron), jak i metody uczenia sieci (wsteczna propagacja błędu); różnica dotyczy jedynie liczby neuronów w poszczególnych warstwach zdeterminowanej złożonością rozpatrywanej operacji.

Podstawowym czynnikiem zewnętrznej redukcji cech (rozmiaru) wejściowych wektorów uczących i testujących jest wykorzystanie informacji o wysokim stopniu przetworzenia pozyskiwanych w postaci sygnałów decyzyjnych z pozostałych podsystemów funkcjonalnych wchodzących w skład ISAZ.

Podobnie jak w systemach omawianych w poprzednich rozdziałach tak i tutaj elementy wektorów wejściowych i wyjściowych, stanowiących ciągi uczące oraz testujące, mają postać wartości binarnych. Różnica - w stosunku do podstruktury systemu identyfikacji - polega na braku wielowarstwowej struktury podsystemu odpowiedzialnego za operacje analizy. Stopień przetworzenia informacji wejściowych pozwala zrezygnować ze struktury warstwowej podsystemu; jest ona podobna do struktury podsystemu odpowiedzialnego za operacje adaptacji. Globalne decyzje sterujące dotyczące rozdziału i przesyłu sygnałów sterujących, związanych głównie z realizacją działań prewencyjnych i restytucyjnych dla danego obiektu cząstkowego, podejmuje moduł funkcjonalny (D FID ...) umieszczony w logicznym węzle globalnym (rys. 6. 11).

Korzystając z doświadczeń nabytych w trakcie formułowania baz wiedzy dla celów operacji identyfikacji i adaptacji przeanalizowano możliwe kombinacje sygnałów wejściowych i wyjściowych opisujących stany alarmowe i zakłóceniewe w pracy rozpatrywanego węzła wytwórczego, wymagających ingerencji sterujących lub regulacyjnych.

Analizie poddano również szereg przypadków możliwości wystąpienia informacji przekłamanych na wejściach sieci neuronowych realizujących moduły FID.... Źródłem tych przekłamań są przede wszystkim:



Rys. 6.11. Struktura podsystemu realizującego operacje prewencyjno-restytucyjne obiektów cząstkowych G1 i G2
 Fig. 6.11. Structure of the subsystem accomplishing preventive and restorative operations of partial object G1 and G2

- nieprawidłowe decyzje (informacje) wygenerowane w modułach podsystemu realizującego operacje pomiarowo-zabezpieczeniowe oraz błędne informacje z układów regulacyjnych, np. *UARN*, powstałe z powodu błędnego lub nieselektywnego działania algorytmów zabezpieczeniowych, nasycania się przekładników prądowych czy uszkodzeń w układach regulacji;
- uszkodzenia w torach transmisyjnych między modułami podsystemów funkcjonalnych identyfikacji i pomiarowo-zabezpieczeniowego, jak i pomiędzy nimi a podsystemem analizy zakłóceń;
- informacje o wystąpieniu błędów pojawiające się na wyjściach podsystemu identyfikacji a powstałe na skutek jednoczesnego podania co najmniej trzech błędnych lub brakujących danych na wejścia jego modułów funkcjonalnych *B ID*.

Duża liczba możliwych zestawów sygnałów wejściowych, których wynikiem powinna być generacja przez poszczególne moduły *FID...* decyzji „przekłamanie”, powoduje, że baza wiedzy uczącej zawiera więcej przypadków stanów błędnych niż prawidłowych. Pewnego komentarza wymaga określenie stref aktywności zabezpieczeń impedancyjnych obiektów wytwórczych *G1, G2, G3* oraz *G*. Zabezpieczenia impedancyjne zostały zainstalowane po stronie górnego napięcia transformatora blokowego (od strony systemu elektroenergetycznego) oraz po stronie generatorowej. Zabezpieczenie impedancyjne od strony generatora posiada dwie strefy działania – tzw. *strefę pierwszą (Z<I)* oraz *strefę drugą (Z<II)* o różnych czasach opóźnień działania.

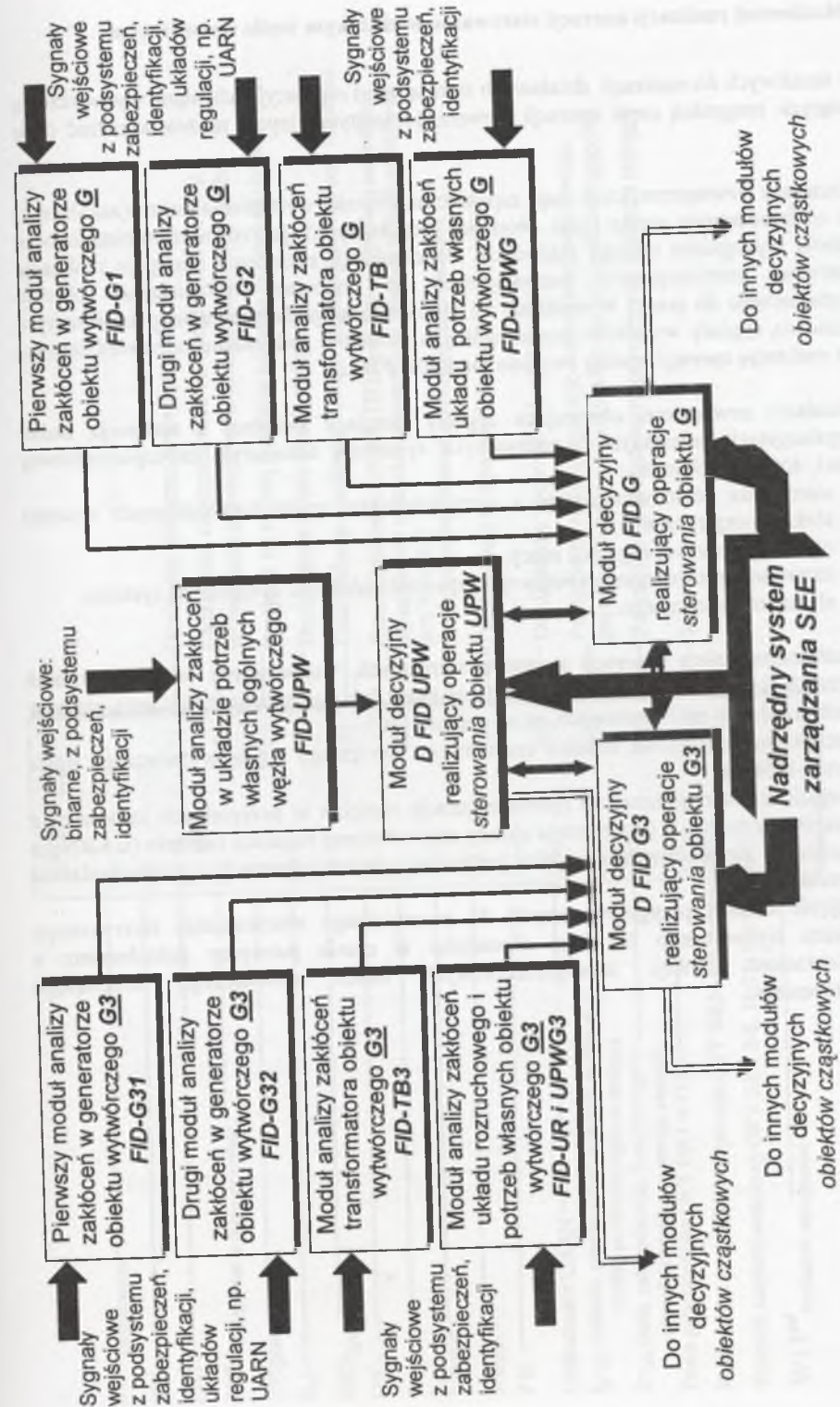
Zabezpieczenie od strony systemu elektroenergetycznego posiada jedną strefę (*Z<I*) bezkierunkową, obejmującą swym zasięgiem działania część urządzeń stacji granicznej pomiędzy węzłem wytwórczym a przesyłowo-odbiorczym. Na rysunku 6.14 przedstawiono w postaci graficznej zakresy aktywności poszczególnych stref wraz z wprowadzonymi opóźnieniami czasowymi stref algorytmów realizujących zabezpieczenia impedancyjne obiektów wytwórczych rozpatrywanej elektrowni.

Podane strefy działania oraz opóźnienia czasowe pierwszej i drugiej strefy zabezpieczenia impedancyjnego zainstalowanego od strony generatora odnoszą się do stanu pracy generatorowej; parametry te mogą ulec zmianie w przypadkach innych stanów pracy obiektu wytwórczego.

Liczba zawartych w bazach uczących kombinacji „wektor wejściowy – wektor wyjściowy” jest uzależniona od stopnia złożoności strukturalnej i funkcjonalnej obiektu cząstkowego, określającej liczbę stanów alarmowych lub zakłóceń.

Bazy uczące i testujące o największych liczbach rekordów zostały opracowane dla następujących modułów:

- Modułu analizy zakłóceń w układzie potrzeb własnych ogólnych analizowanej elektrowni *FID – UPW* – baza licząca 192 zestawy par „wektor sygnałów wejściowych – wektor sygnałów wyjściowych”
- Drugiego modułu analizy zakłóceń w generatorach bloku pierwszego i drugiego *FID – G12* oraz *FID – G22* – bazy o 179 parach wektorów wejściowych i wyjściowych każda, przynależne do obiektów wytwórczych *G1* i *G2*
- Drugiego modułu analizy zakłóceń w generatorze *G* z turbiną parową *FID – G2* – baza zawierająca 153 zestawy par wektorów uczących i testujących, przynależna do modułu realizującego operacje analizy obiektu wytwórczego *G*
- Drugiego modułu analizy zakłóceń w generatorze bloku trzeciego *FID – G32* – baza posiadająca 110 przypadków alarmów, zakłóceń lub przekłamań w obrębie generatora *G3* przynależnego do obiektu wytwórczego *G3*.



Rys. 6.12. Struktura podsystemu realizującego operacje prewencyjno-rewizyjne obiektów cząstkowych *G3* i *G* oraz *UPW*
 Fig. 6.12. Structure of the accomplishing preventive and restorative operations of partial objects *G3*, *G* and *UPW*

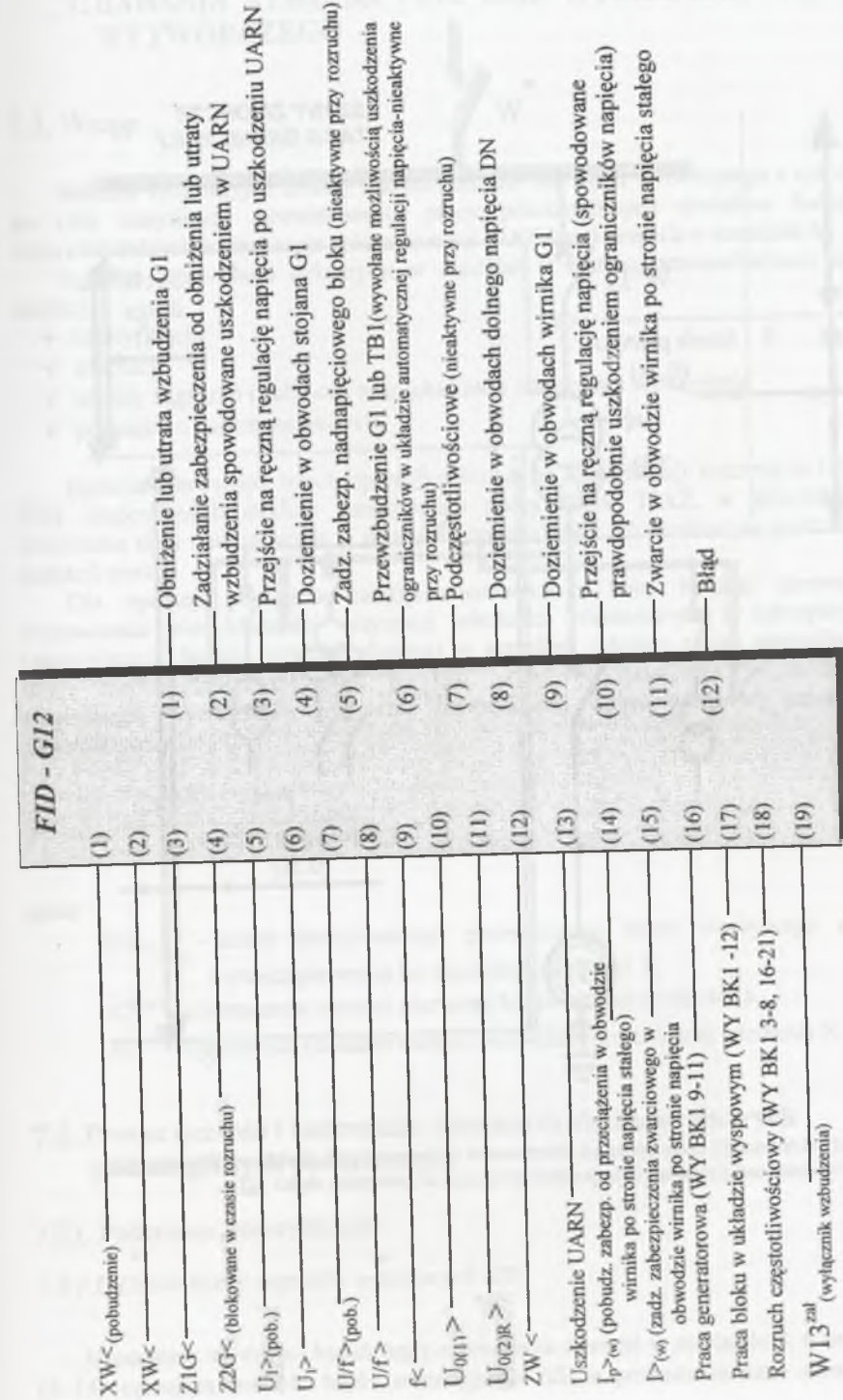
6.5.2. Możliwości realizacji operacji sterowania w złożonym węźle wytwórczym

W możliwych do realizacji działaniach sterujących i regulacyjnych węzła wytwórczego, stanowiących integralną część operacji prewencyjno-restytucyjnych, można wyróżnić dwie grupy:

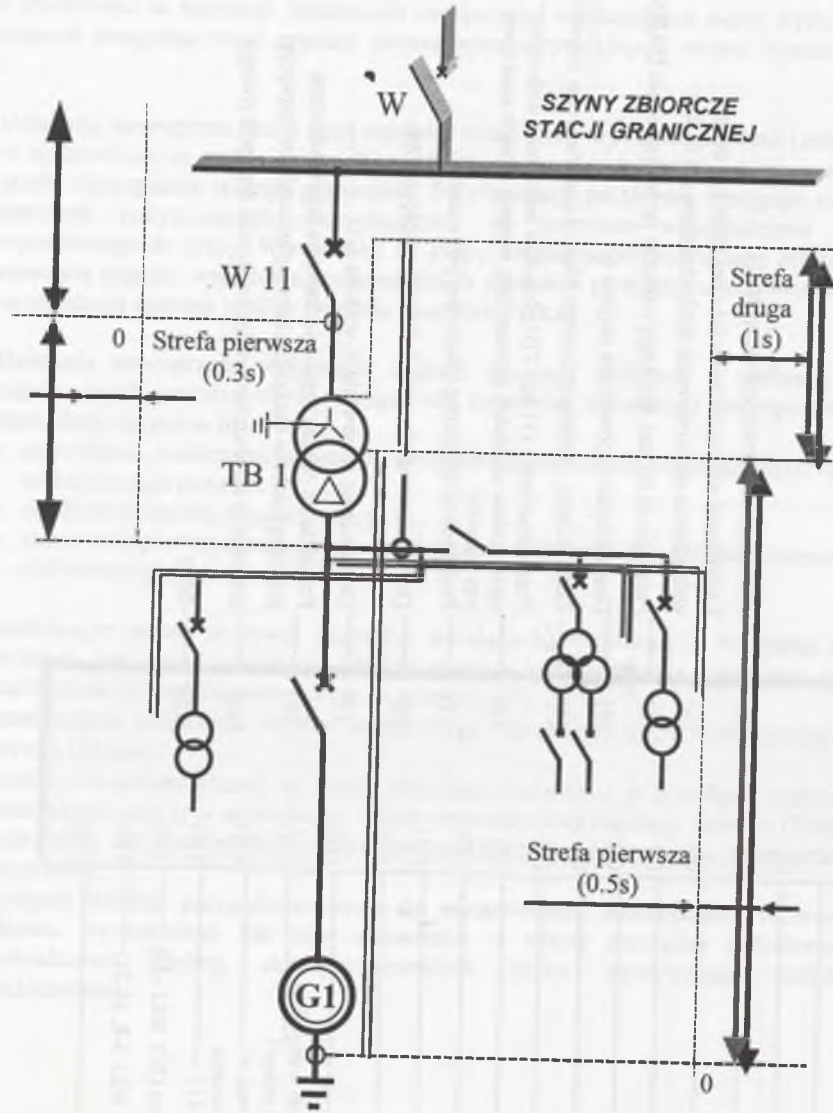
- Działania wewnętrzne, które mają zapobiec możliwości wystąpienia awarii (zakłócenia) w nadzorowanym węźle (jego obiektach cząstkowych), jak również minimalizować skutki wystąpienia takiego zakłócenia. Po eliminacji zakłócenia następuje realizacja sterowań restytucyjnych, pozwalających na ponowne wprowadzenie obiektu wytwórczego do pracy. W realizacji tej grupy działań podstawową bazę informacyjną stanowią sygnały wyjściowe poszczególnych modułów podsystemu odpowiedzialnego za realizację operacji analizy (wyjścia modułów *FID...*).
- Działania zewnętrzne, obejmujące sygnały sterujące związane z realizacją zadań regulacyjnych przesłanych z nadrzędnych systemów automatyki zabezpieczeniowej sieci, dotyczących m.in. :
 - sterowania poziomami napięć z uwzględnieniem zmian topologicznych systemu elektroenergetycznego,
 - ogólnosystemowej regulacji mocy,
 - sterowania prewencyjnego mającego zapewnić stabilność dynamiczną systemu elektroenergetycznego.

Zasadniczym celem generacji sygnałów sterujących, wchodzących w zakres działań wewnętrznych, jest próba utrzymania obiektu w pracy lub wydłużenia czasu jego pracy w warunkach przed- lub zakłóceniovych, m.in. poprzez [10]:

- zmniejszenie obciążenia obiektu cząstkowego lub całego węzła wytwórczego mocą czynną i bierną,
- przejście z automatycznej na ręczną regulację napięcia w przypadkach informacji z podsystemu analizy o uszkodzeniu układu automatycznej regulacji napięcia (UARN), o pojawieniu się przeciążenia wirnika generatora czy też informacji o przewzbudzeniu generatora,
- podjęcie działań przygotowawczych do ewentualnego uruchomienia rezerwowego obiektu wytwórczego lub jego elementów w czasie pomiędzy pobudzeniem a zadziałaniem funkcji zabezpieczeniowych bloku wytwórczego dotkniętego zakłóceniem.



Rys. 6.13. Sygnały wejściowe i wyjściowe modułu *FID - G12* realizującego operacje analizy
Fig. 6.13. In - and output signals of the *FID - G12* module realizing analysis tasks



Rys. 6.14. Strefy aktywności i czasy opóźnień zabezpieczeń impedancyjnych obiektu wytwórczego **G1**
 Fig. 6.14. Active zones and time steps of impedance protection of generating object **G1**

7. BADANIA SYMULACYJNE ISAZ WYBRANEGO WĘZŁA WYTWÓRCZEGO

7.1. Wstęp

Badania symulacyjne zostały przeprowadzone dla węzła wytwórczego z rys. 6. 1 i mają na celu weryfikację prawidłowości pracy poszczególnych modułów funkcjonalnych odpowiedzialnych za realizację zbioru operacji ISAZ (omówionych w rozdziale 6).

Zgodnie z zasadami opisanymi w rozdziale 6 zostaną przeanalizowane następujące operacje :

- identyfikacji,
- adaptacji,
- analizy zagrożeń i zakłóceń oraz lokalizacji miejsca ich wystąpienia,
- pomiarowo-zabezpieczeniowe.

Badania pierwszych trzech operacji polegają na identyfikacji konstrukcji i parametrów SSN, stanowiących moduły funkcjonalne podsystemów ISAZ, w procesie uczenia i testowania sieci neuronowych, a następnie optymalizacji ich struktur na podstawie metody redukcji sieci.

Dla operacji pomiarowo-zabezpieczeniowych z kolei badania sprowadzono do wyznaczenia niedokładności estymacji wielkości pomiarowych i zabezpieczeniowych (stanowiących funkcje proste i złożone) w szerokim zakresie zmian częstotliwości. Jako miarę niedokładności estymacji przyjęto moduł maksymalnego procentowego błędu względnego wyznaczenia pierwszej harmonicznej danej wielkości pomiarowej lub zabezpieczeniowej, tj. :

$$|\delta X_{1\%}|_{\max} = \left| \frac{X_1^{(pom)} - X_1^{(zad)}}{X_1^{(zad)}} \right| 100\%, \quad (7.1)$$

gdzie :

- $|\delta X_{1\%}|_{\max}$ – moduł maksymalnego procentowego błędu względnego wyznaczenia wartości pierwszej harmonicznej wielkości X,
- $X_1^{(pom)}$ – wyznaczona wartość pierwszej harmonicznej wielkości X,
- $X_1^{(zad)}$ – rzeczywista (zadana) wartość pierwszej harmonicznej wielkości X,

7.2. Proces uczenia i testowania sztucznych sieci neuronowych poszczególnych podsystemów

7.2.1. Podsystem „identyfikacja”

7.2.1.1. Dobór liczby sygnałów wejściowych SSN

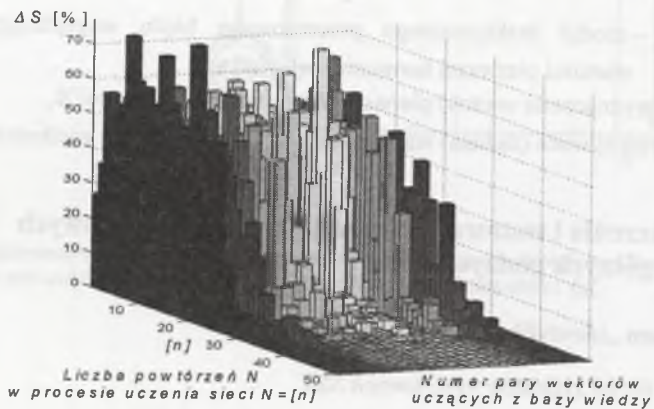
U podstaw tej części badań leży rozważania zawarte w rozdziale 5. 6 oraz zależność (5. 14) opisująca wartość błędu sumacyjnego ΔS w procesie uczenia sztucznych sieci

neuronowych. Rysunki 7.1, 7.2 i 7.3 przedstawiają przebiegi wartości tego błędu otrzymane dla różnych modułów funkcjonalnych wchodzących w skład podsystemu „identyfikacja” (por. rys. 6.2). Sygnałami wejściowymi poszczególnych modułów są dane i informacje pozyskiwane bezpośrednio z identyfikowanego obiektu lub jego układów elementarnych. Sieci neuronowe zostały zoptymalizowane z punktu widzenia struktury, tj. liczby warstw i neuronów w poszczególnych warstwach. Za optymalne przyjmowano takie struktury sieci neuronowych, które gwarantowały w krótkim czasie silną zbieżność procesów uczenia oraz posiadały zdolności do właściwego rozpoznawania wszystkich sygnałów ze zbiorów uczących i testujących (nawet tych, które nie były podawane na wejścia sieci w trakcie ich uczenia). W celu uzyskania większej skuteczności procesu optymalizacji struktur sieci neuronowych liczba neuronów w warstwach wejściowych sieci na początku symulacji była zazwyczaj większa od liczby sygnałów wejściowych, przy zachowaniu zasady, że każdy sygnał wejściowy podawany jest na każdy neuron warstwy wejściowej. W analizowanych przypadkach optymalizacja dotyczy zatem jedynie liczby neuronów w warstwie wejściowej i ukrytej. Struktury co najmniej trójwarstwowe sieci neuronowych [39] są narzucone koniecznością odwzorowywania nieciągłych zagadnień nieliniowych, zaś liczba neuronów w warstwach wyjściowych sieci jest zdeterminowana liczbą oczekiwanych decyzji (sygnałów wyjściowych).

Za strukturę optymalną uznano :

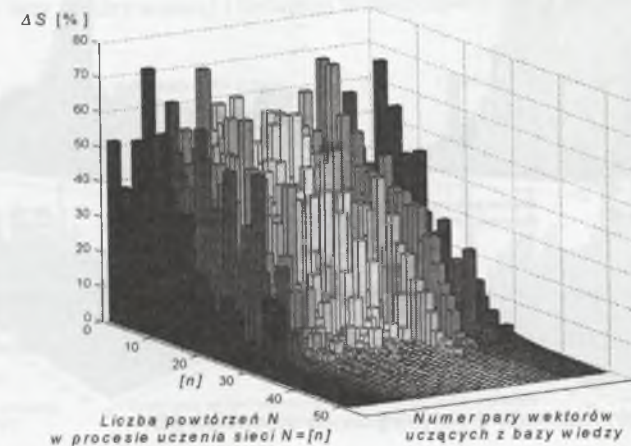
- sieć neuronową o 25 neuronach w warstwie wejściowej, 15 neuronach w warstwie ukrytej oraz 9 neuronach w warstwie wyjściowej dla modułu *BP1-B*, co w dalszej pracy będzie zapisywane w postaci [25-15-9],
- dla modułu *BP2-A* strukturę [25-15-7],
- natomiast dla modułu *BKG* układ [20-15-6].

Z przedstawionych przebiegów wynika, że istotny wpływ na szybkość uczenia sieci ma liczba sygnałów wejściowych oraz wielkość i różnorodność informacyjna bazy wiedzy uczącej. Najszybciej proces uczenia przebiega dla sieci modułu *BKG* (rys. 7.1), charakteryzującej się najmniej rozbudowaną strukturą i najmniejszą liczbą par wektorów uczących (wejściowego i wyjściowego). Sieć neuronowa po praktycznie 45 powtórzeniach jest w stanie prawidłowo identyfikować wszystkie stany, którymi była uczona, jak i stany określone w bazie wiedzy wykorzystanej do testowania.



Rys. 7.1. Poziom błąd w procesie uczenia sieci neuronowej modułu *BKG* podsystemu „identyfikacja”
Fig. 7.1. Error level in the ANN-learning process of module *BKG* of the identification subsystem

Z kolei dla sieci neuronowych modułów *BP1-B* i *BP2-A* o zbliżonej strukturze (różniących się tylko liczbą wyjść) proces uczenia przebiega odmiennie. Dla modułu *BP1-B* o zoptymalizowanej strukturze sieci oraz licznej i bogatej informacyjnie bazy wiedzy uczącej (poszczególne stany pracy, które ma identyfikować sieć, opisane są silnie różniącymi się parami wektorów : „wejście – wyjście” sieci) proces uczenia przebiega szybko; po około 40 powtórzeniach sieć zoptymalizowała swoją strukturę (w zakresie wartości wag i biasów) i prawidłowo identyfikowała stany pracy na etapie testowania (rys. 7.2).



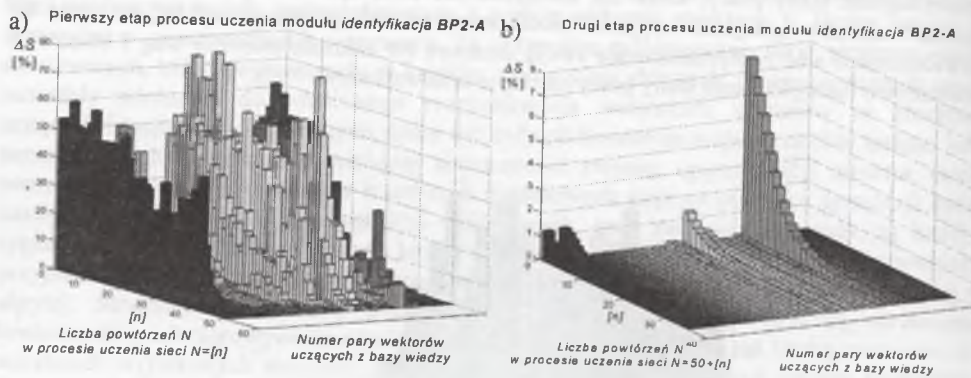
Rys. 7.2. Poziom błąd w procesie uczenia sieci neuronowej modułu *BP1-B* podsystemu realizującego operację identyfikacji
Fig. 7.2. Error level in the ANN-learning process of module *BP1-B* of the identification subsystem

W przypadku modułu *BP2-A* proces uczenia przebiegał znacznie dłużej. Na rysunku 7.3 przebieg procesu uczenia został podzielony – dla lepszej przejrzystości – na dwa etapy. Liczba ciągów uczących bazy wiedzy jest porównywalna do bazy sformułowanej dla modułu *BP1-B*, jednak specyfika obiektu elementarnego, do którego moduł został przypisany, powoduje, że zróżnicowanie poszczególnych par wektorów uczących, odpowiadających różnym stanom pracy obiektu, jest niewielkie. W takiej sytuacji nauczenie sieci prawidłowego identyfikowania przypadków różniących się np. jednym sygnałem wejściowym (binarnym) jest zadaniem znacznie trudniejszym. W tym przypadku proces uczenia sieci składał się z około 80 iteracji (powtórzeń) ciągów uczących (rys. 7.3).

7.2.1.2. Dobór liczby i sposób zróżnicowania informacyjnego ciągów bazy wiedzy uczącej

Na rysunku 7.4 przedstawiono przebieg uczenia sieci neuronowej realizującej moduł *BKI-A* podsystemu identyfikacji. Sieć została poddana optymalizacji w ujęciu strukturalnym; jako sieć pozwalającą uzyskać oczekiwane właściwości przyjęto sieć o strukturze [20-15-13]. Sformułowana dla tej sieci bogata baza wiedzy uczącej i testującej zawiera przede wszystkim zestawy wektorów uczących, niosących informacje przetworzone w poprzednich modułach decyzyjnych (elementarnych i cząstkowych – rys. 6.2), a więc o dużej precyzji i znacznym stopniu wzajemnego zróżnicowania. W tym przypadku proces uczenia sieci przebiega szybko i skutecznie. Przeprowadzenie około 20 powtórzeń cykli uczących przy 95 zestawach uczących „wektor wejściowy – wektor wyjściowy” pozwoliło

uzyskać zoptymalizowaną strukturalnie i parametrycznie (wartości wag i biasów poszczególnych neuronów) sieć neuronową skutecznie identyfikującą stany pracy złożonego obiektu wytwórczego **G1**.

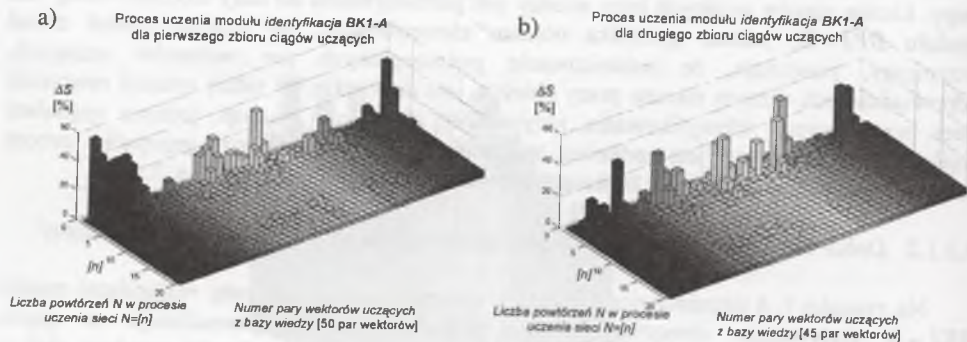


Rys. 7.3. Poziom błędu w procesie uczenia sieci neuronowej modułu **BP2 – A** podsystemu realizującego operację identyfikacji

Fig. 7.3. Error level in the ANN-learning process of module **BP2 – A** of the identification subsystem

7.2.1.3. Dobór liczby neuronów w poszczególnych warstwach SSN

Bardzo ważnym zagadnieniem w procesie kształtowania struktury sieci neuronowej jest właściwy dobór liczby neuronów w warstwach sieci. Przyjęta struktura trójwarstwowa sieci teoretycznie pozwala na rozwiązanie dowolnego problemu nieliniowego, jednak o skuteczności, szybkości oraz elastyczności działań identyfikacyjnych decyduje w równej mierze zarówno ilość warstw, jak i prawidłowy dobór liczby neuronów w poszczególnych warstwach. Istotny wpływ na wymienione właściwości sieci ma także wybór liczby neuronów w warstwie ukrytej.

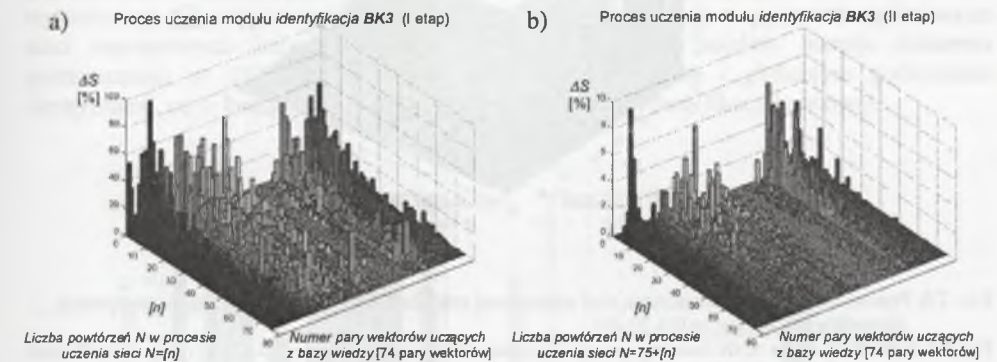


Rys. 7.4. Poziom błędu w procesie uczenia sieci neuronowej modułu **BK1 – A** podsystemu realizującego operację identyfikacji

Fig. 7.4. Error level in the ANN-learning process of module **BK1 – A** of the identification subsystem

Na rysunku 7.5 przedstawiono proces uczenia sieci modułu **BK3** realizującej globalny moduł decyzyjny obiektu wytwórczego **G3**.

Liczba neuronów w warstwie wejściowej i wyjściowej odpowiada odpowiednio liczbie sygnałów wejściowych podawanych na sieć oraz liczbie oczekiwanych zróżnicowanych decyzji globalnych sieci. Liczbę neuronów w warstwie ukrytej przyjęto równą liczbie wejść sieci; sieć neuronowa posiadała strukturę [15-15-16]. Dla celów uczenia, a następnie testowania sieci neuronowej sformułowano bazę wiedzy zawierającą 74 zróżnicowane informacyjnie przypadki prawdopodobnych sekwencji sygnałów wejściowych i odpowiadających im oczekiwanych odpowiedzi sieci. Proces uczenia przebiegał bardzo wolno, gdyż liczba koniecznych iteracji gwarantujących prawidłową identyfikację wszystkich przypadków z bazy wiedzy uczącej i testującej przekroczyła liczbę 150.



Rys. 7.5. Poziom błędu w procesie uczenia sieci neuronowej modułu **BK3** podsystemu realizującego operację identyfikacji o strukturze [15-15-16]

Fig. 7.5. Error level in the ANN-learning process of module **BK3** with a structure [15-15-16] of the identification subsystem

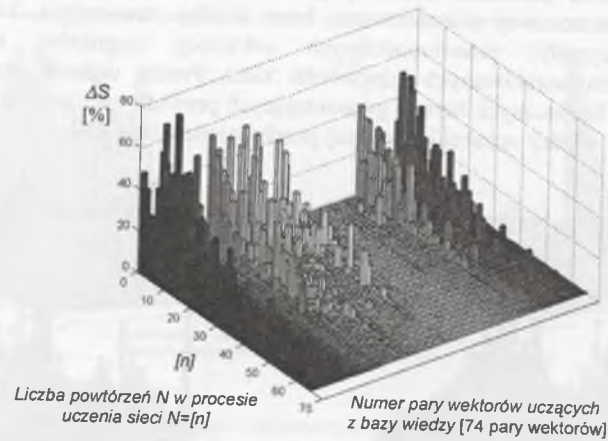
Wynikało to przede wszystkim z trudności nauczenia sieci prawidłowego rozpoznawania kilku przypadków – różniących się najczęściej jednym sygnałem wejściowym – odmiennych funkcjonalnie stanów pracy identyfikowanego obiektu wytwórczego **G3** (rys. 7. 5).

W świetle takich wyników przyjęto, że sieć o takiej strukturze nie jest optymalna z punktu widzenia założonych wymagań, stąd dalsze prace ukierunkowane były na zwiększaniu liczby neuronów w warstwie ukrytej i ocenie wpływu tego wzrostu na szybkość uczenia, a następnie poprawności klasyfikacji przez sieć identyfikowanych stanów do danej klasy zdarzeń, szczególnie w stanach błędnych (niekomplementarność sygnałów z łączników) lub brakujących informacji pozyskiwanych z obiektu. Prowadzone symulacje pozwoliły przyjąć strukturę sieci [15-20-16] jako optymalną, to jest prawidłowo identyfikującą wszystkie przypadki z bazy wiedzy i odznaczającą się dużą zdolnością do uogólniania zdarzeń. Na rysunku 7.6 przedstawiono przebieg procesu uczenia sieci o strukturze [15-20-16] realizującej moduł **BK3**. Uczenie uznano za zakończone po 65 powtórzeniach wszystkich ciągów uczących.

7.2.1.4. Weryfikacja poprawności pracy SSN

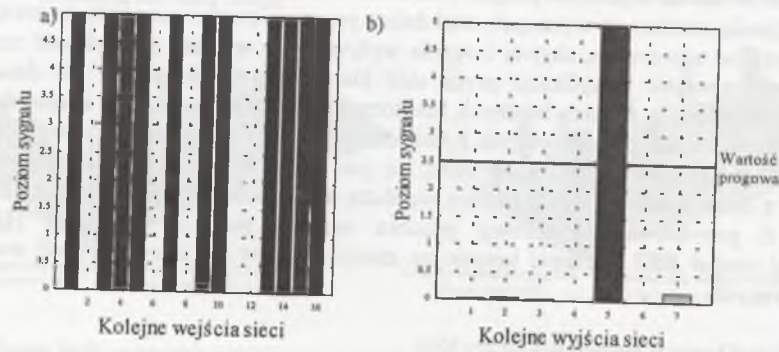
Po zakończeniu etapu uczenia poszczególnych sieci neuronowych zostały przeprowadzone symulacje weryfikujące skuteczność ich pracy, tzn. prawidłowość podejmowanych decyzji w sytuacjach zróżnicowanych sekwencji sygnałów wejściowych opisujących różne rozpoznawane stany pracy obiektów oraz w sytuacjach możliwych

przekłamań sygnałów wejściowych na skutek uszkodzeń w torach transmisji danych czy uszkodzeń w urządzeniach i aparaturze łączeniowej (np. niekomplementarność sygnałów informujących o położeniu łączników wchodzących w skład obiektów wytwórczych).



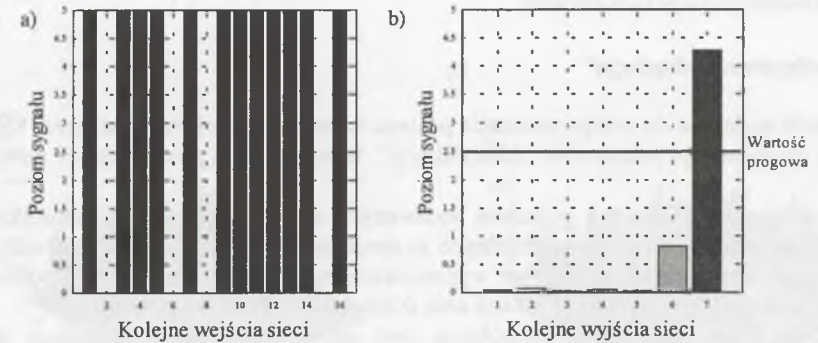
Rys. 7.6. Poziom błąd w procesie uczenia sieci neuronowej modułu BK3 podsystemu realizującego operację identyfikacji o strukturze [15-20-16]
Fig. 7.6. Error level in the ANN-learning process of module BK3 with a structure [15-20-16] of the identification subsystem

Z obszernej biblioteki wyników przeprowadzonych badań odpowiedzi SSN na różnorodne sekwencje sygnałów wejściowych z bazy uczącej i testującej zaprezentowane zostaną dla przykładu trzy z nich. Na rysunku 7. 7 przedstawiono odpowiedź SSN realizującej generatora G1 przez własny układ rozruchowy. Jak widać, sekwencja sygnałów na wejściu sieci jest prawidłowa (rys. 7. 7a), tak jak i jej odpowiedź (rys. 7. 7b), z której wynika, że przekroczenie wartości progowej nastąpiło tylko na oczekiwanym wyjściu sieci.



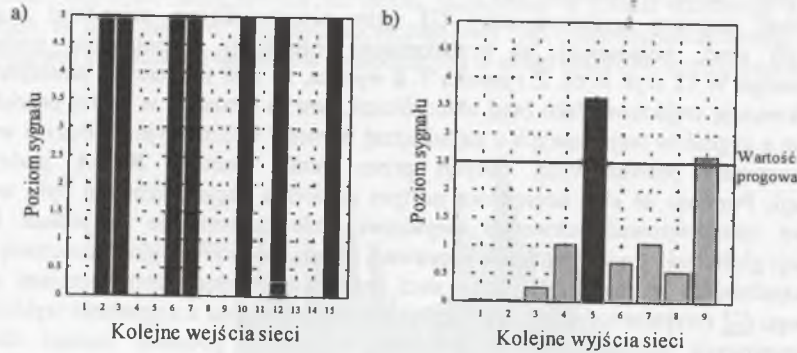
Rys. 7. 7. Odpowiedź sieci neuronowej (b) realizującej moduł BPI-A na zadaną sekwencję sygnałów wejściowych (a) z bazy wiedzy uczącej
Fig. 7.7. The ANN response (b) of identification module BPI-A on the sequence of input signals (a) from the learning knowledge base

Dla tego samego modułu (BPI-A) dokonano symulacji w warunkach pracy generatorowej maszyny synchronicznej G1 przy nieprawidłowej sekwencji sygnałów wejściowych sieci, polegającej na przekłamaniu informacji o położeniu wyłącznika generatorowego W 12 (rys. 6. 6). Z rysunku 7. 8 wynika, że sieć neuronowa zinterpretowała podaną sekwencję wejściową jako błąd identyfikacji. Jest to sytuacja, w której przekłamany został jeden z sygnałów wejściowych o największej wartości informacyjnej i dużym wpływie na podejmowanie prawidłowych decyzji przez moduł bazowy BPI-A podsystemu identyfikacji. Pomimo że sieć neuronowa na tym poziomie decyzyjnym nie była w stanie prawidłowo zinterpretować sekwencji wejściowej, nie determinuje to jednak błędnej identyfikacji globalnej, a więc generacji poprawnej decyzji identyfikacyjnej końcowej. Drugi z kolei najsilniejszy sygnał na wyjściu sieci informuje o pracy generatorowej obiektu wytwórczego G1 (wyjście szóste sieci). Sygnał ten w powiązaniu z sygnałami wyjściowymi sieci neuronowych innych modułów poziomu bazowego poddany zostaje dalszemu przetwarzaniu w SSN na logicznych poziomach pośrednim i globalnym podsystemu identyfikacji, co w konsekwencji prowadzi do prawidłowej identyfikacji końcowej.



Rys. 7.8. Odpowiedź sieci neuronowej (b) modułu identyfikacji BPI-A na zakłóconą sekwencję sygnałów wejściowych (a) (wstępna identyfikacja nieprawidłowa)
Fig. 7.8. The ANN response (b) of identification module BPI-A on a disturbed sequence of input signals (a) (incorrect pre-identification)

Trzeci przykład odpowiada sytuacji, w której następuje rozruch częstotliwościowy przez obcy układ rozruchowy rozpatrywanego generatora G1. Sekwencja sygnałów podana na wejścia sieci neuronowej modułu BPI-B jest nieprawidłowa; na wejściu ósmym i dziewiątym sieci (por. rys. 7. 9a) nie ma informacji o położeniu wyłącznika układu rozruchowego. Z rys. 7. 9b wynika, że sieć neuronowa mimo to prawidłowo identyfikuje stan pracy obiektu; najsilniejszy sygnał przekraczający założoną wartość progową i znacząco różniący się od pozostałych uzyskano na oczekiwanym wyjściu sieci. W tym przypadku stopień ważności brakujących sygnałów wejściowych jest mniejszy, wskutek czego moduł bazowy mimo braku informacji zawartych w sygnałach podawanych na ósme i dziewiąte wejście sieci generuje prawidłową decyzję lokalną.



Rys. 7.9. Odpowiedź sieci neuronowej (b) modułu identyfikacji **BPI-B** na sekwencję sygnałów wejściowych o elementach brakujących (a) (identyfikacja prawidłowa)
 Fig. 7.9. The ANN response (b) of identification module **BPI-B** on a sequence of input signals with lacking elements (a) (correct identification)

7.2.2. Podsystem „adaptacja”

Sposób podejścia do przeprowadzania procesu uczenia i optymalizacji struktur SSN jest podobny do opisanego podsystemu „identyfikacja”, istnieją jednak pewne różnice polegające na :

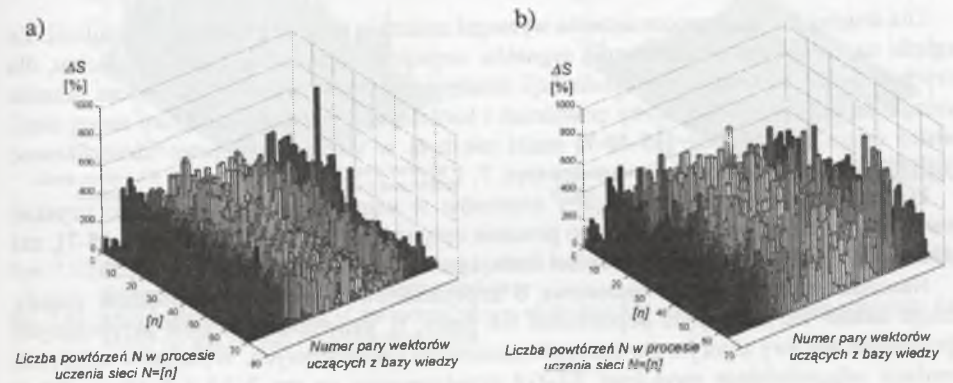
- charakterze wejściowych sygnałów podawanych na poszczególne sieci neuronowe; w przypadku modułów odpowiedzialnych za operację „adaptacja” są to przede wszystkim przetworzone sygnały decyzyjne wypracowane najczęściej przez moduły pośrednie i globalne podsystemów identyfikacji oraz pomiarowo-zabezpieczeniowego;
- liczbie wejść i wyjść poszczególnych sieci neuronowych; pomimo dużego stopnia przetworzenia informacji wejściowych sieci neuronowych w celu wypracowania prawidłowych decyzji adaptacyjnych – w postaci wejściowych kodów aktywujących zestawy algorytmów pomiarowo-zabezpieczeniowych poszczególnych CTZS przypisanych do danego obiektu wytwórczego – konieczna jest duża liczba sygnałów wejściowych (porównywalna z liczbą wejść sieci podsystemu identyfikacja). Z kolei liczba wyjść sieci mimo zastosowania kodowania w celu jej redukcji kształtuje się na poziomie 23 dla obiektów wytwórczych o złożonej strukturze oraz 15-16 wyjść dla obiektów **G3** i **G**, charakteryzujących się mniejszą złożonością topologiczną jak i funkcjonalną.

Ocena wpływu liczby neuronów w warstwie wejściowej modułów podsystemu „adaptacja” zostanie przeprowadzona na przykładzie SSN przypisanej obiektowo wytwórczemu **G**.

Proces uczenia sieci rozpoczęto przy założeniu, że liczba neuronów w warstwie wejściowej jest równa liczbie sygnałów wejściowych podawanych na sieć, natomiast optymalizacja struktury sieci dotyczy najczęściej liczby neuronów w warstwie ukrytej. Okazało się, że reguła ta nie we wszystkich przypadkach pozwala na uzyskanie zamierzonego efektu, tzn. nie zawsze proces nauczania prowadzi do prawidłowego podejmowania decyzji adaptacyjnych. Jeden z takich przypadków, dotyczący modułu adaptacji **SA-G** (moduł adaptacji obiektu wytwórczego **G**), dla którego przyjęto strukturę sieci [10-25-15], ilustruje rys. 7. 10. Jak widać, pomimo przeprowadzenia aż 70 iteracji, tzn. powtórzeń wszystkich przypadków z bazy wiedzy uczącej, sieć neuronowa nie jest w stanie podejmować

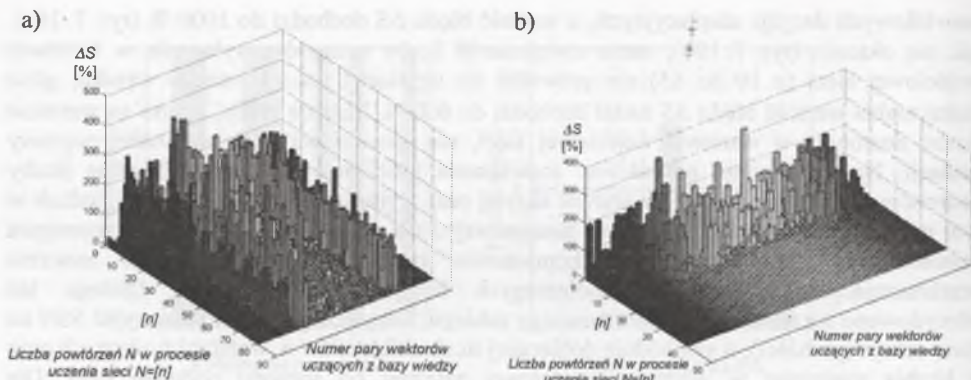
prawidłowych decyzji adaptacyjnych, a wartość błędu ΔS dochodzi do 1000 % (rys. 7. 10a). Jak się okazało (rys. 7. 10b), samo zwiększenie liczby neuronów wyłącznie w warstwie wejściowej sieci (z 10 do 15) nie prowadzi do uzyskania oczekiwanego wyniku, gdyż maksymalna wartość błędu ΔS nadal dochodzi do 600 %. Kolejne próby, oparte na wzroście liczby neuronów w warstwie wejściowej sieci, nie spowodowały zdecydowanej poprawy sytuacji. Należało zatem poszukiwać rozwiązania problemu poprzez zwiększanie liczby neuronów przede wszystkim w warstwie ukrytej oraz wyjściowej sieci neuronowej, jednak w tym przypadku symulacja pracy sieci neuronowej o tak rozbudowanej strukturze wymagała zastosowania wieloprocesorowych komputerów o mocach obliczeniowych znacznie przekraczających możliwości współczesnych komputerów osobistych. Dlatego też zdecydowano się na wprowadzenie pewnego zabiegu, który polega na podziale wyjść SSN na dwie sekcje (podsieci), o swobodnie dobieranej liczbie neuronów w warstwach ukrytych oraz o liczbie neuronów w warstwie wyjściowej zależnej od sposobu podziału sieci. Dla analizowanego modułu adaptacji **SA-G** zdecydowano się na następujący podział wyjść:

- wyjścia sieci od 1 do 8 przypisano do sekcji pierwszej,
- wyjścia sieci od 9 do 15 przypisano sekcji drugiej.



Rys. 7.10. Przebieg procesu uczenia sieci modułu **SA - G** podsystemu adaptacji o błędnie dobranej strukturze
 Fig. 7.10. ANN-learning process run of module **SA-G** of the adaptation subsystem with a wrong selected structure

Pierwsza sekcja (podsieć) modułu o strukturze analogicznej [10-25-8] jak w przypadku przed podziałem wyjść również nie pozwoliła zakończyć procesu uczenia sukcesem (rys. 7. 11a). Istniały przypadki z bazy uczącej, dla których błąd identyfikacji po około 80 powtórzeniach nadal przekraczał poziom 200 procent. Dalsze badania koncentrowały się na zwiększaniu liczby neuronów w warstwie wejściowej, a przede wszystkim ukrytej podsieci w celu znalezienia takiej struktury, która prawidłowo identyfikowałaby wszystkie przypadki z bazy wiedzy uczącej i testującej. Końcowym etapem była optymalizacja struktury takiej sieci – metodą redukcji neuronów – czego efektem było uzyskanie podsieci o topologii [15-40-8] uznanej za optymalną, dla której przebieg procesu uczenia przedstawiono na rys. 7. 11b.



Rys. 7.11. Przebieg procesu uczenia pierwszej sekcji modułu SA – G podsystemu adaptacji o błędnie dobranej (a) oraz zoptymalizowanej (b) strukturze
 Fig. 7.11. ANN-learning process run of the first section of module SA – G of the adaptation subsystem for a incorrect (a) and an optimal (b) selected structure

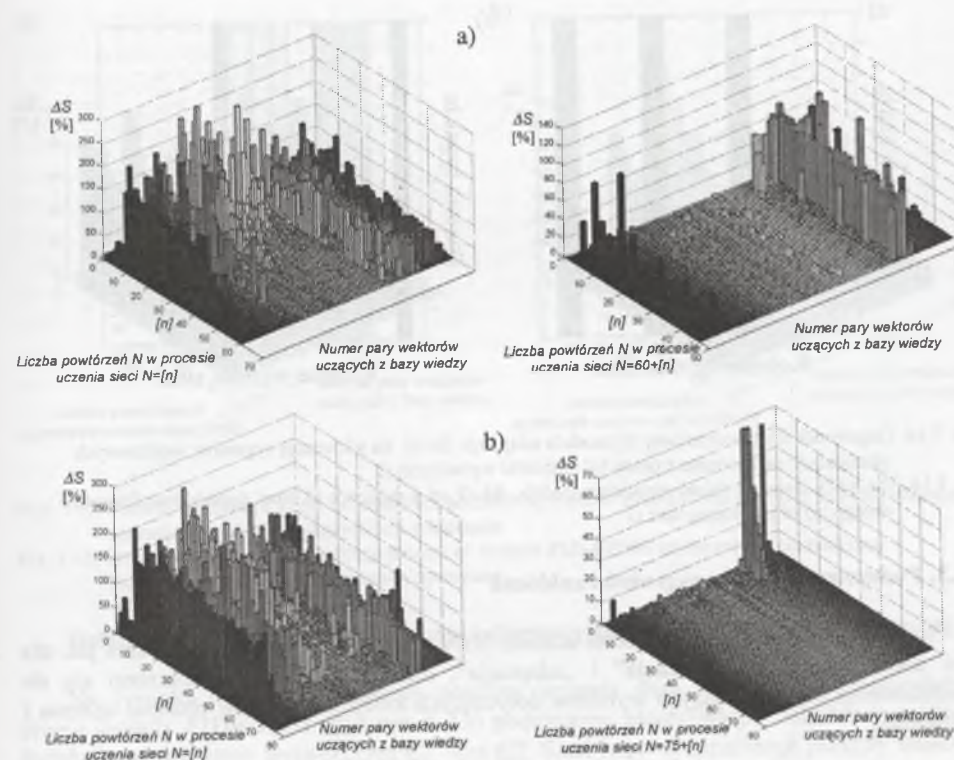
Dla drugiej podsieci proces uczenia wymagał znacznie większego nakładu symulacji. Ze względu na niewielkie zróżnicowanie sygnałów wejściowych opisujących stany obiektu, dla których powinna nastąpić adaptacja funkcji zabezpieczeniowo-pomiarowych, proces uczenia wymagał znacznie większej liczby powtórzeń i bardziej rozbudowanej struktury samej sieci. Podsieć druga o strukturze [15-40-7] nadal nie była w stanie prawidłowo identyfikować pojedynczych przypadków z bazy wiedzy (rys. 7. 12a).

Dopiero dalsze zwiększanie liczby neuronów w warstwie ukrytej pozwoliło uzyskać prawidłową strukturę podsieci, która po procesie optymalizacji przyjęła postać [15-45-7], zaś liczba koniecznych do nauczenia podsieci iteracji przekroczyła liczbę 150 (rys. 7. 12b).

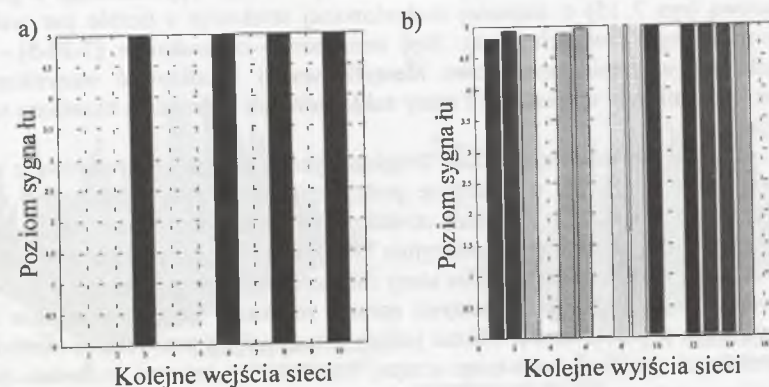
Nauczone sztuczne sieci neuronowe o zoptymalizowanej strukturze poddane zostały szeregu testom weryfikującym poprawność ich pracy, tj. generowania kodów aktywujących odpowiednie zestawy algorytmów zabezpieczeniowych i pomiarowych. Wybrane wyniki tych symulacji odpowiadające modułowi SA-G3 przedstawiono na rys. 7. 13 i 7. 14; podobne weryfikacje przeprowadzono dla wszystkich pozostałych modułów podsystemu „adaptacja”.

Rysunek 7. 13 ilustruje sytuację, gdy następuje rozruch asynchroniczny generatora G. Widać, że w odpowiedzi SSN na sekwencję sygnałów wejściowych (rys. 7. 13a) na wyjściu modułu adaptacji SA-G wygenerowane są prawidłowe sygnały, które w tym przypadku zostają wykorzystane do aktywizacji algorytmów pomiarowych i zabezpieczeniowych w CTZS (Cyfrowy Terminal Zabezpieczeniowo-Sterujący).

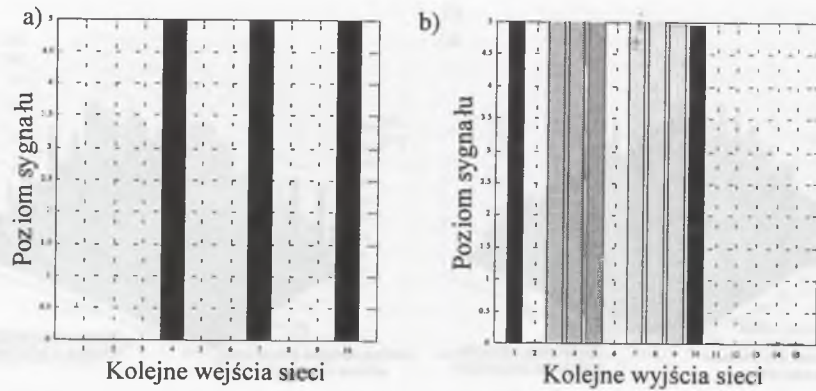
Na rysunku 7. 14 przedstawiono przypadek, gdy nie pracuje generator obiektu wytwórczego G, pracuje natomiast układ potrzeb własnych UPWG jednostki wytwórczej G (por. rys. 6. 1). Poprawna sekwencja sygnałów podana na wejścia sieci neuronowej (rys. 7.14a) modułu SA - G podsystemu adaptacji powoduje, że na wyjściu sieci pojawiają się zakodowane grupy sygnałów (rys. 7.14b) sterujących prawidłowym dopasowaniem algorytmów pomiarowych i zabezpieczeniowych odpowiednich CTZS do istniejących warunków pracy obiektu wytwórczego G.



Rys. 7.12. Przebieg procesu uczenia podsieci drugiej sekcji modułu SA – G podsystemu adaptacji o błędnie dobranej (a) oraz zoptymalizowanej (b) strukturze
 Fig. 7.12. ANN-learning process run of the second section of module SA – G of the adaptation subsystem for a wrong (a) and optimal (b) selected structure



Rys. 7.13. Odpowiedź sieci neuronowej (b) modułu adaptacji SA-G na sekwencję sygnałów wejściowych opisujących rozruch asynchroniczny (a) generatora G
 Fig. 7.13. The ANN-response (b) of adaptation module SA-G on a sequence of input signals describing the asynchronous starting (a) of generator G



Rys. 7.14. Odpowiedź sieci neuronowej (b) modułu adaptacji SA-G na sekwencję sygnałów wejściowych opisujących odstawienie z pracy (a) jednostki wytórczej G
 Fig. 7.14. The ANN-response (b) of adaptation module SA-G on a sequence of input signals describing the outage (a) of generating unit G

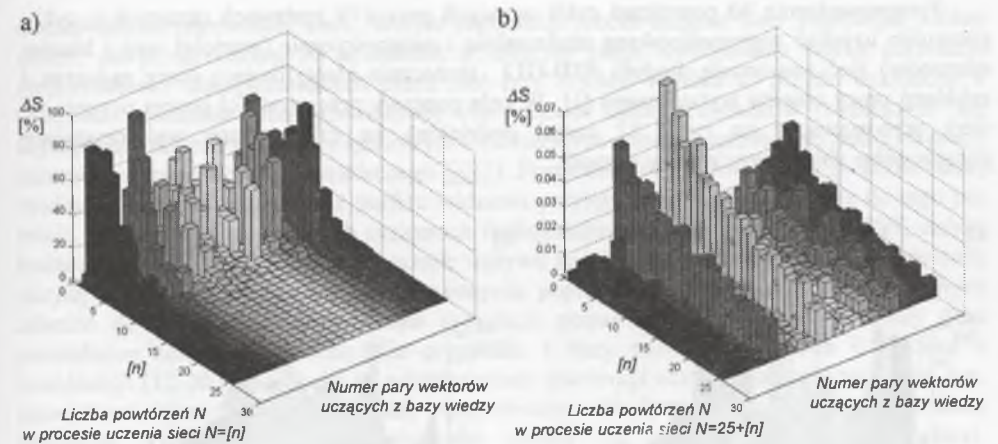
7.2.3. Podsystem „analiza zagrożeń i zakłóceń”

Sposób przeprowadzenia procesu uczenia SSN tego podsystemu jest taki sam jak dla sieci podsystemów „identyfikacja” i „adaptacja”, dlatego też tutaj ograniczono się do przedstawienia najistotniejszych wyników dotyczących kolejnych kroków procesu uczenia i testowania.

Dobór liczby sygnałów wejściowych SSN

Przeprowadzone badania potwierdzają wniosek o istotnym wpływie na szybkość uczenia SSN liczby sygnałów wejściowych oraz wielkości i różnorodności informacyjnej bazy wiedzy uczącej. Najszybciej proces uczenia przebiega dla modułu FID-UPWG odpowiedzialnego za analizę i lokalizację zakłóceń w układzie potrzeb własnych bloku wyposażonego w generator z turbiną parową (rys. 7.15) o najmniej rozbudowanej strukturze i liczbie par wektorów uczących (wejściowego i wyjściowego). Sieć neuronowa – o strukturze [7-20-5] – po 50 powtórzeniach jest w stanie prawidłowo identyfikować i lokalizować wszystkie stany zakłócenia, którymi była uczona, jak i stany zakłócenia lub zagrożenia określone w bazie wiedzy testującej.

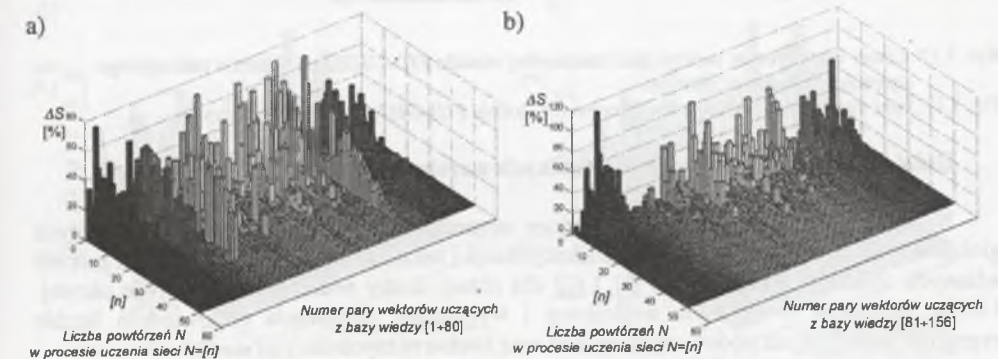
Z kolei dla sieci neuronowej modułu drugiego, przypisanego generatorowi z turbiną parową FID-G2 (por. rys. 6.12) o strukturze praktycznie dwukrotnie większej od modułu FID-UPWG (sieć po optymalizacji posiada strukturę [18-30-12] neuronów), proces uczenia przebiega wolniej. Liczna i bogata informacyjnie (156 różnorodnych przypadków zakłóceń) baza wiedzy uczącej, w której poszczególne stany zakłócenia mające identyfikować sieć są opisane w większości silnie zróżnicowanymi parami wektorów „wejście – wyjście sieci”, znacznie przyspiesza proces uczenia. Można jednak zauważyć, że prawidłowa identyfikacja przez sieć niektórych przypadków z bazy uczącej napotyka na znaczne trudności. Sieć po około 40 powtórzeniach nie jest w stanie – nie przekraczając założonego błędu – prawidłowo sklasyfikować wszystkie stany zakłócenia (rys. 7.16). Jest to prawdopodobnie spowodowane niewielką różnicą w opisie różnych stanów zakłóceńowych sygnałami wejściowymi podawanymi na wejścia sieci, jednak po około 50 powtórzeniach błąd identyfikacji przez sieć wszystkich przypadków z bazy wiedzy uczącej i testującej nie przekracza założonego progu.



Rys. 7.15. Poziom błęd w procesie uczenia sieci neuronowej modułu FID-UPWG podsystemu realizującego operację lokalizacji i identyfikacji zakłócenia
 Fig. 7.15. Error level in the ANN-learning process of module FID-UPWG of the subsystem realizing localization and fault identification operations

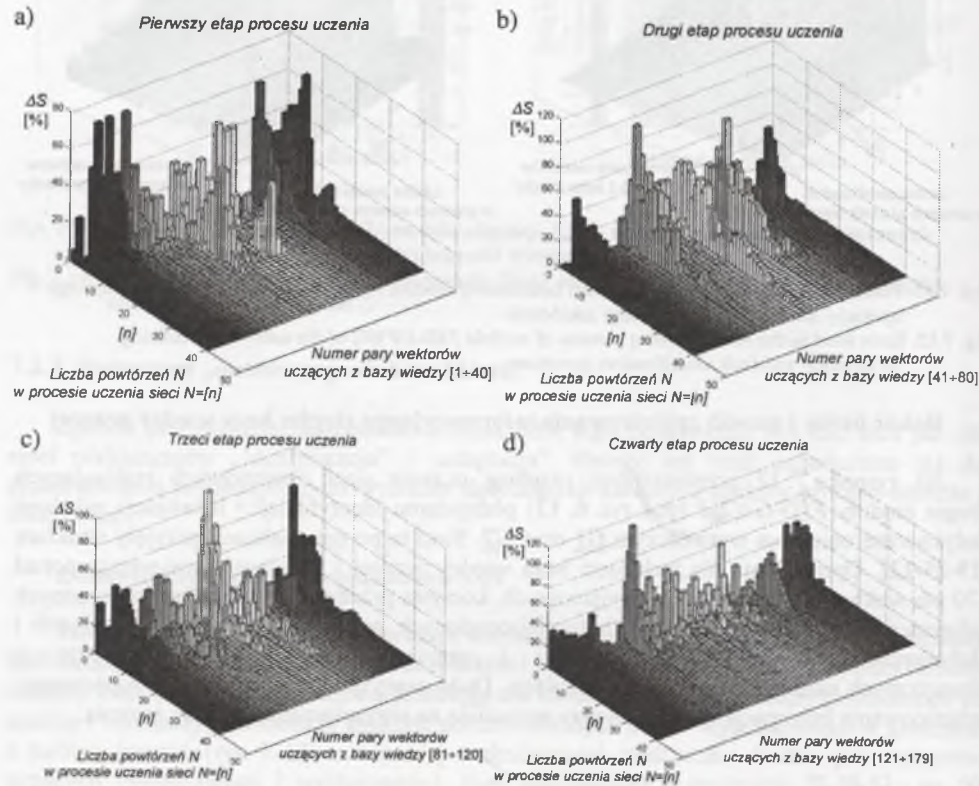
Dobór liczby i sposób zróżnicowania informacyjnego ciągów bazy wiedzy uczącej

Na rysunku 7.17 przedstawiono przebieg uczenia sieci neuronowych realizujących drugie moduły FID-G1(2)2 (por. rys. 6.13) podsystemu identyfikacji i lokalizacji zakłóceń dedykowane obiektom wytórczym G1 oraz G2. Sieci te po optymalizacji przyjęły strukturę [19-25-12]. Opracowana dla tych sieci baza wiedzy uczącej i testującej, zawierająca ponad 170 par wektorów wejściowych i wyjściowych, korzysta przede wszystkim z przetworzonych informacji w modułach decyzyjnych (umiejscowionych w logicznych węzłach lokalnych i globalnych) podsystemów identyfikacji i pomiarowo-zabezpieczeniowych oraz z zewnętrznych układów sterowania i regulacji. Duża precyzja i wysoki stopień wzajemnego zróżnicowania informacji w bazie wiedzy pozwalają na przyspieszenie procesu uczenia.



Rys. 7.16. Poziom błęd w procesie uczenia sieci neuronowej modułu FID-G2 podsystemu realizującego operację lokalizacji i identyfikacji zakłócenia
 Fig. 7.16. Error level in the ANN-learning process of module FID-G2 of subsystem realizing the localization and fault identification operations

Przeprowadzenie 40 powtórzeń cykli uczących przy 179 zestawach uczących w cyklu pozwoliło uzyskać zoptymalizowaną strukturalnie i parametrycznie (wartości wag i biasów neuronów) sieć neuronową modułu *FID-GI2* skutecznie identyfikującą stany zagrożeń i zakłóceń pracy obiektu wytwórczego *GI*. W celu poprawy przejrzystości proces uczenia tej sieci przedstawiony na rys. 7.17 został podzielony na cztery etapy wykorzystujące poszczególne zbiory bazy wiedzy uczącej.



Rys. 7.17. Cztery etapy procesu uczenia sieci neuronowej modułu *FID-GI(2)2* podsystemu realizującego operację identyfikacji zakłóceń

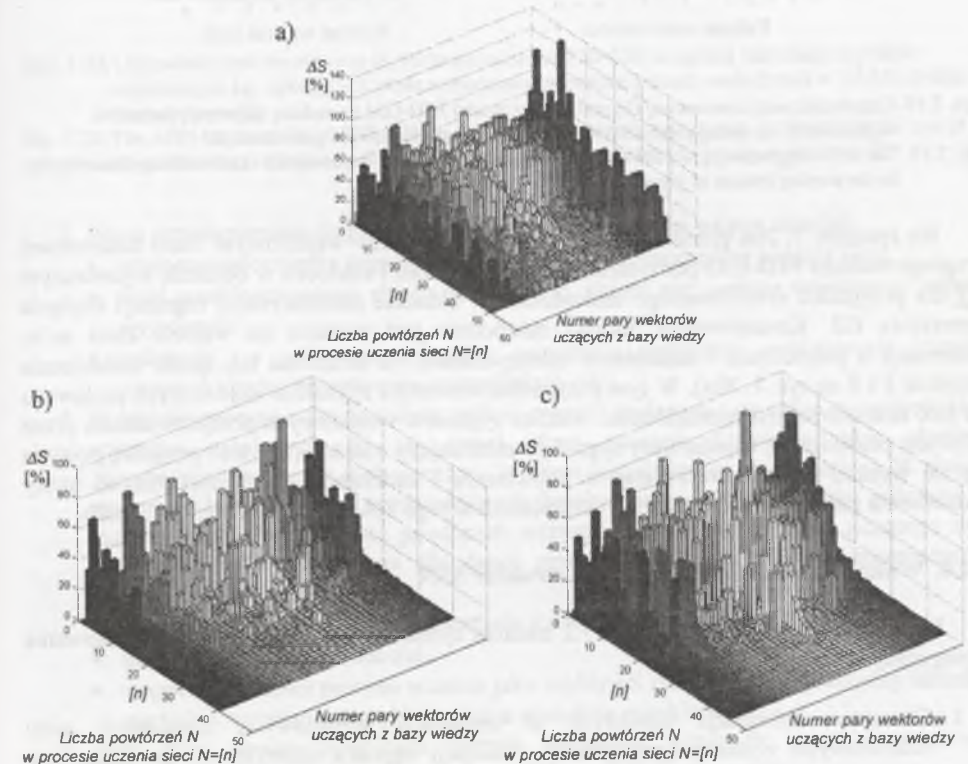
Fig. 7.17. Four steps of the ANN-learning process for module *FID-GI(2)2* of the FID subsystem

Dobór liczby neuronów w poszczególnych warstwach sieci

Na rysunku 7.18 przedstawiono proces uczenia sieci *FID-UPWGI(2)* stanowiących globalne moduły decyzyjne w zakresie identyfikacji i lokalizacji zakłóceń w układach potrzeb własnych obiektów wytwórczych *GI* i *G2* dla różnej liczby neuronów w warstwie ukrytej. Liczba neuronów w warstwie wejściowej i wyjściowej odpowiada odpowiednio liczbie sygnałów wejściowych podawanych na sieć oraz liczbie różnych decyzji sieci.

W pierwszym przypadku liczbę neuronów w warstwie ukrytej przyjęto równą liczbie wyjść sieci, tj. sieć miała strukturę [12-8-8]. Dla celów uczenia, a następnie testowania sieci neuronowej opracowana została baza wiedzy obejmująca 43 zróżnicowane przypadki prawdopodobnych zakłóceń, za identyfikację i lokalizację których sieć jest odpowiedzialna. Opis zakłóceń miał postać sekwencji sygnałów wejściowych i odpowiadających im

oczekiwanych odpowiedzi sieci. W tym przypadku proces uczenia sieci przebiegał bardzo wolno; po przekroczeniu 50 powtórzeń w dalszym ciągu występowało szereg sekwencji nieprawidłowo identyfikowanych przez sieć (rys. 7.18a). Wynika to przede wszystkim z trudności nauczenia sieci prawidłowej identyfikacji kilku przypadków – różniących się najczęściej jednym sygnałem wejściowym – odmiennych stanów zagrożeń lub zakłóceń pracy identyfikowanego obiektu wytwórczego *GI(2)*. Postanowiono zatem przyjąć, że sieć o takiej strukturze nie jest optymalna z punktu widzenia przyjętych cech. Analogicznie do tego jak miało to miejsce w poprzednich systemach funkcjonalnych, zrealizowanych na SSN, dalsze badania koncentrowały się więc na ocenie wpływu zwiększania liczby neuronów w warstwie ukrytej sieci na szybkość uczenia, a następnie poprawności klasyfikacji rozpoznawanych zdarzeń do danej klasy. Prowadzone symulacje pozwoliły określić dwie struktury sieci prawidłowo rozpoznające wszystkie przypadki z bazy wiedzy (rys. 7.18b i c). Sieć o konstrukcji [12-20-8] po około 40 powtórzeniach sekwencji uczących została nauczona, tzn. prawidłowo identyfikowała wszystkie stany obiektu wytwórczego z bazy uczącej i z bazy testującej. Dalsze prace ukierunkowane zostały na optymalizacji struktury sieci. Wykorzystując metodę redukcji sieci wyznaczono strukturę optymalną sieci [12-15-8], rozpoznającą wszystkie stany z bazy wiedzy oraz odznaczającą się dużą zdolnością do uogólniania zdarzeń, jednak proces uczenia takiej sieci przebiegał dłużej (rys. 7.18c); po 45 powtórzeniach wszystkich ciągów uczących proces uznano za zakończony.

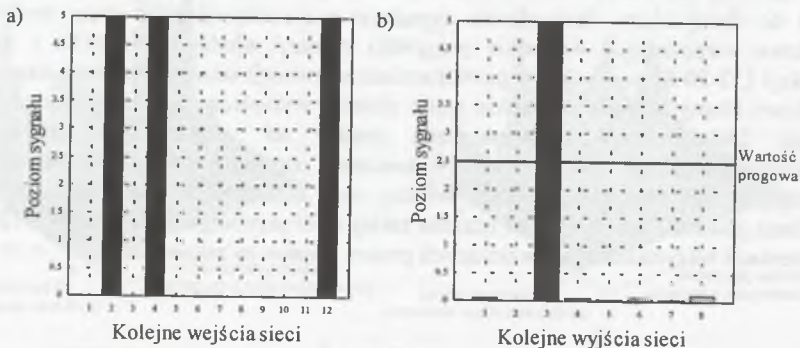


Rys. 7.18. Poziom błąd w procesie uczenia sieci neuronowych modułu *FID-UPWGI(2)* podsystemu identyfikacji zakłóceń o zróżnicowanej liczbie neuronów w warstwie ukrytej

Fig. 7.18. Error level in the ANN-learning process of module *FID-UPWGI(2)* of FID subsystem with different neuron numbers in the hidden layer

Końcowym etapem badań sieci neuronowych realizujących moduły funkcjonalne podsystemu identyfikacji zakłóceń były symulacje weryfikujące skuteczność ich pracy. Przykładowe wyniki symulacji przedstawiono na rys. 7. 19 i 7. 20 dla obiektu wytwórczego **G3**.

Rysunek 7. 19b ilustruje prawidłową odpowiedź sieci neuronowej modułu **FID-G31** na symulowane zwarcie wieloprądowe w układzie rozruchowym generatora **G3**. Na wejścia sieci (rys. 7. 19a) podano informacje w postaci sygnałów binarnych odwzorowujące m.in. reakcje układów zabezpieczeniowych (**CTZS**) na zaistniałe zakłócenie.



Rys. 7.19. Odpowiedź sieci neuronowej (b) realizującej moduł **FID-G31** na daną sekwencję sygnałów wejściowych (a) opisujących zakłócenie w układzie rozruchowym generatora **G3**
 Fig. 7.19. The ANN-response (b) of **FID-G31** module on a sequence of input signals (a) describing disturbances in the starting system of generator **G3**

Na rysunku 7. 20a przedstawiono sekwencję sygnałów wejściowych sieci neuronowej drugiego modułu **FID-G32** podsystemu analizy zagrożeń i zakłóceń w obiekcie wytwórczym **G3** dla przypadku symulowanego uszkodzenia w układzie automatycznej regulacji napięcia generatora **G3**. Konsekwencją takiego zakłócenia jest podanie na wejścia sieci m.in. informacji o pobudzeniu i zadziałaniu zabezpieczenia od obniżenia lub utraty wzbudzenia (wejście 1 i 2 na rys. 7. 20a). W tym przypadku sekwencja sygnałów wejściowych podawana na sieć neuronową jest niezakłócona. Analiza sygnałów wejściowych przeprowadzona przez SSN jest prawidłowa, najsilniejszy sygnał przekraczający założoną wartość progową pojawia się na wyjściu drugim, informując o pobudzeniu i zadziałaniu zabezpieczenia od utraty wzbudzenia generatora **G3** na skutek uszkodzenia w jego UARN, co ilustruje rys. 7. 20b.

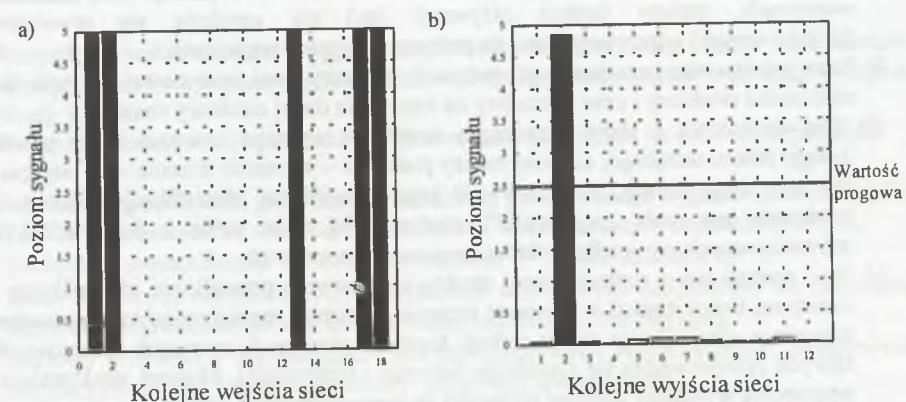
7.2.4. Wnioski z badań symulacyjnych struktur SSN

Przeprowadzone w podrozdziale 7.2 badania symulacyjne pozwalają na sformułowanie następujących wniosków:

1. Charakter informacji zawartych w sygnałach wejściowych sztucznych sieci neuronowych wykorzystywanych do realizacji operacji identyfikacji powinien być silnie zróżnicowany. Z tego względu w celu zwiększenia stopnia poprawności generowanych decyzji globalnych – szczególnie w sytuacjach niepełnej informacji – konieczne jest uzupełnienie sygnałów binarnych, informujących o aktualnym położeniu łączników, weryfikującymi je sygnałami (również binarnymi) o poziomach wartości

analogowych sygnałów pomiarowych w charakterystycznych punktach obiektu elektroenergetycznego.

2. Macierz ucząca, zawierająca wektory wejściowe i wyjściowe ciągów uczących, powinna obejmować znacznie mniejszą liczbę analizowanych przypadków niż macierz testująca.



Rys. 7.20. Odpowiedź sieci neuronowej (b) realizującej moduł **FID-G32** na daną sekwencję sygnałów wejściowych (a), opisujących utratę wzbudzenia generatora wskutek uszkodzenia w UARN obiektu wytwórczego **G3**
 Fig. 7.20. The ANN-response (b) of **FID-G32** module on a sequence of input signals (a) describing the loss of excitation due to a failure in the UARN (automatic voltage control system) of generator **G3**

3. Przed przystąpieniem do procesu uczenia sieci neuronowej należy określić:
 - poziom wzmocnienia sygnałów podawanych na poszczególne wejścia sieci,
 - ilość powtórzeń całego zbioru uczącego, tj. zbioru par „wektor wejściowy - wektor wyjściowy”,
 - kolejność, w jakiej poszczególne sekwencje wektorów wejściowych (ciągów uczących) będą prezentowane na wejściach sieci.
4. W trakcie procesu uczenia należy unikać sytuacji podawania po sobie na wejścia sieci wzorców należących do tej samej klasy zdarzeń. Działanie takie skutkuje „zapominaniem” przez sieć wzorców, którymi została nauczona wcześniej. W trakcie przeprowadzonych badań symulacyjnych kolejno prezentowane wzorce należały do różnych klas zdarzeń. Ilość powtórzeń wszystkich elementów zbioru uczącego była przyjmowana indywidualnie dla danej struktury sieci (modułu funkcjonalnego) i zależała głównie od:
 - liczby różnych klas zdarzeń zawartych w zbiorze uczącym,
 - ilości wejść sieci neuronowej,
 - stopnia zbieżności procesu uczenia jako szybkości zmian różnicy pomiędzy aktualną wartością uzyskaną na wyjściu sieci a wartością oczekiwaną.
5. Zbyt duża liczba powtórzeń danych sekwencji uczących może spowodować zmniejszenie własności generalizacji zdarzeń przez sieć neuronową.
6. Istotny wpływ na stopień zbieżności procesu uczenia sieci ma prawidłowy dobór współczynnika wzmocnienia sygnałów wejściowych. W przeprowadzonych symulacjach przyjęto wzmocnienie sygnałów wejściowych sieci na poziomie 5.

7. Należy unikać wprowadzania jako elementów macierzy uczącej zbyt licznych przypadków zawierających sygnały oznaczone etykietą „błędne” lub „brakujące”. Takie podejście pozwala na bardziej skuteczne wykorzystanie zdolności sieci do uogólniania zdarzeń. Wykorzystanie tej samej macierzy w procesie uczenia i testowania powoduje, że cecha sieci neuronowej uogólniania zdarzeń zostaje silnie wytłumiona.
8. Zwiększenie liczby ciągów uczących powinno nastąpić jedynie w warunkach, gdy pomimo zmian w strukturze i parametrach sieci (liczbie warstw, ilości neuronów w warstwach, zmiany funkcji aktywacji itp.) nie uzyskuje się prawidłowych (oczekiwanych) odpowiedzi sieci na podawane sygnały wejściowe.
9. Jako podstawowe parametry optymalizacji struktury sieci neuronowej przyjęto stopień złożoności struktury i czas potrzebny na nauczenie danej struktury sieci.
10. Sieć neuronowa o słabo rozwiniętej strukturze wymaga znacznej ilości powtórzeń całego zbioru uczącego, częściej należy podawać – w trakcie uczenia – na wejścia sieci ten sam ciąg uczący, aby zapewnić jego prawidłową identyfikację. Sieć o takiej strukturze ma małą „pojemność”, stąd trudniej radzi sobie z dużą liczbą silnie zróżnicowanych przypadków, które powinna rozpoznawać.
11. Sieć neuronowa o rozbudowanej strukturze zapewnia prawidłową identyfikację przy mniejszej ilości iteracji w procesie uczenia, wydatnie zmniejszając czas potrzebny na nauczenie sieci. Dzieje się to jednak kosztem znacznych wymagań sprzętowych, na których przeprowadza się symulacje (uczenie i testowanie). Złożona strukturalnie sieć neuronowa wykazuje większe zdolności do generalizowania zdarzeń.
12. W przeprowadzonych badaniach za optymalną strukturę sieci neuronowej przyjęto konfigurację, która zapewnia w krótkim czasie dużą zbieżność procesu uczenia oraz wykazuje zdolności do prawidłowej identyfikacji wszystkich sekwencji testujących (ciągów zbioru testowego), również i tych, którymi nie była uczona.
13. W przypadku, gdy po zadanej liczbie powtórzeń sieć nie była w stanie prawidłowo interpretować wszystkich przypadków wzorców uczących, proces uczenia ponawiano - przyjmując jako parametry początkowe wartości wag i biasów będące wynikiem poprzedniego procesu uczenia.

7.3. Weryfikacja algorytmów pomiarowych i zabezpieczeniowych

7.3.1. Wprowadzenie

Zaprezentowane w rozdziale 6. 4. 2 adaptacyjne algorytmy estymacji wartości sygnałów pomiarowych i zabezpieczeniowych poddane zostały testom weryfikacyjnym. Podstawowym celem weryfikacji było określenie dokładności pracy algorytmów, tj. dokładności wyznaczenia estymat aktualnych wartości pierwszych harmonicznych sygnałów pomiarowych (m. in. częstotliwości, prądów, napięć) oraz zabezpieczeniowych (fazora impedancji, rezystancji, reaktancji, składowych mocy) w przedziale częstotliwości od 5 do 70 Hz.

Poddane weryfikacji algorytmy zostały podzielone na dwie grupy (por. rozdział 6. 4. 2). Dla dowolnego algorytmu każdej z grup można programowo dobrać wejściowe sygnały pomiarowe o różnej zawartości i udziale składowych zakłócających, stanowiących model sygnałów spodziewanych w systemie rzeczywistym, w różnych stanach pracy zabezpieczonego węzła wytwórczego (np. rozruch częstotliwościowy, praca normalna, praca w układzie wyspowym, stany zakłócenia).

Symulacyjnie dokonano oceny off - line obydwu grup algorytmów pomiarowych z punktu widzenia wymagań stawianych im przez zabezpieczany obiekt elektroenergetyczny.

Pierwszą grupę stanowią algorytmy bazujące na składowych ortogonalnych sygnałach wejściowych wyznaczonych w dyskretnych chwilach czasu nT_i , uzyskanych poprzez spłot sygnałów wejściowych funkcjami sinus i cosinus, pracujące przy zmiennej liczbie próbek w oknie pomiarowym.

Drugą grupę stanowią algorytmy bazujące na:

- składowych ortogonalnych, uzyskanych metodą przesunięcia sygnałów wejściowych,
- modelu linii, opisanym równaniem różniczkowym pierwszego rzędu.

Wszystkie badania symulacyjne przeprowadzono korzystając przy definiowaniu procedur i programów symulacyjnych z pakietu oprogramowania *Matlab* oraz *Matlab -Signal Processing Toolbox*.

Określone zostały modele sygnałów wejściowych pozwalające na dobór następujących parametrów :

- wartości częstotliwości pierwszej harmonicznej generowanego sygnału oznaczanej jako $f_1^{(zad)}$, w odróżnieniu od wartości częstotliwości wyestymowanej oznaczonej jako f_1 ,
- odchylenia częstotliwości f_d od wartości zadanej $f_1^{(zad)}$ jako stosunek $f_d / f_1^{(zad)}$,
- liczby wyższych harmonicznych w sygnałach wejściowych (opcjonalnie do dziewiętej harmonicznej) oraz składowej aperiodycznej i składowej oscylacyjnej,
- wartości amplitud i faz początkowych poszczególnych harmonicznych, składowych oscylacyjnych oraz wartości amplitudy składowej aperiodycznej,
- wartości stałej czasowej T_A zanikania składowej aperiodycznej,
- wartości częstotliwości f_{os} i stałej czasowej T_{os} zanikania składowej oscylacyjnej,
- częstotliwości próbkowania f_i .

W celu oceny dokładności pracy poszczególnych algorytmów poddano je szeregu testom.

7.3.2. Algorytmy grupy pierwszej

TEST 1 – Dokładność pracy algorytmów w warunkach pracy normalnej węzła wytwórczego

W tym przypadku założono, że wejściowe sygnały pomiarowe nie zawierają żadnych składowych zakłócających. Rozpatrzone zostały dwa warianty :

Wariant 1. Poszczególne obiekty wytwórcze pracują przy współczynniku mocy równym $\cos\varphi=0.98_{ind}$ i obciążeniu indukcyjnym, tj. sygnały napięciowy i prądowy danej fazy mają postać :

$$\text{Sygnał napięciowy : } u(t) = 100 \sin(\omega t + \pi/18),$$

$$\text{sygnał prądowy : } i(t) = 5 \sin \omega t .$$

W tablicy 7.1 przedstawiono przykładowe wyniki niedokładności estymacji wybranych wartości wielkości kryterialnych algorytmów pomiarowych i zabezpieczeniowych grupy pierwszej przy różnej częstotliwości zadanych sygnałów wejściowych $f_1^{(zad)}$. Częstotliwość próbkowania sygnałów wynosiła 1000 Hz. W tablicy zamieszczono wyniki przykładowe z całego badanego przedziału zmian częstotliwości sygnałów wejściowych, obejmujące zarówno sytuacje dobrego dopasowania filtrów ortogonalnych do aktualnej częstotliwości pierwszej harmonicznej (np. częstotliwości 13 Hz, 63 Hz), jak i sytuacje pojawienia się tzw.

ziarna, czyli gdy część ułamkowa stosunku f_i/f_1 jest w pobliżu wartości 0.5 (np. częstotliwości 23 Hz, 34 Hz, 70 Hz).

Z przedstawionych rezultatów wynika, że w całym badanym zakresie zmian częstotliwości sygnałów pomiarowych algorytmy prawidłowo wyznaczają zarówno amplitudy prądów i napięć (niedokładność nie przekracza 1.12 %), jak i estymatę aktualnej wartości częstotliwości (maksymalna niedokładność nie przekracza 30 mHz).

Wyznaczone estymaty mocy fazowej czynnej obciążone są większą niedokładnością (błąd nie przekracza jednak 2.6 %), spowodowaną prawdopodobnie kumulacją niedokładności wyznaczenia estymat składowych ortogonalnych pierwszych harmoniczných prądu i napięcia (zal. (6.34)). Przeciwnie jest w przypadku wyznaczenia estymat mocy biernej; tutaj niedokładności obliczeń wartości prądów i reaktancji fazowych ulegają wzajemnemu wytlumieniu (niedokładność nie przekracza 0.5 %).

Dokładności wyznaczenia wartości estymat składowych wektora impedancji jak i jego składowych w całym przyjętym zakresie częstotliwości są duże, gdyż maksymalne błędy nie przekraczają 2.5 % i odnoszą się głównie do wartości kąta impedancji φ_{Z1} oraz estymat reaktancji.

Tablica 7.1

Niedokładności wyznaczenia estymat amplitud pierwszych harmoniczných sygnałów pomiarowych Δf_1 , U_1 , I_1 oraz mocy fazowych czynnej P_1 , biernej Q_1 , modułu impedancji Z_1 i kąta impedancji φ_{Z1} wg testu 1

$f_1^{(zad)}$ [Hz]	$\Delta f_1^{(zad)}$ [mHz]	$\delta U_{1\%}$ [%]	$\delta I_{1\%}$ [%]	$\delta P_{1\%}$ [%]	$\delta Q_{1\%}$ [%]	$\delta Z_{1\%}$ [%]	$\delta \varphi_{Z1\%}$ [%]
13	0.00	0.05	0.05	0.17	0.07	0.02	0.10
23	2.81	0.57	0.57	1.24	0.10	0.14	0.80
34	6.73	0.74	0.74	1.60	0.14	0.20	1.11
43	5.22	0.58	0.58	1.36	0.21	0.25	1.42
50	0.00	0.00	0.00	0.30	0.30	0.21	1.22
63	4.11	0.42	0.41	1.25	0.41	0.20	1.12
70	29.91	1.11	1.11	2.55	0.40	0.00	0.00

Wariant 2. Generatory cząstkowych obiektów wytwórczych węzła pracują jako niedowzbudzone, przy wartości współczynnika mocy $\cos\varphi=0.91_{poj}$ i sygnałach pomiarowych opisanych zależnościami :

Sygnał napięciowy : $u(t) = 100 \sin \omega_1 t$,

sygnał prądowy : $i(t) = 5 \sin(\omega_1 t + 5\pi/36)$.

Wyniki uzyskane w drugim wariantcie pracy węzła wytwórczego praktycznie nie różnią się od zamieszczonych w tabl. 7. 1. Można zatem stwierdzić, że w sytuacjach, gdy wejściowe sygnały pomiarowe nie zawierają żadnych składowych zakłócających, estymacja wartości wielkości pomiarowych (kryterialnych) przebiega prawidłowo, nie przekraczając granicy 2.6 % maksymalnej niedokładności.

TEST 2 – Dokładność pracy algorytmów w warunkach utraty dopływu gazu lub pary jako czynnika napędzającego turbiny; przypadek tzw. mocy zwrotnej

Kolejny test dotyczył przypadku, gdy następuje zamknięcie dopływu czynnika napędzającego turbiny generatorów. W sytuacji tej generator przechodzi w stan pracy silnikowej o niewielkim poborze mocy czynnej z systemu. Dodatkowo, w sygnałach pomiarowych założono obecność nieparzystych wyższych harmoniczných (o niewielkich amplitudach), wynikającą z nieliniowości elementów układów rozruchowych i wzbudzenia (układy tyrystorowe). Przykładowe wyniki zamieszczono w tabl. 7. 2.

W przeprowadzonych symulacjach przyjęto następujące przebiegi czasowe wejściowych sygnałów pomiarowych napięciowych i prądowych :

Sygnał napięciowy : $u(t) = 100 \sin \omega_1 t + 5 \sin \omega_5 t + 2.5 \sin \omega_7 t$,

sygnał prądowy : $i(t) = 2.5 \sin(\omega_1 t + 22\pi/45) + 0.1 \sin(\omega_3 t + 22\pi/45) + 0.1 \sin(\omega_5 t + 22\pi/45)$.

Tablica 7.2

Niedokładności wyznaczenia wartości estymat pierwszych harmoniczných mocy fazowych czynnej P_1 i biernej Q_1 oraz fazora impedancji pierwszej harmonicznej dla testu 2

$f_1^{(zad)}$ [Hz]	P_{1min} [W]	P_{1max} [W]	$\delta P_{1\%}$ [%]	Q_{1min} [Var]	Q_{1max} [Var]	$\delta Q_{1\%}$ [%]	$\delta Z_{1\%}$ [%]	$\delta \varphi_{Z1\%}$ [%]
13	4.25	4.49	2.86	-125.04	-125.00	0.09	0.11	0.06
23	3.02	5.71	30.78	-125.22	-124.83	0.24	1.24	0.70
34	2.65	6.08	39.44	-125.28	-124.85	0.29	1.58	0.90
38	2.90	5.84	33.92	-125.29	-124.95	0.29	1.35	0.76
45	3.14	5.60	28.48	-125.33	-125.06	0.33	1.12	0.64
50	4.38	4.38	0.30	-125.30	-125.30	0.30	0.00	0.00
55	3.13	5.62	28.80	-125.41	-125.17	0.39	1.12	0.65
63	3.40	5.38	23.28	-125.53	-125.36	0.49	0.86	0.52
70	1.83	6.92	58.65	-125.61	-125.16	0.55	2.30	1.32

Z otrzymanych rezultatów wynika, że obecność w sygnałach pomiarowych wyższych harmoniczných praktycznie nie wpływa na dokładność wyznaczania wartości kryterialnych prostych (amplitudy prądów i napięć, częstotliwość) jak i złożonych (składowe fazora impedancji), pojawiają się natomiast znaczne niedokładności (przy częstotliwościach większych od 55 Hz przekraczające 50 %) w wyznaczaniu estymat wartości mocy czynnej i rezystancji. Jest to spowodowane wartością kąta mocy w pobliżu $\pi/2$, co powoduje, że wartości mocy czynnej i rezystancji zdużają do zera. Ze wzrostem częstotliwości –szczególnie poza wartość 55 Hz –składowej podstawowej sygnałów wejściowych o wartościach powodujących powstanie tzw. ziarna znacząco rośnie niedopasowanie filtrów ortogonalnych do aktualnej częstotliwości sygnałów wejściowych, co powoduje m.in. brak skutecznego tłumienia wyższych harmoniczných przez filtry ortogonalne, zwiększając tym samym wzrost niedokładności estymacji rezystancji i mocy czynnej. Stwierdzono, że eliminację dużej niedokładności wyznaczenia estymaty rezystancji można uzyskać poprzez wykorzystanie znajomości dokładnych wartości składowych wektora impedancji i posługiwanie się położeniem fazora impedancji na płaszczyźnie zespolonej. W przypadku mocy czynnej, stanowiącej jedno z kryteriów decyzyjnych zabezpieczenia od „mocy zwrotnej”, dla częstotliwości sygnałów wejściowych znacznie odbiegających od wartości znamionowej lub od sytuacji, gdy stosunek częstotliwości próbkowania do aktualnej częstotliwości pierwszej

harmonicznej ($f_i/f_i^{(zad)}$) jest liczbą naturalną, należy poszukiwać zmodyfikowanych wersji omówionych algorytmów pozwalających uzyskać większą dokładność.

TEST 3 – Dokładność algorytmów pomiarowych i zabezpieczeniowych w warunkach symulowanych zakłóceń zwarciovych w obszarze węzła wytwórczego

Symulacja stanów zakłóceń w postaci zwarcia została podzielona na trzy zestawy.

Zestaw 1

Symulacja zwarcia wieloprądowego po stronie górnego napięcia transformatora blokowego danego obiektu wytwórczego. Sygnały wejściowe, tj. napięcia i prądy zawierają wyższe harmoniczne (nieparzyste) o udziałach przekraczających 10 % amplitudy pierwszej harmonicznej oraz o zróżnicowanych fazach początkowych; sygnał prądowy zawiera ponadto składową aperiodyczną. Przebiegi czasowe sygnałów testujących opisują zatem równania :

Sygnał napięciowy : $u(t) = 50 \sin(\omega_1 t + \pi/2) + 5 \sin(\omega_3 t + \pi/3) + 5 \sin(\omega_5 t + \pi/6)$,

sygnał prądowy : $i(t) = 25 \sin(\omega_1 t + \pi/18) + 5 \sin(\omega_3 t + \pi/18) + 5 \sin \omega_5 t + 5 \exp(-t/0.5)$.

Przykładowe wyniki zestawiono w tabl. 7. 3.

Tablica 7.3

Niedokładności estymacji pierwszych harmonicznych rezystancji R_1 i reaktancji X_1 fazowych oraz estymat fazona impedancji wyznaczonych wg testu 3 – zestaw 1

$f_1^{(zad)}$ [Hz]	$\delta R_{1\%} _{max}$ [%]	$\delta X_{1\%} _{max}$ [%]	$\delta Z_{1\%} _{max}$ [%]	$\delta \varphi_{z1\%} _{max}$ [%]
13	4.89	0.95	0.95	0.62
18	9.35	1.38	1.39	1.08
23	11.28	1.53	1.57	1.35
34	13.24	1.69	1.75	1.59
40	1.56	0.27	0.28	0.19
45	9.33	1.23	1.26	1.11
50	1.25	0.22	0.22	0.16
55	8.97	1.19	1.23	1.08
63	7.05	0.99	0.99	0.85
70	16.79	2.26	2.30	2.04

Zestaw 2

Przypadek bliskiego zwarcia trójfazowego w obrębie generatora. Sygnały pomiarowe zawierają szereg wyższych harmonicznych o jednakowych fazach początkowych, zaś w sygnale prądowym występuje składowa aperiodyczna o amplitudzie równej 50 % amplitudy pierwszej harmonicznej, zanikająca ze stosunkowo dużą stałą czasową, wynoszącą 500 ms.

Przeprowadzone badania dotyczyły szczególnie dokładności wyznaczenia estymaty aktualnej częstotliwości jako bazowej informacji wykorzystywanej przez wszystkie pozostałe omawiane algorytmy adaptacyjne. Wybrane wyniki zaprezentowano w tabl. 7.4 oraz w formie graficznej na rys. 7.21 i 7. 22.

Symulowane sygnały testujące mają postać:

Sygnał napięciowy :

$$u(t) = 25 \sin(\omega_1 t + 4\pi/9) + 5 \sin(\omega_3 t + 4\pi/9) + 2.5 \sin(\omega_5 t + 4\pi/9) + 1.5 \sin(\omega_7 t + 4\pi/9),$$

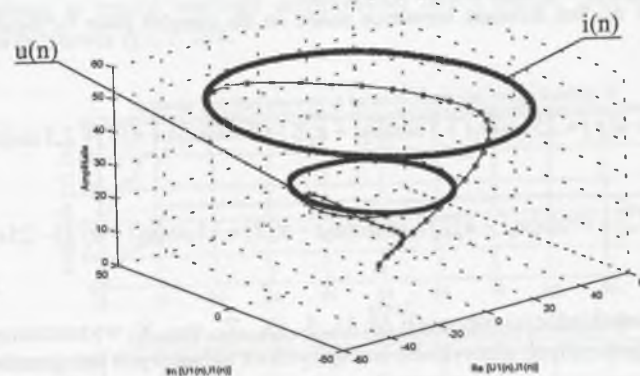
sygnał prądowy :

$$i(t) = 50 \sin \omega_1 t + 10 \sin \omega_3 t + 10 \sin \omega_5 t + 5 \sin \omega_7 t + 25 \exp(-t/0.5).$$

Tablica 7.4

Wartości estymat amplitudy pierwszej harmonicznej prądowego sygnału pomiarowego I_1 oraz niedokładności estymacji Δf_1 , U_1 , I_1 , i składowych fazona impedancji wg testu 3 – zestaw 2

$f_1^{(zad)}$ [Hz]	$\Delta f_1^{(zad)} _{max}$ [mHz]	$\delta U_{1\%} _{max}$ [%]	I_{1min} [A]	I_{1max} [A]	$\delta I_{1\%} _{max}$ [%]	$\delta Z_{1\%} _{max}$ [%]	$\delta \varphi_{z1\%} _{max}$ [%]
13	0.00	0.12	48.93	50.96	2.13	2.30	1.53
18	1.20	0.95	49.18	50.69	1.65	2.64	1.27
34	6.61	1.63	49.67	50.57	1.15	2.72	1.51
38	5.82	1.37	49.72	50.51	1.02	2.36	1.31
50	0.00	0.00	49.73	50.27	0.55	0.54	0.39
55	6.41	1.08	49.79	50.39	0.79	1.84	0.10
70	35.12	2.14	49.62	50.54	1.09	3.18	1.89

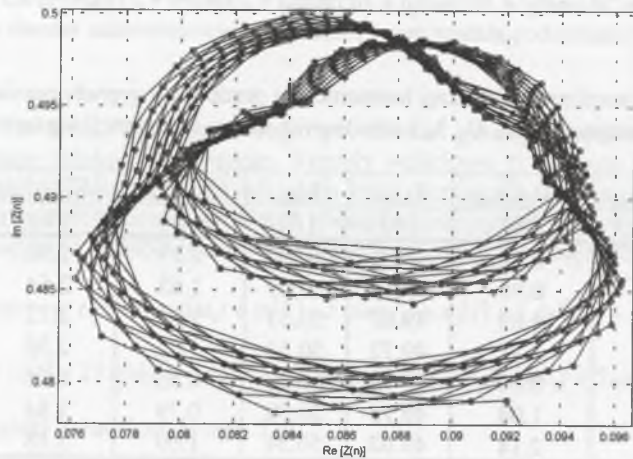


Rys. 7.21. Trajektorie przebiegu pierwszych harmonicznych sygnałów prądowego i napięciowego o częstotliwości 34 Hz po korekcji tłumienia wstępnego w filtrze analogowym
Fig. 7.21. Trajectories of first harmonics in current and voltage signals with 34 Hz after attenuation correction in an analog input filter

Zestaw 3

Przypadek podobny do poprzedniego; różnica polega na przyjęciu innych wartości amplitud i faz początkowych (w sygnale napięciowym) wyższych harmonicznych oraz na skróceniu czasu zanikania składowej aperiodycznej. Jest to symulacja stanu zwarciovego, w którym prąd początkowy osiąga wartość maksymalną (składowe okresowe sumują się ze składową aperiodyczną).

Badania symulacyjne skoncentrowały się przede wszystkim na określeniu wpływu wartości początkowej prądu zwarciovego (ze znaczną zawartością składowej aperiodycznej) na dokładność wyznaczenia estymat wielkości pomiarowych i zabezpieczeniowych. Sygnały wejściowe przyjęte w symulacji mają postać:



Rys. 7.22. Trajektorie fazora impedancji pierwszej harmonicznej na płaszczyźnie zespolonej dla częstotliwości składowej podstawowej $f_1=34$ Hz

Fig. 7.22. Trajectory of the first harmonic impedance phasor on the complex plane for input signals with $f_1=34$ Hz

Sygnał napięciowy : $u(t) = 25 \sin \omega_1 t + 5 \sin(\omega_3 t + \pi/6) + 5 \sin(\omega_5 t + \pi/3) + 2.5 \sin(\omega_7 t + \pi/2)$,

sygnał prądowy :

$$i(t) = 50 \sin(\omega_1 t - \pi/2) + 10 \sin(\omega_3 t - \pi/2) + 10 \sin(\omega_5 t - \pi/2) + 5 \sin(\omega_7 t - \pi/2) - 25 \exp(-t/0.3).$$

Tablica 7.5

Maksymalne niedokładności estymacji $\Delta f_1, U_1, I_1, Q_1, Z_1, \varphi_{Z1}, X_1$ wyznaczonych na podstawie adaptacyjnych algorytmów bazujących na składowych ortogonalnych wg testu 3 – zestaw 3

$f_1^{(zad)}$ [Hz]	$\Delta f_1^{(zad)}$ [mHz]	$\delta U_{1\%}$ [%]	$\delta I_{1\%}$ [%]	$\delta Q_{1\%}$ [%]	$\delta Z_{1\%}$ [%]	$\delta \varphi_{Z1\%}$ [%]	$\delta X_{1\%}$ [%]
13	0.00	0.04	3.31	3.23	3.44	2.01	3.44
18	1.82	0.28	2.64	2.31	2.96	1.95	2.96
23	13.51	0.37	2.30	2.09	2.60	1.84	2.60
34	29.33	0.48	2.00	1.70	2.52	1.64	2.50
50	0.00	0.00	0.79	1.08	0.80	0.51	0.80
55	22.04	0.38	1.30	1.30	1.68	1.15	1.68
70	106.50	0.78	2.27	1.50	3.40	0.51	0.80

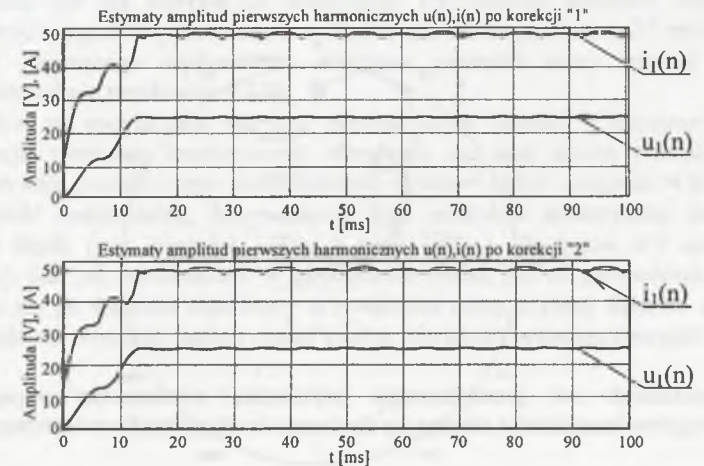
Przedstawione wyniki badań symulacyjnych potwierdzają skuteczną pracę algorytmów wykorzystujących splot z funkcjami ortogonalnymi sinus i cosinus w stanach zakłóceń wieloprądowych – przy znaczącej obecności w sygnałach wejściowych składowych zakłócających. Wyznaczone wartości estymat amplitud sygnałów pomiarowych obarczone są niedokładnością nie przekraczającą 3.5 % (por. tabl. 7.5). Niedokładności obliczonych wartości estymat częstotliwości pierwszej harmonicznej najczęściej nie przekraczają 50 mHz, jedynie w końcowym zakresie badanych częstotliwości (powyżej 69 Hz) błędy mogą przekraczać 100 mHz, co jest głównie spowodowane zbyt niską częstotliwością próbkowania sygnałów wejściowych [23].

Na rysunku 7.23 przedstawiono przebiegi czasowe estymacji wartości amplitud pierwszych harmonicznych prądu i napięcia dla częstotliwości składowej podstawowej wynoszącej 70 Hz. Algorytmy estymujące amplitudy prądu i napięcia uwzględniają korekcję wstępnego tłumienia sygnałów pomiarowych spowodowaną obecnością na wejściu CTZS dolnoprzepustowych filtrów antyaliasingowych [19], przy czym rozróżnia się dwa rodzaje korekcji, tj.:

Korekcja „1” – tłumienie wejściowego sygnału analogowego (jego model został uwzględniony w badaniach symulacyjnych) zostaje skorygowane za pomocą współczynników korekcyjnych zapisanych w tablicy.

Korekcja „2” – tłumienie filtra antyaliasingowego zostaje skorygowane poprzez wyznaczone równanie aproksymujące (wielomian drugiego rzędu) współczynniki korekcyjne.

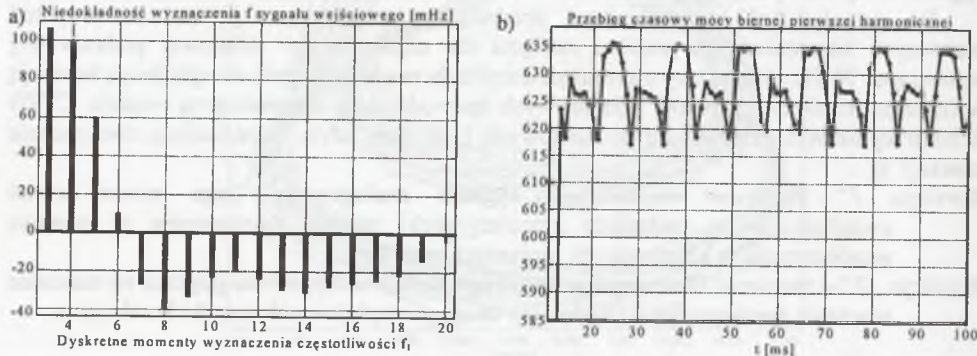
Rysunek 7.24a ilustruje niedokładność estymacji częstotliwości pierwszej harmonicznej sygnału wejściowego w kolejnych cyklach pomiarowych. Jako sygnał testujący w tym przypadku przyjęto sygnał o zadanej częstotliwości składowej podstawowej, wynoszącej 70 Hz. Przebieg w czasie wartości estymowanej mocy biernej fazowej dla omawianych sygnałów przedstawia rys. 7.24b.



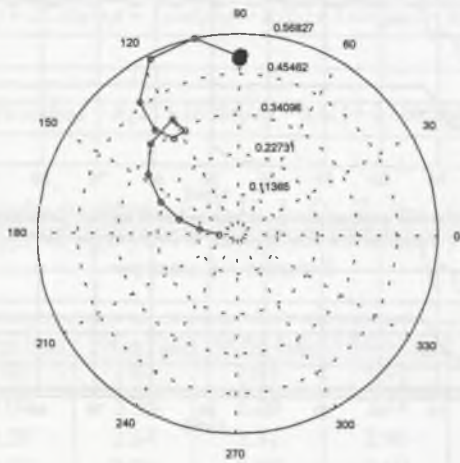
Rys. 7.23. Wartości estymat prądu i napięcia pierwszej harmonicznej o $f_1=70$ Hz
Fig. 7.23. Estimated values of the first harmonics with $f_1=70$ Hz of current and voltage

Również niedokładności wyznaczenia estymat złożonych sygnałów kryterialnych : impedancji, mocy lub ich składowych nie przekraczają granicy 4 %. Na rysunku 7.25 przedstawiono przebieg trajektorii estymaty wektora impedancji pierwszej harmonicznej we

współrzędnych biegunowych dla częstotliwości sygnałów wejściowych równej 70 Hz. Największe wartości błędów obliczeń ujawniają się w przypadkach, gdy stosunek częstotliwości próbkowania do aktualnej częstotliwości pierwszej harmonicznej nie jest liczbą naturalną, a jej część ułamkowa oscyluje wokół wartości 0.5. W takich przypadkach adaptacji algorytmów dokonuje się w oparciu o częstotliwości funkcji tworzących okna filtrów ortogonalnych najbliższe aktualnej częstotliwości składowej podstawowej, gwarantującej jednak naturalną liczbę współczynników wagowych w oknach pomiarowych.



Rys. 7.24. Niedokładność wyznaczenia estymaty częstotliwości (a) oraz przebieg czasowy wartości estymaty mocy biernej fazowej (b) pierwszej harmonicznej dla sygnałów wejściowych o $f_1=70$ Hz
 Fig. 7.24. Inaccuracy in the first harmonic frequency (a) and phase reactive power (b) estimation for input signals with $f_1=70$ Hz



Rys. 7.25. Wartości estymaty impedancji pierwszej harmonicznej dla sygnałów wejściowych o $f_1=70$ Hz we współrzędnych biegunowych
 Fig. 7.25. Estimated values of the first harmonic impedance of input signals with $f_1=70$ Hz in polar coordinates

Dodatkowo wartość niedokładności estymacji sygnałów rośnie po przekroczeniu częstotliwości sygnałów wejściowych o wartości około 70 Hz. Błędy te można zminimalizować zwiększając częstotliwość próbkowania. Wówczas wpływ wstępnych bocznym widm amplitudowych filtrów ortogonalnych zostanie skutecznie ograniczony. Zasadniczy problem pojawia się przy wyznaczeniu wartości mocy czynnej w sytuacjach, gdy jej wartość jest bliska zeru. W tym przypadku niedokładność przekracza w pewnych sytuacjach 50 % wartości rzeczywistej (szczególnie dla wyższych częstotliwości), nie następuje jednak (przy założonej mocy czynnej na poziomie $3\%P_N$) zmiana znaku wartości wyznaczonych estymat – wyznaczone wartości mocy czynnej nie oscylują wokół wartości zero ze zmianą znaku.

TEST 4 – Ocena wpływu fazy początkowej napięciowego sygnału wejściowego na dokładność pracy algorytmów

W celu określenia wpływu fazy początkowej sygnału pomiarowego na dokładność estymacji wartości wielkości kryterialnych algorytmów przeprowadzono symulacje zmian fazy początkowej sygnału napięciowego przy nie zakłóconych wejściowych sygnałach pomiarowych : napięciowych i prądowych. Przyjęto następujące przebiegi testujące :

Sygnał napięciowy : $u(t) = 100 \sin(\omega_1 t + \varphi_{u1})$ dla $\varphi_{u1} = 0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 120^\circ, 150^\circ$,

sygnał prądowy : $i(t) = 5 \sin \omega_1 t$.

Przykładowe rezultaty badań przedstawiono w tabl. 7. 6.

Z tablicy wynika, że wartość początkowa fazy pierwszej harmonicznej sygnału pomiarowego:

- nie wpływa na dokładność estymacji wartości amplitud sygnałów wejściowych (prądów i napięć) - niedokładność nie przekracza 1.12 %,
- praktycznie nie ma wpływu na dokładność wyznaczenia aktualnej częstotliwości wejściowych sygnałów pomiarowych – błąd estymacji nie przekracza 35 mHz,
- nie ma znaczącego wpływu na obliczone wartości mocy biernej fazowej – niedokładność nie przekracza 0.5 %,
- ma wpływ na wyznaczone wartości estymat mocy czynnej i rezystancji (modułu impedancji) pierwszej harmonicznej; obserwuje się tutaj pewną prawidłowość : ze wzrostem kąta początkowego niedokładność wyników rośnie osiągając w pobliżu kąta $\pi/2$ wartość maksymalną, dalszy wzrost kąta powoduje symetryczne zmniejszanie wartości błędu (por. wartości $|\delta P_{1\%}|$ oraz $|\delta Z_{1\%}|$ dla kątów $\pi/3$ oraz $2\pi/3$ w tabl. 7. 6). Jak już powiedziano w poprzednim teście, jest to spowodowane tym, że zbliżając się do wartości kąta mocy $\pi/2$ wartości mocy czynnej dążą do zera, zatem niedokładność estymacji mocy czynnej a co za tym idzie i rezystancji są największe.

TEST 5 – Wpływ parametrów składowej aperiodycznej na dokładność pracy algorytmów adaptacyjnych opartych na splocie z funkcjami ortogonalnymi

Zestaw 1. Ocena wpływu wartości stałej czasowej zanikania składowej aperiodycznej T_a na dokładność pracy algorytmów

Jako sygnały testujące przyjęto :

Sygnał napięciowy : $u(t) = 100 \sin \omega_1 t$,

sygnał prądowy : $i(t) = 20 \sin(\omega_1 t - 4\pi/9) - 10 \exp(-t/T_a)$,
 dla $T_a = 0.05$ s, 0.1 s, 0.2 s, 0.3 s, 0.4 s, 0.5 s.

Tablica 7.6

Maksymalne niedokładności estymacji wartości Δf_1 , U_1 , I_1 , P_1 , Z_1 , φ_{z1} , Q_1 wyznaczonych w zależności od wartości kąta fazowego sygnału napięciowego wg testu 4

Wartość kąta początkowego sygnału napięciowego $f_{U1}=0$ [deg]							
$f_1^{(zad)}$	$ \Delta f_1^{(zad)} _{max}$	$ \delta U_{1\%} _{max}$	$ \delta I_{1\%} _{max}$	$ \delta P_{1\%} _{max}$	$ \delta Z_{1\%} _{max}$	$ \delta \varphi_{z1\%} _{max}$	$ \delta Q_{1\%} _{max}$
[Hz]	[mHz]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]
34	6.72	0,7420	0,7420	1,5720	0,0000	0,0000	[-]
50	0.00	0,0000	0,0000	0,3040	0,0000	0,0000	[-]
70	30.02	1,1070	1,1060	2,5120	0,0000	0,0000	[-]
Wartość kąta początkowego sygnału napięciowego $f_{U1}=30$ [deg]							
$f_1^{(zad)}$	$ \Delta f_1^{(zad)} _{max}$	$ \delta U_{1\%} _{max}$	$ \delta I_{1\%} _{max}$	$ \delta P_{1\%} _{max}$	$ \delta Z_{1\%} _{max}$	$ \delta \varphi_{z1\%} _{max}$	$ \delta Q_{1\%} _{max}$
[Hz]	[mHz]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]
34	6.72	0,7410	0,7420	1,7938	0,7150	1,3633	0,1360
50	0.00	0,0000	0,0000	0,3019	0,0000	0,0000	0,3040
70	28.71	1,1090	1,1060	2,8376	1,0500	2,0100	0,4000
Wartość kąta początkowego sygnału napięciowego $f_{U1}=60$ [deg]							
$f_1^{(zad)}$	$ \Delta f_1^{(zad)} _{max}$	$ \delta U_{1\%} _{max}$	$ \delta I_{1\%} _{max}$	$ \delta P_{1\%} _{max}$	$ \delta Z_{1\%} _{max}$	$ \delta \varphi_{z1\%} _{max}$	$ \delta Q_{1\%} _{max}$
[Hz]	[mHz]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]
34	6.72	0.74	0.74	2.99	1.24	1.18	0.14
50	0.00	0.00	0.00	0.30	0.00	0.00	0.30
70	29.91	1.11	1.11	4.61	1.82	1.74	0.40
Wartość kąta początkowego sygnału napięciowego $f_{U1}=90$ [deg]							
$f_1^{(zad)}$	$ \Delta f_1^{(zad)} _{max}$	$ \delta U_{1\%} _{max}$	$ \delta I_{1\%} _{max}$	$ \delta P_{1\%} _{max}$	$ \delta Z_{1\%} _{max}$	$ \delta \varphi_{z1\%} _{max}$	$ \delta Q_{1\%} _{max}$
[Hz]	[mHz]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]
34	6.92	0.74	0.74	[-]	1.43	0.90	0.14
50	0.00	0.00	0.00	[-]	0.00	0.00	0.30
70	30.01	1.11	1.11	[-]	2.11	1.33	0.40
Wartość kąta początkowego sygnału napięciowego $f_{U1}=120$ [deg]							
$f_1^{(zad)}$	$ \Delta f_1^{(zad)} _{max}$	$ \delta U_{1\%} _{max}$	$ \delta I_{1\%} _{max}$	$ \delta P_{1\%} _{max}$	$ \delta Z_{1\%} _{max}$	$ \delta \varphi_{z1\%} _{max}$	$ \delta Q_{1\%} _{max}$
[Hz]	[mHz]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]
34	6.82	0.74	0.74	2.99	1.24	0.58	0.14
50	0.00	0.00	0.00	0.30	0.00	0.00	0.31
70	30.01	1.11	1.11	4.61	1.82	0.86	0.40

Przykładowe wyniki zestawiono w tabl. 7. 7 oraz przedstawiono w formie graficznej na rys. 7. 26, 7. 27 i 7. 28. Z przeprowadzonych symulacji wynika, że :

- wartość stałej czasowej zanikania składowej aperiodycznej, przy której niedokładności estymacji wielkości kryterialnych (pomiarowych) osiągają największe wartości, wynosi $T_A=100$ ms,
- wzrost wartości T_A powoduje zmniejszanie się błędu (niedokładności) estymacji. Wynika to bezpośrednio z własności widm amplitudowych zastosowanych filtrów ortogonalnych sinus i cosinus. W przypadku, gdy przebiegi składowych nieokresowych coraz bardziej zbliżają się do składowej stałej – wzrasta ich stała czasowa zanikania T_A – tym skuteczniej są one tłumione,
- z badanych wielkości kryterialnych największym błędem obciążone są wyznaczone estymaty mocy czynnej – niedokładność obliczeń przekracza 17%; niedokładności wyznaczenia pozostałych wielkości nie przekraczają 2.5 %.

Rysunek 7. 26a ilustruje wyniki estymacji fazorów składowych podstawowych sygnałów napięciowego i prądowego we współrzędnych biegunowych przy obecności w sygnale prądowym silnej składowej aperiodycznej o długim czasie zanikania wynoszącym 100 ms. Symulowana częstotliwość składowej podstawowej sygnałów pomiarowych wynosi 34 Hz. Obserwując otrzymane wyniki można zaobserwować, że liczba próbek, po której uzyskuje się stabilne co do wartości estymaty wielkości pomiarowych, nie przekracza 26, czemu w przybliżeniu odpowiada okres pierwszej harmonicznej sygnałów wejściowych.

Wniosek ten potwierdza przebieg w czasie wartości estymaty kąta fazora impedancji wyznaczonego w oparciu o określone wcześniej estymaty napięć i prądów przedstawiony na rys. 7. 26b. Pomimo silnego zniekształcenia składowymi zakłóceniami sygnałów pomiarowych niedokładność bezwzględna estymacji kąta po stabilizacji wyników nie przekracza dwóch stopni i oscyluje wokół wartości zadanej; również i czas stabilizacji wyników nie przekracza 28 ms, jest zatem zbliżony do wartości okresu sygnału o częstotliwości 34 Hz.

Tablica 7.7

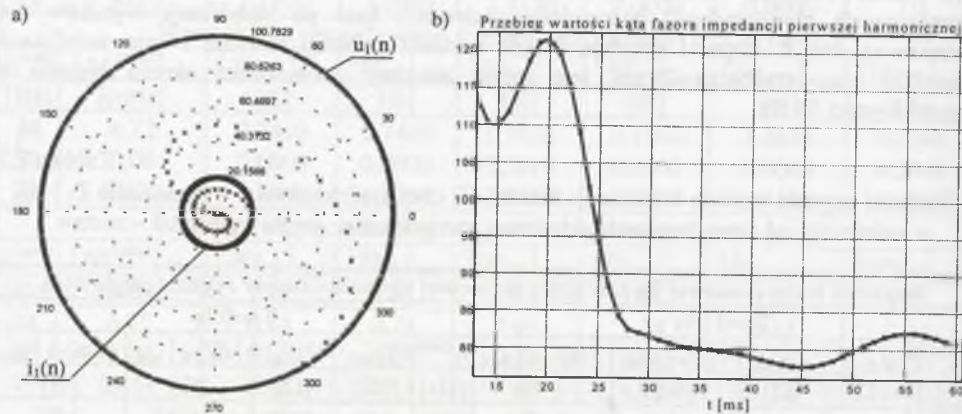
Wartości estymat modułu impedancji fazowej Z_1 oraz niedokładności wyznaczenia Z_1 i φ_{z1} w zależności od czasu zanikania składowej aperiodycznej prądu wg testu 5 – zestaw 1

Wartości stałej czasowej T_a zanikania składowej aperiodycznej w sygnale prądowym									
$T_a=0.05s$					$T_a=0.1s$				
$f_1^{(zad)}$	Z_{1min}	Z_{1max}	$ \delta Z_{1\%} _{max}$	$ \delta \varphi_{z1\%} _{max}$	$f_1^{(zad)}$	Z_{1min}	Z_{1max}	$ \delta Z_{1\%} _{max}$	$ \delta \varphi_{z1\%} _{max}$
[Hz]	[Ω]	[Ω]	[%]	[%]	[Hz]	[Ω]	[Ω]	[%]	[%]
34	4.86	5.08	1.66	1.67	34	4.84	5.09	1.73	1.97
50	4.96	5.05	1.01	0.80	50	4.94	5.07	1.31	0.97
$T_a=0.2s$					$T_a=0.3s$				
$f_1^{(zad)}$	Z_{1min}	Z_{1max}	$ \delta Z_{1\%} _{max}$	$ \delta \varphi_{z1\%} _{max}$	$f_1^{(zad)}$	Z_{1min}	Z_{1max}	$ \delta Z_{1\%} _{max}$	$ \delta \varphi_{z1\%} _{max}$
[Hz]	[Ω]	[Ω]	[%]	[%]	[Hz]	[Ω]	[Ω]	[%]	[%]
34	4.86	5.08	1.66	1.79	34	4.88	5.08	1.57	1.62
50	4.95	5.05	1.04	0.76	50	4.96	5.04	0.81	0.59
$T_a=0.4s$					$T_a=0.5s$				
$f_1^{(zad)}$	Z_{1min}	Z_{1max}	$ \delta Z_{1\%} _{max}$	$ \delta \varphi_{z1\%} _{max}$	$f_1^{(zad)}$	Z_{1min}	Z_{1max}	$ \delta Z_{1\%} _{max}$	$ \delta \varphi_{z1\%} _{max}$
[Hz]	[Ω]	[Ω]	[%]	[%]	[Hz]	[Ω]	[Ω]	[%]	[%]
34	4.89	5.08	1.54	1.51	34	4.89	5.08	1.52	1.43
50	4.97	5.03	0.66	0.47	50	4.97	5.03	0.55	0.40

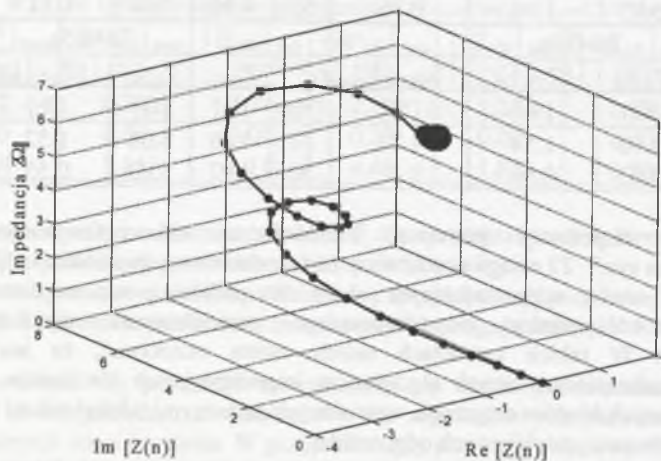
Trajektorja impedancji pierwszej harmonicznej dla omawianego przypadku, przedstawiona na rys.7. 27 osiąga oczekiwany obszar docelowy, tj. stabilną estymatę wartości impedancji po czasie odpowiadającym około 29 próbkom, zaś sam tor trajektorii – szczególnie wokół punktu odpowiadającego prawidłowemu wynikowi – nie jest skomplikowany. W takich sytuacjach należy zatem oczekiwać, że w trakcie stanu nieustalonego zabezpieczeniowych algorytmów impedancyjnych nie będzie dochodzić do powstawania dużych błędów estymacji, wywołanych znacznymi odchyleniami toru trajektorii od punktu lub obszaru prawidłowych odpowiedzi.

Zaprezentowane na rys. 7. 28 przebiegi czasowe estymat mocy fazowych czynnej i bierniej potwierdzają sformułowany wcześniej wniosek, że największą względną niedokładnością estymacji charakteryzują się wartości mocy czynnej. Spowodowane jest to m.in. kumulowaniem się znacznych błędów estymacji wartości składowych ortogonalnych pierwszych harmonicznych prądu i napięcia, stanowiących wielkości bazowe przy

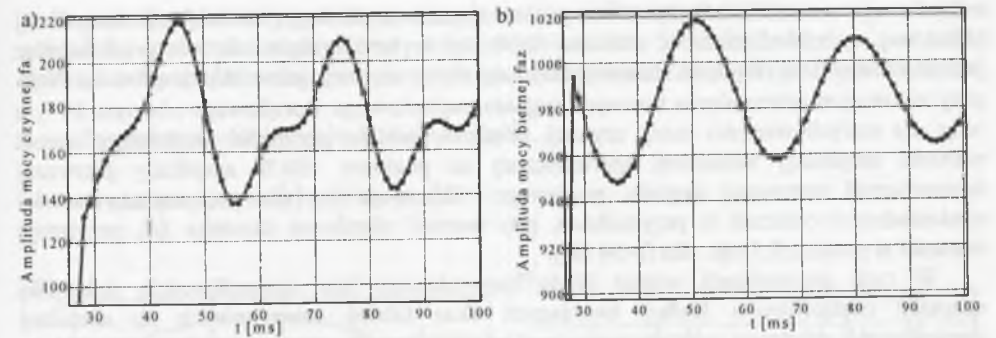
wyznaczaniu mocy czynnej (por. zal. (6. 34)). Inną przyczyną jest poziom mierzonej mocy czynnej, wynikający z postaci przyjętych sygnałów wejściowych. Porównując na rys. 7. 28a i b zakres maksymalnych zmian wartości mocy czynnej i biernej po czasie stabilizacji wyników, tj. po 30 milisekundach, można stwierdzić, że zmiany te mają charakter oscylacji tłumionych wokół wartości ustalonych i mieszczą się w zakresie od 140 do 220 W dla mocy czynnej i od 950 do 1020 W dla mocy biernej. Wynika stąd wniosek, że sam zakres zmian jest zbliżony, natomiast diametralnie różna jest wartość ustalona mocy fazowej pierwszej harmonicznej, wykorzystywana do wyznaczenia względnych niedokładności estymacji tych wielkości.



Rys. 7.26. Przebiegi trajektorii sygnałów napięciowego i prądowego we współrzędnych biegunowych (a) oraz przebieg czasowy kąta fazora impedancji (b) dla przypadku $T_a=100$ ms i $f_1=34$ Hz
Fig. 7.26. Trajectories of voltage and current signals in polar coordinates (a) and the time wave of the impedance phasor angle (b) for $T_a=100$ ms and $f_1=34$ Hz



Rys. 7.27. Trajektorja przebiegu składowej podstawowej impedancji w przestrzeni fazowej dla przypadku $T_a=100$ ms i $f_1=34$ Hz po korekcji
Fig. 7.27. Trajectory of the fundamental impedance in the phase space for $T_a=100$ ms and $f_1=34$ Hz



Rys. 7.28. Przebiegi czasowe mocy fazowej czynnej (a) i biernej (b) pierwszej harmonicznej dla przypadku $T_a=100$ ms i $f_1=34$ Hz
Fig. 7.28. Time waves of first harmonic active (a) and reactive (b) phase power for $T_a=100$ ms and $f_1=34$ Hz

Zestaw 2. Ocena wpływu amplitudy początkowej składowej aperiodycznej A_a na dokładność pracy algorytmów

Do badań nad oceną wpływu wartości początkowej amplitudy składowej aperiodycznej A_a przyjęto następujące sygnały wejściowe:

Sygnał napięciowy : $u(t) = 100 \sin \omega_1 t$,

sygnał prądowy : $i(t) = 5 \sin(\omega_1 t - 5\pi/12) - A_a \exp(-t/0.5)$,
dla $A_a = 0.25 \text{ A}, 0.5 \text{ A}, 1 \text{ A}, 2.5 \text{ A}, 5 \text{ A}$.

Badania dotyczyły wszystkich wielkości kryterialnych, których estymacji dokonuje się w oparciu o algorytmy opisane w rozdziale 6.4.2. Wybrane wyniki przedstawiono w tabl. 7.8 i na rys. 7.29.

Tablica 7.8
Wartości maksymalne niedokładności wyznaczenia estymat amplitud pierwszych harmonicznych I_1, P_1, Q_1 oraz składowych fazora impedancji wg testu 5 – zestaw 2

Wartość początkowa amplitudy składowej aperiodycznej prądu $A_a=0.25$ [A]					
$f_1^{(zad)}$	$ \delta I_1 _{\max}$	$ \delta P_1 _{\max}$	$ \delta Q_1 _{\max}$	$ \delta Z_1 _{\max}$	$ \delta \phi_{z1} _{\max}$
[Hz]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]
34	0.75	5.86	0.22	1.44	1.09
50	0.05	0.51	0.36	0.06	0.04
Wartość początkowa amplitudy składowej aperiodycznej prądu $A_a=5$ [A]					
$f_1^{(zad)}$	$ \delta I_1 _{\max}$	$ \delta P_1 _{\max}$	$ \delta Q_1 _{\max}$	$ \delta Z_1 _{\max}$	$ \delta \phi_{z1} _{\max}$
[Hz]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]
34	2.22	10.71	1.73	2.86	2.01
50	1.09	4.46	1.41	1.11	0.84

Na podstawie przeprowadzonych symulacji stwierdzono, że wartość początkowa amplitudy składowej aperiodycznej A_a zawartej w sygnale prądowym ma wpływ na wszystkie

estymowane wartości wielkości zależnych od sygnału prądowego; im większa wartość tej składowej, tym niedokładność obliczeń wielkości kryterialnych rośnie, nie przekraczając jednak bariery 3 %. Wyjątek stanowią estymaty mocy czynnej, gdzie błąd przekracza 70 % przy założonym przesunięciu fazowym sygnału napięciowego i prądowego równym 25 °, a więc dla małych wartości mocy czynnej. Analizie poddano przypadki obejmujące wzrost wartości amplitudy składowej aperiodycznej do poziomu 100 % amplitudy pierwszej harmonicznej testowego sygnału prądowego. Obserwuje się również wzrost wartości niedokładności obliczeń w przypadkach, gdy wartość ułamkowa stosunku f_i/f_1 przyjmuje wartości w pobliżu 0.5 (np. dla $f_1=34$ Hz).

W tych przypadkach wzrost błędów spowodowany jest niemożliwością dokładnej adaptacji częstotliwości funkcji tworzących okna filtrów ortogonalnych do aktualnej częstotliwości składowej podstawowej sygnałów wejściowych, gwarantującej naturalną liczbę współczynników wagowych (por. rozdz. 6.4.2). Wartość tego błędu można zmniejszyć zwiększając częstotliwość próbkowania sygnałów wejściowych. W przypadku rozpatrywanej elektrowni z obiektami wytwórczymi o rozruchu częstotliwościowym wzrost częstotliwości próbkowania skutkuje znacznym wzrostem nakładu obliczeń algorytmów pomiarowych i zabezpieczeniowych. Obliczeń tych należy dokonywać w sposób dynamiczny, nadążając za zmianą aktualnie wyznaczoną estymatą częstotliwości sygnałów pomiarowych. Przykładowo dla częstotliwości próbkowania 1000 Hz i sygnału wejściowego o częstotliwości 5 Hz uzyskuje się 200 próbek sygnału w każdym z okien pomiarowych filtrów ortogonalnych, co powoduje konieczność wyznaczenia wartości czterystu współczynników wagowych filtrów ortogonalnych; tyle wynosi również ogólna liczba wyrazów równań filtracyjnych. Zwiększając częstotliwość próbkowania trzykrotnie, liczba koniecznych do wyznaczenia współczynników wagowych i liczba wyrazów równań filtrów wzrastają do tysiąca dwustu. Należy zauważyć, że w przypadku zmian częstotliwości sygnałów wejściowych obliczeń tych jak i zmian w równaniach filtracyjnych należy dokonać w czasie przerwy pomiędzy kolejnymi wywołaniami algorytmu estymacji aktualnej częstotliwości pierwszej harmonicznej, tj. w czasie nie przekraczającym kilkuset milisekund. Duży wzrost nakładu obliczeń – związany ze wzrostem częstotliwości próbkowania – nie pociąga za sobą znaczącego obniżenia niedokładności estymacji większości wielkości pomiarowych i zabezpieczeniowych (kryterialnych) – szczególnie jeżeli sygnały wejściowe nie zawierają wyższych harmonicznych (por. tabl. 7.9).

Rysunek 7.29a prezentuje przebieg estymaty fazora impedancji na płaszczyźnie zespolonej, zaś rys. 7.29b obrazuje wartości estymaty mocy czynnej fazowej w czasie dla przypadku, gdy stosunek częstotliwości próbkowania do częstotliwości wejściowych sygnałów pomiarowych jest liczbą o wartości ułamkowej zbliżonej do 0.5. Jest to przypadek, dla którego obserwuje się znaczny wzrost niedokładności obliczeń algorytmów. Jak jednak widać, tor trajektorii impedancji jest praktycznie ukierunkowany bezopornie na obszar wyników poprawnych, natomiast sam obszar tych wyników jest silnie zawężony, gwarantując tym samym niewielki dopuszczalny błąd estymacji. Z przebiegu wartości mocy czynnej z kolei wynika, że maksymalna względna niedokładność estymacji jest tutaj znacznie większa, nie przekracza jednak poziomu 11 %.

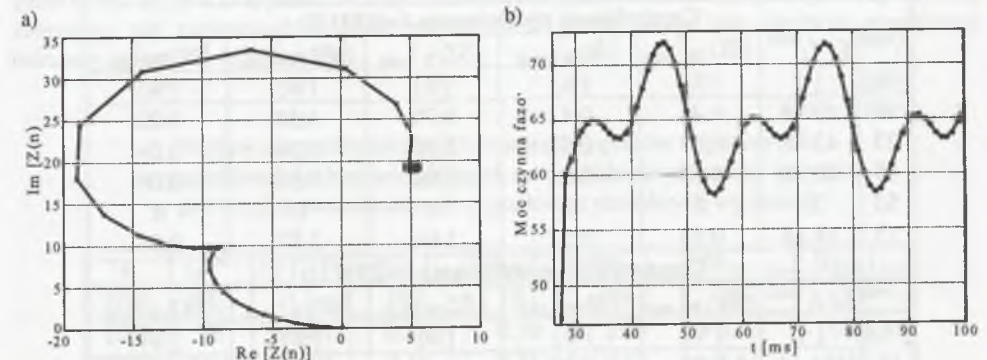
TEST 6 – Wpływ częstotliwości próbkowania f_i wejściowych sygnałów pomiarowych na dokładność pracy algorytmów adaptacyjnych opartych na splocie z funkcjami ortogonalnymi

W celu określenia wpływu częstotliwości próbkowania na dokładność estymacji wielkości kryterialnych wykorzystywanych przez ISAZ przyjęto cztery wartości f_i : 1000 Hz, 2000 Hz, 3000 Hz oraz 5000 Hz. Zdecydowano się na takie wartości f_i poszukując kompromisu pomiędzy dokładnością odwzorowania przebiegów wejściowych sygnałów

analogowych (składowej podstawowej), własnościami filtracyjnymi filtrów ortogonalnych a nakładem obliczeń algorytmów oraz możliwościami redukcji błędów estymacji spowodowanych obecnością tzw. ziarna. Przyjęto następujące zestawy sygnałów testujących:

$$\text{Sygnał napięciowy : } u(t) = 50 \sin(\omega t + 4\pi/9),$$

$$\text{sygnał prądowy : } i(t) = 25 \sin(\omega t).$$



Rys. 7.29. Trajektorja przebiegu fazora impedancji (a) oraz przebieg czasowy mocy fazowej czynnej (b) pierwszej harmonicznej dla przypadku $A_a=5$ A i $f_1=34$ Hz wg testu 5 – zestaw 2
Fig. 7.29. Trajectory of first harmonic impedance phasor (a) and time wave of phase active power (b) for $A_a=5$ A and $f_1=34$ Hz according to test 5 – set 2

W tablicach 7.9a, 7.9b i 7.9c zestawiono uzyskane rezultaty badań dla przykładowych wartości częstotliwości $f_1^{(zad)}$ generowanego sygnału testującego. Wynika z nich, że korzystniejszymi z punktu widzenia dokładności częstotliwościami próbkowania są częstotliwości wysokie, co najmniej o wartości 3 kHz, szczególnie w przypadkach estymacji wartości mocy czynnej i pojawienia się tzw. ziarna (por. tabl. 7.9b i 7.9c). Na podstawie danych przedstawionych w tabl. 7.9 można zauważyć, że wzrost częstotliwości sygnału wejściowego powoduje zwiększenie się niedokładności pomiaru. Wynika to ze zmniejszania się wartości całkowitej stosunku f_i/f_1 , pociągającej za sobą rozszerzenie się zakresu częstotliwości sygnałów wejściowych, w którym aktywne są filtry ortogonalne sinus i cosinus o danych parametrach (liczba i wartości współczynników wagowych, długość okien pomiarowych, częstotliwości funkcji sinus i cosinus). Tak duże częstotliwości próbkowania powodują konieczności wyznaczenia kilkuset współczynników filtrów ortogonalnych i znacznie rozbudowują równania filtracyjne i bazujące na nich algorytmy pomiarowe i zabezpieczeniowe. Przyjmując niższe częstotliwości próbkowania, np. 1000 Hz, znacznie redukuje się nakład obliczeń jak i stopień złożoności algorytmów, tracąc niewiele na dokładności estymacji w zasadzie wszystkich wielkości kryterialnych – niedokładność pomiaru nie przekracza kilku procent (por. tabl. 7.9a i 7.9c). Wyjątek stanowi estymata mocy czynnej, której niedokładność wyznaczenia, zwłaszcza dla częstotliwości wejściowych o największym niedopasowaniu do filtrów ortogonalnych (tzw. częstotliwości newralgicznych), przekracza próg pięciu procent. W tablicy 7.9c zamieszczono przykładowe wyniki porównania wpływu częstotliwości próbkowania na dokładność estymacji dla częstotliwości newralgicznych sygnałów wejściowych. Wynika z nich, że wzrost

częstotliwości próbkowania powoduje praktycznie proporcjonalne zmniejszanie się niedokładności estymacji analizowanych wielkości kosztem m.in. proporcjonalnego wzrostu stopnia złożoności algorytmów i wzrostu koniecznego nakładu obliczeń przy tych samych ograniczeniach czasowych.

Tablica 7.9a
Wartości estymat pierwszych harmoniczných sygnałów kryterialnych dla częstotliwości próbkowania $f_i=1000$ Hz i $f_i=2000$ Hz wg testu 6

Częstotliwość próbkowania $f_i=1000$ Hz						
$f_i^{(zad)}$	$f_i / f_i^{(zad)}$	$ \delta U_{1\%} _{max}$	$ \delta I_{1\%} _{max}$	$ \delta Z_{1\%} _{max}$	$ \delta P_{1\%} _{max}$	$ \delta Q_{1\%} _{max}$
[Hz]	[-]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]
18	55.56	0.41	0.41	0.79	4.58	0.02
23	43.48	0.57	0.53	1.09	6.34	0.04
45	22.22	0.53	0.53	1.01	5.83	0.04
50	20	0	0	0	0	0
55	18.18	0.53	0.53	1.01	5.87	0.04
Częstotliwość próbkowania $f_i=2000$ Hz						
$f_i^{(zad)}$	$f_i / f_i^{(zad)}$	$ \delta U_{1\%} _{max}$	$ \delta I_{1\%} _{max}$	$ \delta Z_{1\%} _{max}$	$ \delta P_{1\%} _{max}$	$ \delta Q_{1\%} _{max}$
[Hz]	[-]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]
18	111.11	0.05	0.05	0.11	0.58	0
23	86.96	0.03	0.03	0.05	0.29	0
45	44.44	0.52	0.52	1	5.75	0.04
50	40	0	0	0	0	0
55	36.36	0.52	0.52	1	5.77	0.04

Tablica 7.9b
Wartości estymat pierwszych harmoniczných sygnałów kryterialnych dla częstotliwości próbkowania $f_i=3000$ Hz i $f_i=5000$ Hz wg testu 6

Częstotliwość próbkowania $f_i=3000$ Hz						
$f_i^{(zad)}$	$f_i / f_i^{(zad)}$	$ \delta U_{1\%} _{max}$	$ \delta I_{1\%} _{max}$	$ \delta Z_{1\%} _{max}$	$ \delta P_{1\%} _{max}$	$ \delta Q_{1\%} _{max}$
[Hz]	[-]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]
18	166.67	0.11	0.11	0.20	1.15	0
23	130.43	0.17	0.17	0.33	1.92	0.01
45	66.67	0.25	0.26	0.49	2.87	0.01
50	60	0	0	0	0	0
55	54.55	0.43	0.43	0.82	4.76	0.03
Częstotliwość próbkowania $f_i=5000$ Hz						
$f_i^{(zad)}$	$f_i / f_i^{(zad)}$	$ \delta U_{1\%} _{max}$	$ \delta I_{1\%} _{max}$	$ \delta Z_{1\%} _{max}$	$ \delta P_{1\%} _{max}$	$ \delta Q_{1\%} _{max}$
[Hz]	[-]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]
18	277.78	0.04	0.04	0.08	0.31	0
23	217.39	0.09	0.09	0.18	1.04	0
45	111.11	0.05	0.05	0.11	0.58	0
50	100	0	0	0	0	0
55	90.91	0.05	0.05	0.11	0.58	0

Na podstawie przeprowadzonych badań zdecydowano się na zastosowanie częstotliwości próbkowania $f_i=1000$ Hz jako kompromisu pomiędzy stopniem złożoności zastosowanych algorytmów adaptacyjnych a wymaganą dokładnością estymacji wielkości pomiarowych i zabezpieczeniowych. Problem dokładności pojawia się przy pomiarze mocy czynnej w sytuacjach dużych wartości kąta mocy (zblizonych do $\pi/2$) i niewalgcicznych częstotliwościach sygnałów wejściowych. Z punktu widzenia podsystemu pomiarowo-zabezpieczeniowego problem prawidłowego pomiaru mocy czynnej dla niewielkich wartości kąta (mocy) pojawia się rzadko, np. pobudzenie zabezpieczenia od „mocy zwrotnej” generatora. W tym przypadku w celu zmniejszenia niedokładności estymacji mocy czynnej proponuje się zastosować większą częstotliwość próbkowania lub algorytm pomiarowy bazujący na innych regułach [70].

Tablica 7.9c
Wpływ częstotliwości próbkowania f_i sygnałów wejściowych o częstotliwościach niewalgcicznych na dokładność estymacji wartości pierwszych harmoniczných sygnałów kryterialnych wg testu 6

f_i	$f_i^{(zad)}$	$f_i / f_i^{(zad)}$	$ \delta U_{1\%} _{max}$	$ \delta I_{1\%} _{max}$	$ \delta Z_{1\%} _{max}$	$ \delta P_{1\%} _{max}$	$ \delta Q_{1\%} _{max}$
[Hz]	[Hz]	[-]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]
1000	26	38.46	0.58	0.59	1.21	6.93	0.05
2000	26.5	75.47	0.31	0.31	0.62	3.61	0.01
3000	26.2	114.50	0.21	0.21	0.42	2.48	0.01
1000	57	17.54	1.42	1.42	2.55	14.84	0.24
2000	56.3	35.52	0.70	0.71	1.31	7.65	0.06
3000	57.1	52.54	0.45	0.45	0.86	5.01	0.03

7.3.3. Algorytmy grupy drugiej

Drugą grupę algorytmów poddanych weryfikacji stanowiły algorytmy oparte na składowych ortogonalnych, wyznaczonych metodą przesunięcia sygnału oraz algorytmy bazujące na modelu linii (obwodu zwarcowego) opisanego równaniem różniczkowym pierwszego rzędu. Zostały one poddane podobnym testom jak algorytmy grupy pierwszej, co umożliwiło wzajemne porównanie i ocenę poprawności ich pracy w różnych stanach pracy zabezpieczanego węzła wytwórczego. W badaniach skoncentrowano się przede wszystkim na określeniu wrażliwości algorytmów na składowe zakłócające w postaci wyższych harmoniczných – szczególnie nieparzystych – których obecności (o znacznych wartościach amplitud) należy spodziewać się w wejściowych sygnałach pomiarowych zarówno w czasie normalnej pracy węzła wytwórczego, jak i w przypadkach wystąpienia zakłóceń.

Pierwsza seria testów miała dać odpowiedź na pytanie: jak zachowują się badane algorytmy w sytuacjach, gdy sygnały wejściowe są niezakłócone. Przeprowadzone badania były analogiczne z testem 1 z rozdziału 7.3.2. Aktualną estymatę częstotliwości pierwszej harmoniczných określano w oparciu o algorytm grupy pierwszej, wykorzystujący składowe ortogonalne sygnały napięciowego, wyznaczone za pomocą pary filtrów sinus i cosinus. Dla tych samych sygnałów wejściowych otrzymano następujące wyniki (są to wybrane przypadki).

Dla sygnałów:

- napięciowego $u(t) = 100 \sin(\omega t + \pi/18)$,

- prądowego $i(t) = 5 \sin \omega t$,

wyniki zestawiono w tablicy 7.10, natomiast dla sygnałów:

- napięciowego $u(t) = 100 \sin \omega_1 t$,
- prądowego $i(t) = 5 \sin(\omega_1 t + 5\pi/36)$,

uzyskane rezultaty zestawiono w tabl. 7.11, gdzie indeks (1) przy danej wielkości odpowiada ortogonalizacji wykorzystującej przesunięcie sygnału o jedną próbkę, indeks (4) – ortogonalizacji opartej na przesunięciu sygnału o ćwierć okresu, zaś indeksy (m1) i (m4) odpowiadają zastosowaniu równania różniczkowego linii dla przesunięcia r odpowiednio o jedną próbkę i ćwierć okresu (por. rozdział 6. 4. 2).

Tablica 7.10

Niedokładność obliczenia wartości estymat sygnałów kryterialnych wyznaczonych w oparciu o adaptacyjne algorytmy bazujące na przesunięciu sygnału i modelu linii, część 1

$f_1^{(zad)}$	$ \delta I_{1(1)} _{max}$	$ \delta I_{1(4)} _{max}$	$ \delta R_{1(1)} _{max}$	$ \delta R_{1(m1)} _{max}$	$ \delta X_{1(1)} _{max}$	$ \delta X_{1(m1)} _{max}$
[Hz]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]
13	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
23	0.01	0.01	0.00	0.00	0.02	0.00
38	0.01	0.01	0.00	0.00	0.01	0.00
50	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
55	0.00	0.01	0.00	0.00	0.01	0.00
63	0.01	0.01	0.00	0.00	0.09	0.00
70	0.04	0.00	0.01	0.00	0.05	0.00

Tablica 7.11

Niedokładność wyznaczenia wartości estymat pierwszych harmonicznym sygnałów kryterialnych w oparciu o algorytmy bazujące na przesunięciu sygnału i modelu linii część 2

$f_1^{(zad)}$	$ \delta R_{1(1)} _{max}$	$ \delta X_{1(1)} _{max}$	$ \delta P_{1(1)} _{max}$	$ \delta Q_{1(1)} _{max}$	$ \delta P_{1(m1)} _{max}$	$ \delta Q_{1(m1)} _{max}$
[Hz]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]
13	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
23	0.01	0.01	0.03	0.02	0.02	0.02
38	0.01	0.02	0.02	0.03	0.04	0.02
50	0.00	0.00	0.01	0.00	0.01	0.00
55	0.01	0.01	0.01	0.02	0.03	0.02
63	0.00	0.01	0.01	0.01	0.01	0.01
70	0.00	0.04	0.08	0.08	0.09	0.06

Badania symulacyjne potwierdziły dużą dokładność estymacji wielkości kryterialnych przez wymienione algorytmy (tabl. 7. 10 i 7. 11), co przy niewielkich czasach stabilizacji wyników po skokowym zaburzeniu sygnałów wejściowych stanowi niewątpliwie najważniejszą zaletę badanych algorytmów. Zaprezentowane wyniki potwierdzają ponadto dużą dokładność estymacji aktualnej wartości częstotliwości składowej podstawowej przez algorytm należący do grupy pierwszej. Niedokładność wyznaczenia wartości poszczególnych wielkości jest znacznie mniejsza, niż to miało miejsce w pierwszej grupie algorytmów. Na uwagę zasługuje również fakt niewielkiej wrażliwości algorytmów na sytuacje, gdy stosunek f_2/f_1 nie jest liczbą naturalną – w poprzedniej grupie algorytmów przypadki takie miały zauważalny wpływ na dokładność estymacji. Zagadnienie to dotyczy szczególnie algorytmu

wykorzystującego przesunięcie o pół okresu, nie zauważono jednak znaczącego wpływu przytoczonych przypadków na dokładność jego pracy.

Druga seria testów miała na celu zbadanie wpływu na dokładność pracy badanych algorytmów zawartości w sygnałach pomiarowych wyższych harmonicznym i składowej aperiodycznej. Przypisana tym działaniom sekwencja testów została podzielona na dwa zestawy badań, które będą omówione dalej.

Zestaw pierwszy : w wejściowych sygnałach pomiarowych występują wyższe harmonicznym (nieparzyste), lecz o niewielkich udziałach w stosunku do amplitudy składowej podstawowej (aktualnie wyznaczonej pierwszej harmonicznym). Jest to odpowiednik testu 2 przeprowadzonego wcześniej dla pierwszej grupy algorytmów (por. rozdz. 7. 3. 2).

Dla sygnałów wejściowych opisanych równaniami:

$$u(t) = 100 \sin \omega_1 t + 5 \sin \omega_5 t + 2.5 \sin \omega_7 t,$$

$$i(t) = 2.5 \sin(\omega_1 t + 4\pi/9) + 0.1 \sin(\omega_5 t + 4\pi/9) + 0.1 \sin(\omega_7 t + 4\pi/9)$$

otrzymano wyniki, których fragment zestawiono w tabl. 7.12.

Tablica 7.12

Niedokładność wyznaczenia wartości estymat wybranych sygnałów kryterialnych w oparciu o algorytmy bazujące na przesunięciu sygnału i modelu linii

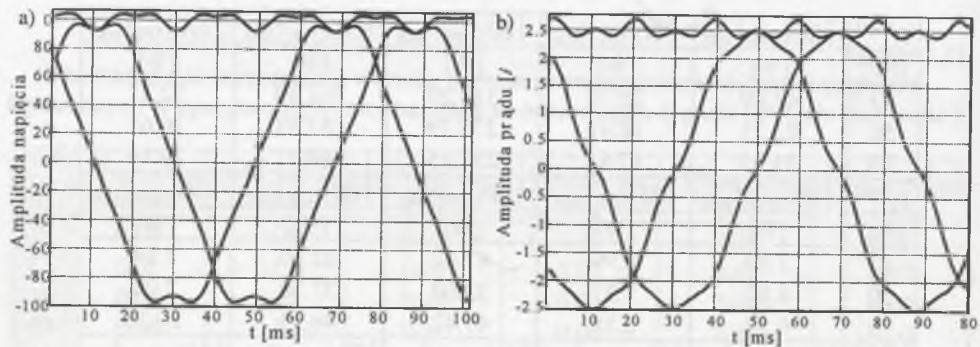
$f_1^{(zad)}$	$ \delta U_{1(1)} _{max}$	$ \delta I_{1(1)} _{max}$	$ \delta P_{1(1)} _{max}$	$ \delta R_{1(1)} _{max}$	$ \delta X_{1(1)} _{max}$
[Hz]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]
13	42.09	25.78	318.29	261.30	32.31
50	22.73	18.91	275.79	183.58	26.62
70	31.35	17.61	237.15	189.71	29.19
$f_1^{(zad)}$	$ \delta U_{1(4)} _{max}$	$ \delta I_{1(4)} _{max}$	$ \delta P_{1(4)} _{max}$	$ \delta R_{1(4)} _{max}$	$ \delta X_{1(4)} _{max}$
[Hz]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]
13	7.49	7.99	47.42	42.40	7.84
50	4.82	7.77	33.60	37.38	7.04
70	6.58	8.18	47.42	46.13	10.20
$f_1^{(zad)}$	$ \delta Q_{1(m1)} _{max}$	$ \delta P_{1(m4)} _{max}$	$ \delta P_{1(m1)} _{max}$	$ \delta R_{1(m1)} _{max}$	$ \delta X_{1(m1)} _{max}$
[Hz]	[%]	[%]	[%]	[%]	[%]
13	-	-	-	-	-
50	39	171.81	300.81	191.18	14.98
70	31	236.31	185.64	199.50	49.42

Przeprowadzone symulacje (wyniki symulacji) negują możliwości wykorzystania ww. algorytmów do realizacji operacji pomiarowo-zabezpieczeniowych w ISAZ rozpatrywanego węzła wytwórczego. Wszystkie badane algorytmy są bardzo wrażliwe na obecność w sygnałach wejściowych wyższych harmonicznym, nawet tych o niewielkich amplitudach, nie przekraczających czterech procent amplitudy pierwszej harmonicznym. Procentowe niedokładności względne wyznaczenia estymat amplitud sygnałów pomiarowych „prostych” (prądów lub napięć) przekraczają nawet dziesięciokrotnie udział składowych zakłócających w sygnale wejściowym (por. tabl. 7. 12) z wyjątkiem algorytmu realizującego ortogonalizację

poprzez przesunięcie o ćwierć okresu; w tym przypadku błąd nie przekracza progu 8.5 %. Daje się również zaobserwować zmniejszanie wartości niedokładności wraz ze wzrostem częstotliwości pierwszej harmonicznej sygnałów wejściowych.

Błędy wyznaczenia wielkości złożonych zarówno pomiarowych, jak i kryterialnych zabezpieczeniowych (np. składowe mocy, składowe impedancji) są wielokrotnym powieleniem niedokładności wyznaczenia estymat sygnałów prostych. W tym przypadku również najlepsze wyniki uzyskuje się stosując algorytm ortogonalizujący, wykorzystujący metodę przesunięcia o ćwierć okresu. (por. tabl. 7. 12). Jak już powiedziano w rozdziale 6. 4. 2, wynika to z tego, że proces ortogonalizacji wykorzystujący przesunięcie sygnału sam w sobie jest realizacją pewnego filtru cyfrowego o widmie amplitudowym zależnym od przyjętej wartości przesunięcia h . Jedynie dla przesunięcia sygnału o wartość równą ćwiartce okresu jego pierwszej harmonicznej nie następuje zmiana widma sygnału w wyniku ortogonalizacji. Dla ortogonalizacji przez przesunięcie sygnału o jedną próbkę unormowane widmo amplitudowe realizowanej jednocześnie filtracji – w przedziale od pierwszej do dziesiątej harmonicznej – ma charakter funkcji rosnącej przyjmującej wartości wzmocnienia w zakresie od jeden do około sześć i pół [70].

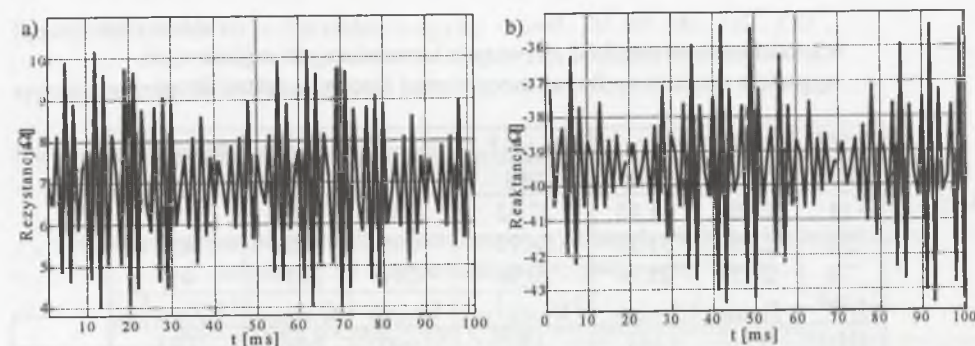
Na rysunku 7. 30 przedstawiono przebiegi w czasie estymat wartości prądu i napięcia pierwszych harmonicznych o częstotliwości 13 Hz. Jako metodę ortogonalizacji zastosowano przesunięcie sygnału o ćwierć okresu. Mimo niewielkiego udziału w sygnałach pomiarowych harmonicznych nieparzystych piątej i siódmej obserwuje się znaczną wartość niedokładności estymacji dochodzącą do 8%. Ponadto, jak widać z rysunku 7. 30, wyznaczone estymaty oscylują wokół wartości oczekiwanych, przyjmując zarówno wartości większe, jak i mniejsze, tym samym błąd bezwzględny estymacji przyjmuje wartości dodatnie jak i ujemne.



Rys. 7.30. Przebiegi czasowe wartości wyznaczonych estymat napięcia (a) oraz prądu (b) pierwszej harmonicznej dla przypadku testów zestawu pierwszego
Fig. 7.30. Time waves of estimated first harmonic voltage (a) and current (b) values for the first test set

Dla analogicznych sygnałów wejściowych i zastosowanej metody ortogonalizacji na rys. 7. 31 przedstawiono przebieg w czasie estymat składowych wektora impedancji pierwszej harmonicznej. Wynika z niego, że estymacja wielkości złożonych (w tym przypadku składowych impedancji) obarczona jest znacznie większą niedokładnością, niż ma to miejsce w przypadku estymacji wartości prądów czy napięć. Dla przypadku przedstawionego na rys. 7. 31a niedokładności estymacji wartości rezystancji dochodzą do 42%. Wysoki poziom niedokładności estymacji rezystancji spowodowany jest przede wszystkim:

- dużą niedokładnością wyznaczenia wartości mocy czynnej wywołanej zbliżaniem się wartości kąta (mocy) do $\pi/2$, co determinuje małe wartości mocy czynnej (zbliżające się do zera) i wzrastający błąd estymacji jej wartości; estymata mocy czynnej stanowi podstawę wyznaczenia wartości rezystancji (por. wzór 6. 60),
- negatywnym wpływem obecności w sygnałach wejściowych wyższych harmonicznych na dokładność wyznaczenia składowych ortogonalnych a w konsekwencji wartości amplitudy pierwszej harmonicznej prądu oraz mocy czynnej (por. wzory 6. 59 i 6. 60); jest to spowodowane brakiem własności filtracyjnych tej metody ortogonalizacji sygnałów,
- kumulacją niedokładności estymacji składowych ortogonalnych (wzór (6. 57)) – ze względu na obecność w sygnałach wejściowych wyższych harmonicznych – w złożonym algorytmie wyznaczenia estymaty mocy czynnej.



Rys. 7.31. Przebiegi czasowe wartości wyznaczonych estymat rezystancji (a) oraz reaktancji (b) pierwszej harmonicznej dla przypadku testów zestawu pierwszego
Fig. 7.31. Time waves of estimated first harmonic resistance (a) and reactance (b) for the first test set

Zestaw drugi : w wejściowych sygnałach pomiarowych występuje szereg składowych zakłócających zarówno w postaci wyższych harmonicznych, jak i składowej aperiodycznej o znacznych udziałach amplitud w stosunku do amplitudy składowej podstawowej. Takie postaci sygnałów wejściowych należy oczekiwać podczas zakłóceń w obrębie rozpatrywanego węzła wytwórczego; drugi zestaw badań jest odpowiednikiem testu 3 z podrozdziału 7. 3. 2.

Przykładowe wyniki zestawiono w tabl. 7. 13 dla następujących sygnałów wejściowych:

$$u(t) = 25 \sin \omega_1 t + 5 \sin(\omega_3 t + \pi/6) + 5 \sin(\omega_5 t + \pi/3) + 2.5 \sin(\omega_7 t + \pi/2),$$

$$i(t) = 50 \sin(\omega_1 t - \pi/2) + 10 \sin(\omega_3 t - \pi/2) + 10 \sin(\omega_5 t - \pi/2) + 5 \sin(\omega_7 t - \pi/2) - 25 \exp(-t/0.3).$$

Z badań wynika, że w rozpatrywanych stanach zakłóceń dokładność estymacji wielkości kryterialnych jest niska. W tej sytuacji wyklucza się możliwość zastosowania omawianych algorytmów w obecnej formie w inteligentnym systemie automatyki węzła wytwórczego ISAZ; konieczne jest zastosowanie wstępnej filtracji sygnałów wejściowych, skutecznie tłumiącej lub eliminującej składowe zakłócające.

Zilustrowany na rys. 7.31a i b przebieg w czasie wyznaczonych estymat prądu oraz składowych mocy fazowej jednoznacznie potwierdza znaczny wzrost niedokładności estymacji wielkości pomiarowych i kryterialnych (zabezpieczeniowych) w przypadkach obecności w sygnałach wejściowych zakłóceń o znaczącym udziale. Pomimo że dla przedstawionego przypadku częstotliwość pierwszej harmonicznej jest równa wartości znamionowej 50 Hz, to błędy estymowanych wielkości przekraczają 100%.

Ze względu na szeroki zakres częstotliwości spodziewanych zakłóceń sygnałów pomiarowych, jak i szeroki zakres zmian częstotliwości pierwszej harmonicznej należy zastosować filtry pełnookresowe o odpowiednio ukształtowanych widmach amplitudowych.

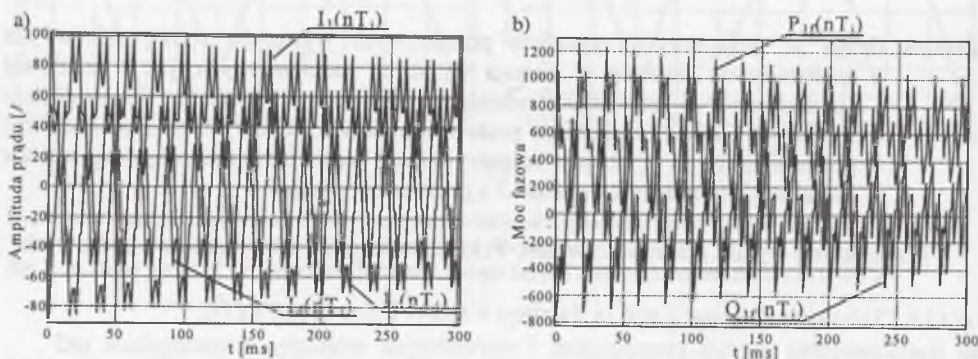
Kolejną wadą omawianych algorytmów jest brak możliwości estymacji aktualnej wartości częstotliwości składowej podstawowej. W tym przypadku należałoby wykorzystać, np. algorytm bazujący na śledzeniu położenia fazona sygnału wejściowego na płaszczyźnie zespolonej (omówiony w rozdziale 6. 4. 2).

Tablica 7.13

Wartości estymat amplitud pierwszych harmonicznych wejściowych sygnałów pomiarowych oraz mocy biernej fazowej – zestaw drugi

$f_1^{(zad)}$ [Hz]	$U_{I(4)min}$ [V]	$U_{I(4)max}$ [V]	$ \delta U_{I(4)\%} _{max}$ [%]	$Q_{I(1)min}$ [var]	$Q_{I(1)max}$ [var]	$ \delta Q_{I(1)\%} _{max}$ [%]
13	22.04	31.83	27.32	-530	3602	476
50	23.04	31.19	24.77	-405	3302	428
70	21.39	32.74	30,96	-241	2957	469

$f_1^{(zad)}$ [Hz]	$I_{I(4)min}$ [A]	$I_{I(4)max}$ [A]	$ \delta I_{I(4)\%} _{max}$ [%]	$Q_{I(4)min}$ [var]	$Q_{I(4)max}$ [var]	$ \delta Q_{I(4)\%} _{max}$ [%]
13	3.94	102.44	104.88	50	1221	95
50	1.63	102.98	105.96	18	1251	100
70	0.63	106.56	113.12	-51	1199	188



Rys. 7.32. Przebiegi czasowe wartości estymat prądu (a) oraz mocy fazowych czynnej i biernej (b) pierwszej harmonicznej dla zestawu drugiego

Fig. 7.32. Time waves of estimated first harmonic current (a) and phase active and reactive power (b) for the second test set

Uzupełnienie omawianych algorytmów nowymi składnikami wydajnie zmniejsza niedokładność estymacji wielkości kryterialnych, jednak odbywa się to kosztem znacznego

wydłużenia czasu stabilizacji wyników (jeden okres aktualnie wyznaczonej pierwszej harmonicznej) i znaczącym wzrostem nakładu obliczeń. Dodatkowo, przyjęcie zmodyfikowanych algorytmów grupy drugiej łamie przyjętą w grupie pierwszej zasadę spójności, tzn. wszystkie algorytmy bazują na składowych ortogonalnych wejściowych sygnałach pomiarowych uzyskanych metodą splotu z pełnookresowymi filtrami sinus i cosinus. Zasada spójności znacznie upraszcza proces definiowania samych algorytmów adaptacyjnych, a także ułatwia zarządzanie danymi wejściowymi oraz upraszcza sam proces obliczeniowy; wystarczające bowiem jest gromadzenie w buforach pamięci CTZS dyskretnej wartości sygnałów wejściowych (prądów i napięć) oraz składowych ortogonalnych po filtracji.

Ostatni test przeprowadzony na tej grupie algorytmów dotyczył sprawdzenia wpływu fazy początkowej sygnału wejściowego na dokładność estymacji wartości wielkości pomiarowych i zabezpieczeniowych; w tym przypadku jako sygnały testujące przyjęto:

$$\text{Sygnał napięciowy } u(t) = 100 \sin(\omega_1 t + \varphi_{u1}), \quad \varphi_{u1} = 0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 120^\circ, 150^\circ,$$

$$\text{sygnał prądowy } i(t) = 5 \sin \omega_1 t.$$

Przykładowe wyniki testu zestawiono w tabl. 7. 14.

Tablica 7.14

Wartości estymat pierwszych harmonicznych wybranych wielkości kryterialnych w zależności od fazy początkowej sygnału napięciowego

Wartość kąta początkowego sygnału napięciowego $\varphi_{u1} = 30$ [deg]										
$f_1^{(zad)}$ [Hz]	$I_{I(4)min}$ [A]	$I_{I(4)max}$ [A]	$ \delta I_{I(4)\%} _{max}$ [%]	$R_{I(1)min}$ [Ω]	$R_{I(1)max}$ [Ω]	$ \delta R_{I(1)\%} _{max}$ [%]	$X_{I(1)min}$ [Ω]	$X_{I(1)max}$ [Ω]	$ \delta X_{I(1)\%} _{max}$ [%]	
34	5	5	0.00	17,32	17,32	0.00	-10	-10	0.00	
50	5	5	0.00	17,32	17,32	0.00	-10	-10	0.00	

Wartość kąta początkowego sygnału napięciowego $\varphi_{u1} = 120$ [deg]										
$f_1^{(zad)}$ [Hz]	$I_{I(4)min}$ [A]	$I_{I(4)max}$ [A]	$ \delta I_{I(4)\%} _{max}$ [%]	$R_{I(1)min}$ [Ω]	$R_{I(1)max}$ [Ω]	$ \delta R_{I(1)\%} _{max}$ [%]	$X_{I(1)min}$ [Ω]	$X_{I(1)max}$ [Ω]	$ \delta X_{I(1)\%} _{max}$ [%]	
34	5	5	0.00	-10	-10	0.00	-17.32	-17.32	0.00	
50	5	5	0.00	-10	-10	0.00	-17.32	-17.32	0.00	

Jak łatwo się przekonać, wartości fazy początkowej niezakłóconych wejściowych sygnałów pomiarowych nie mają widocznego wpływu na dokładność estymacji analizowanych wielkości. Wyjątek stanowią wartości estymat rezystancji dla przypadków, gdy kąt φ_{u1} oscyluje wokół wartości $\pi/2$. Jest to przypadek – przy zerowym kącie początkowym sygnału prądowego – w którym wartości mierzonej rezystancji zbliżają się do zera, co ma zasadniczy wpływ na wysoki poziom błędów w uzyskanych wynikach.

Zamieszczone w pracy wyniki badań symulacyjnych mają charakter wybiórczy; ich celem było jedynie zaakcentowanie najistotniejszych cech analizowanej grupy algorytmów z punktu widzenia rozpatrywanego problemu.

7.3.4. Wnioski z badań algorytmów

Na podstawie przeprowadzonych symulacji i uzyskanych wyników można sformułować szereg wniosków, będących jednocześnie próbą porównania algorytmów należących do

obydwu grup, opartych generalnie na składowych ortogonalnych, lecz zasadniczo różniących się własnościami oraz procedurą obliczeniową.

Do cech charakterystycznych pierwszej grupy algorytmów należą :

- Bardzo duża dokładność wyznaczenia estymat częstotliwości i amplitudy w szerokim zakresie zmian częstotliwości sygnału pomiarowego (5 - 70) Hz.
- Przy odpowiednio dobranej częstotliwości próbkowania (przyjęto 1000 Hz) uzyskuje się skuteczne tłumienie zarówno wyższych harmonicznych (do dziesiątej włącznie), jak i składowej aperiodycznej.
- Mała wrażliwość na stosunkowo duże (~ 0.25 Hz) odchylenia częstotliwości sygnału pomiarowego między kolejnymi cyklami wyznaczenia estymaty częstotliwości.
- Duża dokładność wyznaczenia estymat amplitud napięciowych i prądowych sygnałów wejściowych; przy silnie zniekształconych sygnałach wejściowych maksymalna niedokładność względna w całym zakresie zmian częstotliwości nie przekracza kilku procent.
- Niedokładność wyznaczenia parametrów fazona impedancji (modułu i kąta) pierwszej harmonicznej nie przekracza wartości 3.5%, również dokładność wyznaczenia składowych impedancji jest duża; błędy względne nie przekraczają (2+3)%.
- W sytuacjach, gdy wartości kątów impedancji φ_{1z} zbliżone są do $\pm \pi/2$ (odpowiadająca tym wartościom rezystancja jest bliska zeru), obserwuje się oczekiwany znaczny wzrost wartości niedokładności wyznaczenia estymat rezystancji; przekroczone zostaje wartość 15%.
- W warunkach opisanych poprzednio znacznie rośnie wartość niedokładności estymacji mocy czynnej fazowej, do wyznaczenia której wykorzystuje się m.in. znajomość rezystancji; w tych przypadkach błąd względny na krańcach badanego zakresu częstotliwości przekracza 50%.
- Dokładność estymacji wartości reaktancji i powiązanej z nią estymaty mocy fazowej biernej jest duża; maksymalny błąd nie przekracza 2.5% w całym badanym przedziale częstotliwości.
- Nie zaobserwowano znaczącego wpływu wartości fazy początkowej sygnału wejściowego (napięciowego) na dokładność estymacji większości testowanych wielkości kryterialnych, stwierdzono jedynie, że wartość kąta początkowego sygnału wejściowego ma wpływ na dokładność wyznaczenia wartości estymat mocy czynnej i rezystancji. Obserwuje się tutaj pewną prawidłowość : ze wzrostem kąta początkowego niedokładność wyników rośnie osiągając w pobliżu kąta $\pi/2$ wartość maksymalną, dalszy wzrost kąta powoduje symetryczne zmniejszanie wartości błędu. Jest to podyktowane zmniejszaniem się wartości tych wielkości ze zbliżaniem się do kąta $\pi/2$, a co za tym idzie ze wzrostem błędu estymacji.
- Wzrost wartości stałej czasowej zanikania składowej aperiodycznej T_a powoduje zmniejszanie się wartości względnej niedokładności estymacji. Z badanych wielkości kryterialnych największym błędem obarczone są estymaty mocy czynnej, gdyż niedokładność obliczeń przekracza 17%, natomiast niedokładności wyznaczenia pozostałych wielkości nie są większe od 2.5%.
- Wartość początkowa amplitudy składowej aperiodycznej zawartej w sygnale prądowym ma wpływ na wszystkie estymowane wartości wielkości zależnych od sygnału prądowego; im większa jest wartość tej składowej, tym niedokładność obliczeń rośnie, nie przekraczając jednak 3%. Wyjątek stanowią estymaty mocy czynnej, gdzie błąd przekracza 70%, przy założonym przesunięciu fazowym sygnału napięciowego i prądowego równym 25 °.
- Wszystkie przeprowadzone testy potwierdzają wpływ stosunku f_i/f_1 na dokładność estymacji. Obserwowano wzrost wartości niedokładności obliczeń w przypadkach, gdy

część ułamkowa stosunku f_i/f_1 przyjmuje wartości w pobliżu 0.5 (np. dla $f_1=34$ Hz). W tych przypadkach wzrost błędu spowodowany jest niemożliwością dokładnej adaptacji częstotliwości funkcji tworzących okna filtrów ortogonalnych do aktualnej częstotliwości składowej podstawowej sygnałów wejściowych, gwarantującej naturalną liczbę współczynników wagowych. Chcąc zmniejszyć powstałe niedopasowanie należy zwiększyć częstotliwość próbkowania sygnałów wejściowych ograniczając w ten sposób częstotliwościowy zakres aktywności filtrów ortogonalnych sinus i cosinus o danych parametrach, m.in. liczbie i wartościach współczynników wagowych, długości okna pomiarowego, częstotliwości funkcji sinus i cosinus.

- Jako optymalną częstotliwość próbkowania, wykorzystaną w realizacji operacji pomiarowo-zabezpieczeniowych, przyjęto wartość 1000 Hz. Wartość ta jest wynikiem kompromisu pomiędzy dokładnością estymacji wartości wielkości kryterialnych a nakładem obliczeń związanych przede wszystkim z adaptacją algorytmów do zmiennej (w szerokim zakresie) częstotliwości podstawowej harmonicznej.
- Algorytmy grupy pierwszej charakteryzują się dużą elastycznością. W zależności od potrzeb można je tak sparametryzować, aby wyznaczały np. albo parametry fazona impedancji (moduł i kąt impedancji), albo składowe impedancji, tj. rezystancję i reaktancję.
- Czas stabilizacji wyników obliczeń po skokowej zmianie sygnału pomiarowego należy przyjąć równy okresowi aktualnie wyznaczonej pierwszej harmonicznej sygnału wejściowego.
- Pewną wadą algorytmów pierwszej grupy jest konieczność wyznaczenia początkowej wartości częstotliwości, tzw. „częstotliwości startowej”, która dla początkowych, małych wartości częstotliwości (około 5 Hz) może zostać wyznaczona przykładowo zmodyfikowaną metodą zliczania impulsów. Zmodyfikowana metoda zliczania impulsów pozwala na wyznaczenie – przy obecności w sygnale pomiarowym składowych zakłócających – z dokładnością do 5 mHz wartości częstotliwości sygnału do 13 Hz.

Cechy charakterystyczne algorytmów drugiej grupy:

- Duża dokładność estymacji (większa niż w przypadku algorytmów pierwszej grupy) wartości wielkości kryterialnych, szybkość i prostota obliczeń, krótki czas stabilizacji wyników oraz mała wrażliwość na wartości stosunku f_i/f_1 nie będące liczbami naturalnymi. Wszystkie wymienione zalety obowiązują jedynie w przypadkach, gdy wejściowe sygnały pomiarowe nie zawierają składowych zakłócających w postaci wyższych harmonicznych i/lub składowej aperiodycznej.
- Jedną z podstawowych wad algorytmów tej grupy jest brak możliwości wyznaczenia estymaty częstotliwości podstawowej harmonicznej. Konieczne jest zastosowanie dodatkowych złożonych algorytmów w celu uzyskania dokładnych wartości częstotliwości, stanowiących podstawową informację wykorzystywaną przy definiowaniu algorytmów kryterialnych (pomiarowych i zabezpieczeniowych). Proponuje się wykorzystać metodę pomiaru częstotliwości opisaną w grupie pierwszej algorytmów, a bazującą na określaniu położenia fazona pierwszej harmonicznej napięcia na płaszczyźnie fazowej jako szybkość, o małej wrażliwości na składowe zakłócające w sygnale wejściowych i o umiarkowanym nakładzie obliczeniowym.
- Wszystkie algorytmy drugiej grupy są bardzo wrażliwe na obecność w sygnałach wejściowych wyższych harmonicznych, nawet o niewielkich amplitudach. Spowodowane jest to cechami filtracyjnymi zastosowanych metod ortogonalizacji (wykorzystanie sygnałów przesuniętych) określonymi za pomocą widm amplitudowych. Zmniejszanie przesunięcia czasowego sygnałów wejściowych

znacząco pogarsza skuteczność tłumienia wyższych harmonicznych w wielu przypadkach następuje wręcz ich wzmocnienie. W takich sytuacjach procentowe niedokładności względne wyznaczenia estymat wielkości kryterialnych wielokrotnie przekraczają kilka procent. Największą dokładność uzyskuje się stosując algorytm realizujący ortogonalizację poprzez przesunięcie o ćwierć okresu, co wynika bezpośrednio z jego własności filtracyjnych.

- Wykorzystanie algorytmów drugiej grupy w ISAZ wymaga konieczności zastosowania wstępnej filtracji sygnałów wejściowych, skutecznie tłumiącej lub eliminującej składowe zakłócające. Ze względu na szeroki zakres częstotliwości spodziewanych zakłóceń jak i zakres zmian samej częstotliwości pierwszej harmonicznej należy zastosować filtry pełnookresowe o odpowiednio ukształtowanych widmach amplitudowych.
- Modyfikacja algorytmów drugiej grupy zmniejsza niedokładność estymacji wielkości kryterialnych, jednak odbywa się to kosztem znacznego wydłużenia czasu stabilizacji wyników oraz wzrostem nakładu obliczeń.
- Brak „zasady spójności”, tzn. do wyznaczenia wszystkich wielkości pomiarowych i zabezpieczeniowych należy zastosować różne typy algorytmów, bazujące na odmiennych zasadach. Przyjęcie wspólnej dla wszystkich algorytmów bazy wejściowej (informacyjnej) znacznie upraszcza proces definiowania algorytmów adaptacyjnych i ułatwia zarządzanie danymi wejściowymi oraz minimalizuje proces obliczeniowy.

8. WNIOSKI I UWAGI KOŃCOWE

W niniejszej pracy zostały opracowane zasady formułowania i realizacji inteligentnych systemów automatyki zabezpieczeniowej ISAZ złożonych strukturalnie i funkcjonalnie węzłów wytwórczych. Realizacja tych systemów jest oparta na technice adaptacyjnej i sztucznej inteligencji. Zaproponowane rozwiązanie poddano symulacyjnym badaniom weryfikującym; dokonano tego na przykładzie wybranej elektrowni gazowo-parowej. Przeprowadzone dla tej elektrowni badania jak również i badania innych węzłów wytwórczych dokonane przez autora [24], [32], [35] pozwalają na sformułowanie następujących wniosków i uwag o charakterze ogólnym.

1. Inteligentne systemy automatyki zabezpieczeniowej zrealizowane w oparciu o technikę sztucznych sieci neuronowych mogą w sposób istotny udoskonalić proces identyfikacji, adaptacji i eliminacji zagrożeń i zakłóceń w obrębie węzłów wytwórczych o różnorodnej strukturze i dowolnym charakterze.
2. Dzięki zastosowaniu reguł równoległego przetwarzania danych oraz bardzo dobrym właściwościom adaptacyjnym systemy ISAZ są w stanie spełnić wszystkie wymagania stawiane układom automatyki zabezpieczeniowej, jak również realizować pewne funkcje automatyki prewencyjnej i restytucyjnej przy uwzględnieniu wszelkich możliwych wariantów pracy całego węzła wytwórczego, dowolnego jego fragmentu czy też pojedynczego obiektu elementarnego, np. generatora, transformatora, bloku generator-transformator itp. Prewencyjność polega przy tym na zapobieganiu zagrożeniom lub zakłóceniom w normalnej pracy złożonego węzła wytwórczego lub któregokolwiek z jego elementów, natomiast działania restytucyjne zmierzają do zmian strukturalnych (w konfiguracji węzła czy funkcjonalnych (wprowadzenie do pracy nowego obiektu wytwórczego) w celu doprowadzenia węzła wytwórczego do normalnej pracy po wyeliminowaniu przez automatykę zabezpieczeniową danego zakłócenia.
3. W zakresie automatyki prewencyjno-restytucyjnej ISAZ realizuje zadania związane z analizą zagrożeń i zakłóceń występujących w obrębie rozpatrywanego węzła wytwórczego, określeniem charakteru oraz lokalizacją miejsca ich wystąpienia. Ponadto struktura informatyczno-funkcjonalna ISAZ może zostać wykorzystana do przesyłu i wykonywania działań sterujących lub regulacyjnych związanych bezpośrednio z decyzjami prewencyjno-restytucyjnymi.
4. Rozproszona, hierarchiczna struktura ISAZ, złożona z czterech zasadniczych podsystemów:
 - identyfikacji stanów pracy węzła wytwórczego,
 - adaptacji,
 - pomiarowo-zabezpieczeniowego,
 - analizy zagrożeń i zakłóceń,wymaga odpowiednio rozbudowanej wewnętrznej i zewnętrznej sieci informatycznej umożliwiającej realizację dwóch typów sterowań:
 - ◆ sterowań wykorzystujących wewnętrzną sieć informatyczną, a związanych z przesyłem i wymianą danych oraz informacji decyzyjnych w celu realizacji poszczególnych zbiorów operacji,
 - ◆ sterowań związanych z:
 - realizacją działań regulacyjnych dostosowujących parametry pracy węzła wytwórczego do ogólnosystemowej strategii prowadzenia ruchu *SEE* (regulacja poziomów napięć, sterowania przepływem mocy biernej itp.);
 - działaniami prewencyjnymi mającymi na celu zachowanie stabilności dynamicznej *SEE* w sytuacjach napływających alarmów i zagrożeń. W tym celu następuje

wymiana decyzji sterujących pomiędzy zewnętrznymi systemami automatyki SEE (poprzez sieć WAN) a ISAZ węzła wytwórczego, przy czym fizyczna realizacja decyzji regulacyjnych odbywa się z wykorzystaniem wewnętrznej sieci informatycznej (LAN) – podsystemu odpowiedzialnego za analizę zagrożeń i zakłóceń – a układami wykonawczymi (w głównej mierze są to CTZS);

- działaniami sterującymi mającymi swoje źródło w systemie odpowiedzialnym za prewencję i restytucję węzła wytwórczego, a związanymi z:
 - ❖ optymalizacją pracy obiektów wytwórczych (całego węzła wytwórczego),
 - ❖ działaniami prewencyjnymi, będącymi próbą utrzymania obiektów cząstkowych lub całego węzła wytwórczego w pracy, w sytuacjach napływających alarmów o zagrożeniach występujących w pracy elementów zabezpieczanych obiektów,
 - ❖ próbami rekonfiguracji struktury węzła wytwórczego po wystąpieniu i likwidacji zakłóceń w jego obrębie; działania te mają za zadanie przede wszystkim zastąpienie elementu dotkniętego zakłóceniem układem redundantnym w celu utrzymania węzła wytwórczego lub jego części w pracy.
- 5. Za podziałem całego inteligentnego systemu automatyki zabezpieczeniowej na podsystemy funkcjonalne o wielopoziomowej strukturze rozproszonej przemawiają przede wszystkim następujące przesłanki:
 - złożoność strukturalna zabezpieczanego obiektu (węzła wytwórczego),
 - możliwości wyodrębnienia w całej strukturze węzła wytwórczego autonomicznych funkcjonalnie struktur podrzędnych – obiektów wytwórczych,
 - w celu zapewnienia prawidłowej pracy systemu ISAZ potrzeba akwizycji analizy i przetwarzania dużych zbiorów danych i informacji,
 - wymóg realizacji w założonych krótkich przedziałach czasowych złożonych zadań (algorytmów) realizujących poszczególne zbiory operacji,
 - dekompozycja zadań obliczeniowo-decyzyjnych na zestaw lub zestawy zadań realizowanych w logicznych węzłach lokalnych, cząstkowych i globalnych, pozwalająca zminimalizować czas obliczeń,
 - krótsze tory transmisyjne pomiędzy elementami obiektów a modułami podsystemów funkcjonalnych, ograniczające problem przekłamań danych na skutek tłumienia sygnałów czy wystąpienia uszkodzeń w medium transmisyjnym; jako media transmisyjne wykorzystuje się łącza światłowodowe,
 - mniejsza wrażliwość całego systemu na ewentualne uszkodzenia modułów elementarnych; w przypadku awarii w pracy pojedynczych modułów podstawowych system ISAZ jako całość jest w stanie pracować prawidłowo dalej.
- 6. W węzłach wytwórczych, w których zakres zmian częstotliwości w pewnych stanach pracy zmienia się w szerokim przedziale, np. od 0 do f_n lub więcej podczas rozruchu częstotliwościowego, zastosowanie w ISAZ do realizacji operacji pomiarowo-zabezpieczeniowych niektórych funkcji adaptacyjnych częstotliwościowo jest koniecznością. Adaptacja częstotliwościowa w porównaniu z typową adaptacją konfiguracyjną jest formą bardziej złożoną; zmiana częstotliwości pociąga za sobą nie tylko zmianę parametrów aktywnych algorytmów (np. nadażna zmiana wartości i liczby współczynników filtrów ortogonalnych, zmiana częstotliwości funkcji tworzących okna filtrów, zmiana częstotliwości próbkowania), lecz również zmian – w takt zmian częstotliwości pracy zabezpieczanego obiektu – samych charakterystyk rozruchowych czy pomiarowych algorytmów zabezpieczeniowych oraz przedefiniowania kryteriów decyzyjnych. Dopasowanie właściwości algorytmów pomiarowych i zabezpieczeniowych do zmian częstotliwości w szerokim zakresie może odbywać się albo poprzez odwołania do tablic z wartościami korygującymi, np. z krokiem co 1 Hz lub za pomocą wyznaczenia odpowiednich zależności matematycznych, dopasowujących charakterystyki złożonych

algorytmów zabezpieczeniowych do aktualnych warunków panujących w węzle wytwórczym.

7. W przedstawionej koncepcji ISAZ rozgraniczono jako oddzielne operację adaptacji i realizację algorytmów pomiarowych oraz zabezpieczeniowych. Stopień złożoności rozpatrywanego węzła wytwórczego powoduje powstanie zbyt dużej liczby możliwych kombinacji stanów jego pracy, wymagających ingerencji w algorytmy pomiarowe, zabezpieczeniowe i sterujące. Podsystem realizujący operację adaptacji odpowiada przede wszystkim za analizę aktualnego stanu pracy węzła lub obiektów wytwórczych wchodzących w jego skład i na bazie przeprowadzonych działań – z możliwością wykorzystania informacji generowanych w podsystemach odpowiedzialnych za pozostałe operacje – wypracowanie decyzji sterujących (kodów aktywujących) modułami wykonawczymi, dopasowującymi konfigurację oraz parametry pracy CTZS do nowych wymagań. Natomiast sam podsystem odpowiedzialny za operacje pomiarowo-zabezpieczeniowe pełni funkcje wykonawcze, tj. realizuje algorytmy aktywowane przez moduły wykonawcze podsystemu adaptacji za pomocą CTZS. Przyjęcie takiej koncepcji wymaga zastosowania CTZS o konstrukcji umożliwiającej wpisanie do ich pamięci kilku zestawów skonfigurowanych algorytmów pomiarowych i zabezpieczeniowych aktywowanych jedną sekwencją kodu binarnego. Pozwala to zminimalizować czas potrzebny na adaptację CTZS – bez konieczności przesyłu całych pakietów danych zabezpieczeniowych – do nowych warunków pracy elektrowni.
8. Weryfikacja symulacyjna pozwoliła na przyjęcie adaptacyjnych algorytmów pomiarowych i zabezpieczeniowych, bazujących na splocie z pełnookresowymi filtrami ortogonalnymi, jako grupy funkcji o największym stopniu spójności, gwarantujących jednocześnie nieprzekroczenie dopuszczalnych niedokładności (5 %) estymacji wielkości pomiarowych i kryterialnych funkcji zabezpieczeniowych w stanach normalnych i zakłóceńowych pracy węzła wytwórczego.
9. Wybór częstotliwości próbkowania wejściowych sygnałów pomiarowych o wartości 1000 Hz jest pewną formą kompromisu pomiędzy wymaganą dokładnością odwzorowania sygnałów pomiarowych a czasem realizacji algorytmów i związanym z tym nakładem obliczeń. Przykładowo, przy założonej częstotliwości próbkowania 1000 Hz liczba współczynników wagowych filtrów ortogonalnych (pełno okresowych) zmienia się w zakresie $20 + 200$ dla częstotliwości pierwszej harmonicznej sygnałów wejściowych z zakresu $(50 + 5)$ Hz.
10. Wymaganą cechą zastosowanych algorytmów zabezpieczeniowych jest ich niewielka wrażliwość na składowe zakłócające w postaci wyższych harmonicznych i składowej aperiodycznej. Jest to podyktowane m.in. spodziewaną obecnością wyższych harmonicznych – szczególnie nieparzystych o znaczących amplitudach (do 10 % amplitudy pierwszej harmonicznej) – w analogowych sygnałach wejściowych, w stanach pracy normalnej węzła wytwórczego. Źródłem tych zakłóceń w stanach pracy normalnej elektrowni jest przede wszystkim obecność nieliniowych układów tyrystorowych w układach rozruchu częstotliwościowego generatorów z turbinami gazowymi.
11. W czasie realizacji testów weryfikujących dokładność pracy algorytmów pomiarowych i zabezpieczeniowych stwierdzono, że wpływ na dokładność estymacji wartości wielkości kryterialnych ma stosunek częstotliwość próbkowania f_i do aktualnie wyznaczonej estymaty częstotliwości pierwszej harmonicznej f_1 . W sytuacjach, gdy wartość ułamkowa tego stosunku oscyluje wokół wartości 0.5, obserwuje się wzrost wartości niedokładności estymacji. Jest to spowodowane brakiem możliwości dopasowania częstotliwości funkcji sinus i cosinus – tworzących okna filtrów ortogonalnych – do aktualnie wyznaczonej estymaty częstotliwości pierwszej harmonicznej, gwarantującej naturalną liczbę próbek w oknach pomiarowych filtrów. Chcąc zmniejszyć skutki niedopasowania filtrów

ortogonalnych do aktualnych parametrów sygnałów pomiarowych należy zwiększyć częstotliwość próbkowania wejściowych sygnałów analogowych.

12. Jako standardowy protokół komunikacyjny obowiązujący w sieci informatycznej ISAZ można przyjąć szeroko rozpowszechniony protokół *TCP/IP* lub w razie konieczności zastosować znacznie kosztowniejsze sieci wieloprotokołowe. Na poziomie bazowym ISAZ komunikacja pomiędzy modułami funkcjonalnymi odbywać się będzie za pośrednictwem zintegrowanych sieci *LAN*, z kolei na poziomach globalnych wewnętrzna sieć informatyczna może zostać zrealizowana w formie sieci *ATM LAN* lub – przy bardziej złożonej strukturze węzła wytwórczego – jako sieć szkieletowa wykonana w standardzie *FDDI*. Komunikacja z zewnętrznymi systemami sterowania i nadzoru pracy *SEE* lub innymi jednostkami nadrzędnymi może odbywać się za pośrednictwem sieci rozległych *WAN*.

Dalsze prace badawcze nad inteligentnymi systemami automatyki zabezpieczeniowej węzłów wytwórczych powinny przebiegać w kilku kierunkach, szczególnie koncentrując się na:

- opracowaniu algorytmów związanych z przetwarzaniem danych i informacji oraz generowaniem decyzji sterujących dla potrzeb realizacji automatyki prewencyjnej i restytucyjnej, czy też realizacji ogólnosystemowych zadań związanych, np. z regulacją mocy czynnej, kompensacją mocy biernej, optymalizacją pracy czy stabilnością *SEE*. Część bazy informacyjnej koniecznej do realizacji tych funkcji, jak również sieci informatycznej wykorzystywanej do rozdziału i transmisji sygnałów wykonawczych stanowi istniejąca struktura ISAZ;
- uzupełnieniu istniejących możliwości systemu ISAZ algorytmami regulacyjnymi w warunkach pracy wyspowej węzła wytwórczego oraz aplikacjami sterującymi przygotowaniem go do ponownego połączenia z systemem elektroenergetycznym;
- wzbogaceniu i udoskonaleniu algorytmów pomiarowych w sytuacjach silnego zniekształcenia wejściowych sygnałów pomiarowych i zmieniającej się w szerokich granicach częstotliwości składowej podstawowej, umożliwiając realizację zadań związanych z ogólnie pojętym bilansowaniem i rozliczeniem energii elektrycznej.

LITERATURA

1. Agematsu S., Hayashi M., Ikehara S., Matsushima T., Furuse M., Tsujikura Y. : *Present State and Trend of Application of Communication including LAN to Protection and Substation Control*. 38th CIGRE Session, WG - 34 - 110, Paris 2000.
2. Anderson B. D. O., Moore J. B. : *Filtracja*. WNT, Warszawa 1984.
3. Bajorek Z. : *Maszyny elektryczne*. WNT, Warszawa 1980.
4. Barruncho L. M. F., Sucena Paiva J. R. : *Reactive management and voltage monitoring and control*. Electrical Power & Energy Systems – Vol. 14, 2/3, 1992, s. 144-157.
5. Biewendt V., Ebbinghaus W., Wiegand R. : *Zukunftsorientierte Konzepte in der Schaltanlagenleittechnik*. ABB Technik Nr.3 1996, s. 18 - 23.
6. Bourbakis N. G. : *Knowledge Engineering Shells. Systems and Techniques*. Vol. 2, World Scientific Publishing Co. 1993.
7. Bratko I. : *PROLOG – programming for Artificial Intelligence*. Addison Wesley 2nd Edition, 1990.
8. Brunner C., Ostermeier A. : *Serial Communication between Process and Bay Level-Standards and Practical Experience*. 38th CIGRE Session. WG - 34 - 106, Paris 2000.
9. Buck D. : *Das elektrische System von ABB – Kombikraftwerken*. ABB Technik 2/1995, s. 15 - 23.
10. Cholewa S. : *Możliwości modyfikacji sposobów impulsowania elektrycznych zabezpieczeń generatorów i bloków generator – transformator*. Automatyka Elektroenergetyczna, 3-4 1997, s. 12 -16.
11. Cholewa W., Czogała E. : *Podstawy systemów ekspertowych*. Prace Instytutu Biocybernetyki i Inżynierii Biomedycznej PAN nr 28, Warszawa 1989.
12. Cybenko G. : *Approximation by superposition of sigmoidal function*. Mathematics of Control, Signals and Systems, Vol. 2, 1989.
13. Dawid Z., Halinka A., Sodzawiczny G., Szewczyk M. : *Algorithms for control of the power plant electric networks*. French-Polish Seminar 98, Villeurbanne, France, 27 -29 April 1998, s. 12- 20.
14. De Micheli G. : *Synteza i optymalizacja układów cyfrowych*. WNT, Warszawa 1998.
15. Dolny R., Dobroczyk A. : *System monitorowania, rejestracji i zdalnego sterowania układów regulacji napięcia elektrowni (ARNE) i stacji transformatorowych (ARST) w Krajowej Dyspozycji Mocy*. Ogólnopolska Konferencja '98, Zabezpieczenia Przekaznikowe w Energetyce, Bielsko-Biała, 21-23 października 1998, s. 113-126.
16. Dy – Liacco T. E. : *Modern Control Centers and Computer Networking*. IEEE Computer Applications in Power, October 1994, s. 17 – 22.
17. Fischer A. : *Standardisierter Blockschutz von Gasturbinenkraftwerken*. Energie und Automation, Heft 3, 1987, s. 28 - 31.
18. Fischer W., Fromm W., Ilar M., Jung B. : *Numerischer Blockschutz*. Elektrotechnische Zeitschrift etz, Band 113 (1992), Heft 9, s. 554 - 558.
19. Fromm W., Halinka A., Winkler W. : *Accurate measurement of wide - range power system frequency changes for generator protection*. Proceedings of the 6th Intern. Conf. on Developments in Power System Protection, Nottingham / UK, 25 - 27 March, 1997.
20. Geva S., Sitte J. : *A constructive method for multivariable function approximation by multiplayer perceptron*. IEEE Trans. N. N., Vol. 3, 1992, s.621-625.
21. Halinka A., Szewczyk M., Winkler W., Witek B. : *Identification of complex power system plants operating states for adaptive protection purposes*. Proc. of the 11-th Int. Conference on Power System Protection, Bled, Slowenia, 30.09. - 2.10 1998, s. 133-139.
22. Halinka A. : *Estymacja wielkości kryterialnych zabezpieczeń dla zmiennej częstotliwości sygnałów*. ZN Politechniki Śląskiej, seria Elektryka z. 153, Gliwice 1996, s. 61 - 77.
23. Halinka A. : *Adaptacyjne algorytmy pomiarowe cyfrowej automatyki zabezpieczeniowej generatorów o szerokim zakresie zmian częstotliwości*. Rozprawa doktorska. Gliwice 1997.
24. Halinka A., Sowa P., Szewczyk M., Sztandera L. : *A Neural Network Approach to Adaptive Protective Systems Problem in the Complex Power Generating Units*. "International Journal of Intelligent Systems", Vol. 15, No. 4, s. 291-302, 2000.
25. Halinka A. : *Adaptacyjne algorytmy pomiarowe cyfrowej automatyki zabezpieczeniowej generatorów o szerokim zakresie zmian częstotliwości*. Automatyka Elektroenergetyczna, nr 2/1998 (19), s. 11 - 16.
26. Horowitz S.H., Phadke A.G. : *Power Systems Relaying*. Research Studies Press, Taunton England 1998.
27. Horton J.W. : *The use of Walsh function for high speed digital relaying*. IEEE PAS Summer Meeting, Publ. Ch 1034-8-PWR Paper A 75582-7,
28. Halinka A., Szewczyk M. : *Fault type and location identification system for autonomous preventive-restoration control of complex electrical power system plants*. French-Polish Days in Electricity, Gliwice, 23 – 25.05.2000, s. 17 - 23.

29. Halinka A., Szewczyk M. : *Kryteria warunkujące prawidłową pracę systemów zabezpieczeniowych złożonych obiektów elektroenergetycznych*. ZN Politechniki Śląskiej, seria Elektryka z. 164, Gliwice 1999, s. 91 - 107.
30. Halinka A., Szewczyk M., Winkler W. : *Concept of a generating plant substations management system based on communication systems*. 38th CIGRE Session, WG - 34 - 107, Paris 2000.
31. Halinka A., Szewczyk M., Witek B. : *ANN-Based Fault Type and Location Identification System for Autonomous Preventive-Restoration Control of Complex Electrical Power System Plants*. Computational Intelligence Theory and Applications, Proceedings of the International Conference 6th Fuzzy Days Dortmund, Germany, May 1999, , Springer Verlag, 1999, s.682 - 684.
32. Halinka A., Winkler W., Witek B. : *Adaptive relaying for gas - turbine driven and hydro - turbine generators*. Proceedings of the American Power Conference, Vol. 59 - II, 59th Annual Meeting 1997, Chicago, s. 728 - 733.
33. Halinka A., Winkler W. : *Struktury współczesnych cyfrowych zespołów automatyki zabezpieczeniowej*. Automatyka elektroenergetyczna nr 4/1996 (13), s.18 - 22.
34. Halinka A., Winkler W., Witek B. : *Fault detection and recognition in generator - transformer units by neural network based adaptive protection*. Proceedings of the 30th Universities Power Engineering Conference 1995, 5 - 7 September 1995, University of Greenwich, 1995, s. 82 - 84.
35. Halinka A., Szewczyk M., Winkler W. : *New Approach to Adaptive Protective Systems Problem in the Complex Power Generating Units*. Proceedings of the American Power Conference, Vol. 61 - II, 61st Annual Meeting, Chicago, 1999, s. 542 - 547.
36. Halinka A. : *Koncepcja zastosowania adaptacyjnych algorytmów pomiarowych w cyfrowym systemie identyfikacyjno - zabezpieczeniowym hydrozespołów odwracalnych*. Automatyka Elektroenergetyczna nr 3/1998 (20), s. 14 - 17.
37. Handschin E., Kuhlmann D., Bühner V., Hoffmann W. : *Experiences with two different Fault Diagnosis Systems applying Expert System and Device-Specific ANN Techniques*. Proceedings of the International Conference on Intelligent System Application to Power Systems, July 6 - 10, 1997, Seoul, Korea, s. 111 - 115.
38. Happoldt H., Oeding D. : *Elektrische Kraftwerke und Netze*. Springer - Verlag, 1978.
39. Hecht-Nielsen R. : *Neurocomputing*. Addison Wesley, Amsterdam 1991.
40. Hertz J., Krogh A., Palmer R. : *Introduction to the Theory of Neural Computation*. Addison Wesley, Amsterdam 1991.
41. Housos E., Irisarri G. : *Real and Reactive Power System Security Dispatch Using a Variable Weights Optimization Method*. IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol PAS 102(5), 1983, s.1260 - 1268.
42. Ilar M., Ungrad H. : *Schutz - und Überwachungskonzept für kleinere Generatoren und Kraftwerkshilfsbetriebe*. ABB Technik Nr.1, 1995, s. 29 - 35.
43. Kacejko P., Machowski J. : *Zwarcia w sieciach elektroenergetycznych*. WNT, Warszawa 1993.
44. Kezunović M. : *Power System Monitoring Using Intelligent Techniques and Synchronized Sampling*. IFAC Control of Power Plants and Power Systems, Cancun, Mexico, 1995, s. 509 - 514.
45. Kloss A. : *Netzstromüberschwingungen bei Direktumrichtern*. Bulletin SEV Nr 69, 1978, s. 37 - 43.
46. Koch G. : *Adaptive relaying - an application view*. Rep. SC 34 - 203, CIGRE Colloquium June 11 -17, Stockholm, 1995.
47. Kockott M. J., Naidoo L. M., Topham G. H. : *The Development of Escom's Future Generation of protection and Substation Control*. 38th CIGRE Session, WG - 34 - 111, Paris 2000.
48. Korbicz J., Obuchowicz A., Uciński D. : *Sztuczne sieci neuronowe. Podstawy i zastosowania*. Akademicka Oficyna Wydawnicza PLJ, Warszawa 1994.
49. Koreman C. G. A., Kezunović M., Lemmer S., Newbould A. : *Configuration and integration of substation secondary equipment*. CIGRE Session - 1996, Rep. WG 34 - 106.
50. Kraus T. P., Shure L., Little J. N. : *Signal Processing Toolbox User's Guide*. Math Works Inc., February 1994.
51. Kronmüller H. : *Digitale Signalverarbeitung*. Springer - Verlag, 1991.
52. Łazarski J. : *Słownik telekomunikacji i sieci komputerowych*. Wydawnictwo MIKOM, Warszawa 2000.
53. Machowski J., Bernas S. : *Stary nieustalone i stabilność systemu elektroenergetycznego*. WNT, Warszawa 1989.
54. MATLAB Reference Guide : *High - Performance Numeric Computation and Visualization Software*. The Math Works Inc., April 1995.
55. Mehrotra K., Mohan C., Ranka S. : *Bounds on the number of samples needed for neural learning*. IEEE Trans. N. N., Vol. 2, 1991, s. 548-558.
56. Ödmansson E., Öhlen C. : *Integrated information systems; protection, substation control, network management-Available solutions on the market*. IEEE/KTH Stockholm Power Tech. Conference, June 18 - 22, Stockholm, Sweden, 1995, s. 219-225.

57. Oppenheim A. V., Schaffer R. W. : *Cyfrowe przetwarzanie sygnałów*. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1979.
58. Osowski S. : *Sieci neuronowe*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1994.
59. Padilla P., Castro I., Castillo J., Thalmman C., De Mesmaeker I., Lucena W. : *Experience on Numerical Substation Protection and Control Systems in Edelca Network*. 38th CIGRE Session, WG - 34 - 102, Paris 2000.
60. Phadke A. G. : *CIGRE technical brochure : Adaptive protections and control*. Electra No 163, December 1995, s. 139 - 147.
61. *Power System Blockset for use with Simulink*. User's Guide. TEQSIM International Inc. 1998.
62. *Problemy automatyki i informatyki, książka jubileuszowa z okazji....* Zakład Narodowy im. Ossolińskich, Wrocław 1998.
63. Rolim J. G., Irving M. R., Machado L. J. : *SECTE-an expert system for voltage control, including topological changes*. IFAC Control of Power Plants and Power Systems, Cancun, Mexico, 1995, s. 177 - 182.
64. Rosołowski E. : *Analiza algorytmów cyfrowych zabezpieczeń elektroenergetycznych*. Prace Naukowe Instytutu Energoelektryki Politechniki Wrocławskiej, seria Monografie Nr 27, Wrocław 1992.
65. Schnellstede G., Vormwald K. : *Modern Control Center System-Architecture, Data Handling, Extended Communication*. IFAC Control on Power Plants and Power Systems, Cancun, Mexico, 1995, s. 497 - 502.
66. Schnett G., Engler F., Jaussi A., Pettersson K., Kaczkowski A. : *The intelligent GIS - a fundamental change in the combination of primary and secondary equipment*. Rep. WG 34 - 104, CIGRE session 1996.
67. Serizawa Y., Takeuchi A., Ibaragie E., Obata Y., Iwatani F., Matsushima T. : *Application of broadband telecommunications and time transfer systems for teleprotection*. 38th CIGRE Session, WG - 34/35 - 01, Paris 2000.
68. Sakaguchi T. : *A statistical decision theoretical approach to digital relaying*. IEEE Trans. PAS -99, 1980. Nr 5, s. 1918-1926.
69. Swartz L., Melcher J. C. : *Integrated protection, control and data acquisition in substations*. CIGRE Session - 1996, Rep. WG 34 - 109.
70. Szafran J. Wiszniewski A. : *Algorytmy pomiarowe i decyzyjne cyfrowej automatyki elektroenergetycznej*. WNT, Warszawa 2001.
71. Tadeusiewicz R. : *Sieci neuronowe*. Akademicka Oficyna Wydawnicza RM, Warszawa 1993.
72. TF 38.06.02 - Report : *Fault diagnosis in electric power systems through AI techniques*. Electra, No 159, April 1995, s. 51 - 73.
73. TF 38.06.06 - Report : *Artificial Neural Network for Power System*. Electra, No 159, April 1995, s. 85 -97.
74. *Typen REG 216 und REG 216 Kompakt Generatorschutz*. ABB Relays (Karta katalogowa).
75. Ungrad H., Winkler W., Wiszniewski A. : *Schutztechnik in Elektroenergiesystemen*. Springer - Verlag, 2 Auflage, 1994.
76. *Use of Intelligent Systems within Substations*. CIGRE Report WG 34.07, ELECTRA No. 181, December 1998, s.93 - 111.
77. Vapnik V., Chervonenkis A. : *On the uniform convergence of relative frequencies of events to their probabilities*. Theory of Probability and its applications, Vol. 16, 1971, s. 264-280.
78. Websper S. P., Dunn R. W., Aggarwal R. K., Johns A. T. : *Artificial intelligence techniques applied to adaptive distance protection*. Proceedings of the 30th Universities Power Engineering Conference 1995, Volume 2, School of Engineering University of Greenwich 5 - 7 September, 1995, s.667 - 670.
79. Wenping Li, Anjan Bose : *Preventive control for dynamic security of power systems*. IFAC Control of Power Plants and Power Systems. Cancun, Mexico, 1995, s. 379 - 383.
80. Wimmer W., Fromm W., Müller P., Ilar F. : *Fundamental considerations on user - configurable multifunctional numerical protection*. Rep. WG 34 - 202, CIGRE session 1996.
81. Winkler W., Wiszniewski A. : *Adaptive protection - potential and limitations*. Rep. SC 34 - 206, CIGRE Colloquium, Stockholm, 1995.
82. Wiszniewski A. : *Algorytmy pomiarów cyfrowych w automatyce elektroenergetycznej*. WNT, Warszawa 1990.
83. Wiszniewski A. : *Przekładniki w elektroenergetyce*. Wyd. 2. WNT, Warszawa 1992.
84. Wróblewska S. : *Elektroenergetyczna automatyka zabezpieczeniowa hydrozespołu odwracalnego w EW Czorsztyn*. Automatyka Elektroenergetyczna nr 2/95, s. 10 - 11.
85. Wróblewska S. : *Elektroenergetyczna automatyka zabezpieczeniowa hydrozespołu odwracalnego w EW Czorsztyn - dokończenie*. Automatyka Elektroenergetyczna nr 3/95, s. 11 - 12.
86. Żydanowicz J. : *Elektroenergetyczna automatyka zabezpieczeniowa. t. II -Automatyka eliminacyjna*. WNT, Warszawa 1985.

ZAŁĄCZNIK DO ROZDZIAŁU 6

Charakterystyka części elektrycznej węzła wytwórczego w postaci elektrowni gazowo-parowej, dla którego przetestowany został inteligentny system automatyki zabezpieczeniowej ISAZ.

Na rysunku Z1 został przedstawiony schemat ideowy rozpatrywanego węzła wytwórczego w postaci elektrowni gazowo-parowej, składający się z trzech obiektów wytwórczych z turbinami gazowymi oraz jednego bloku wytwórczego współpracującego z turbiną parową. Moc całkowita rozpatrywanego węzła w zależności od typu turbiny gazowej kształtuje się na poziomie 1000 MVA. Dalej zostaną omówione główne obiekty tego węzła.

Jednostki wytwórcze G1+G3 z turbinami gazowymi

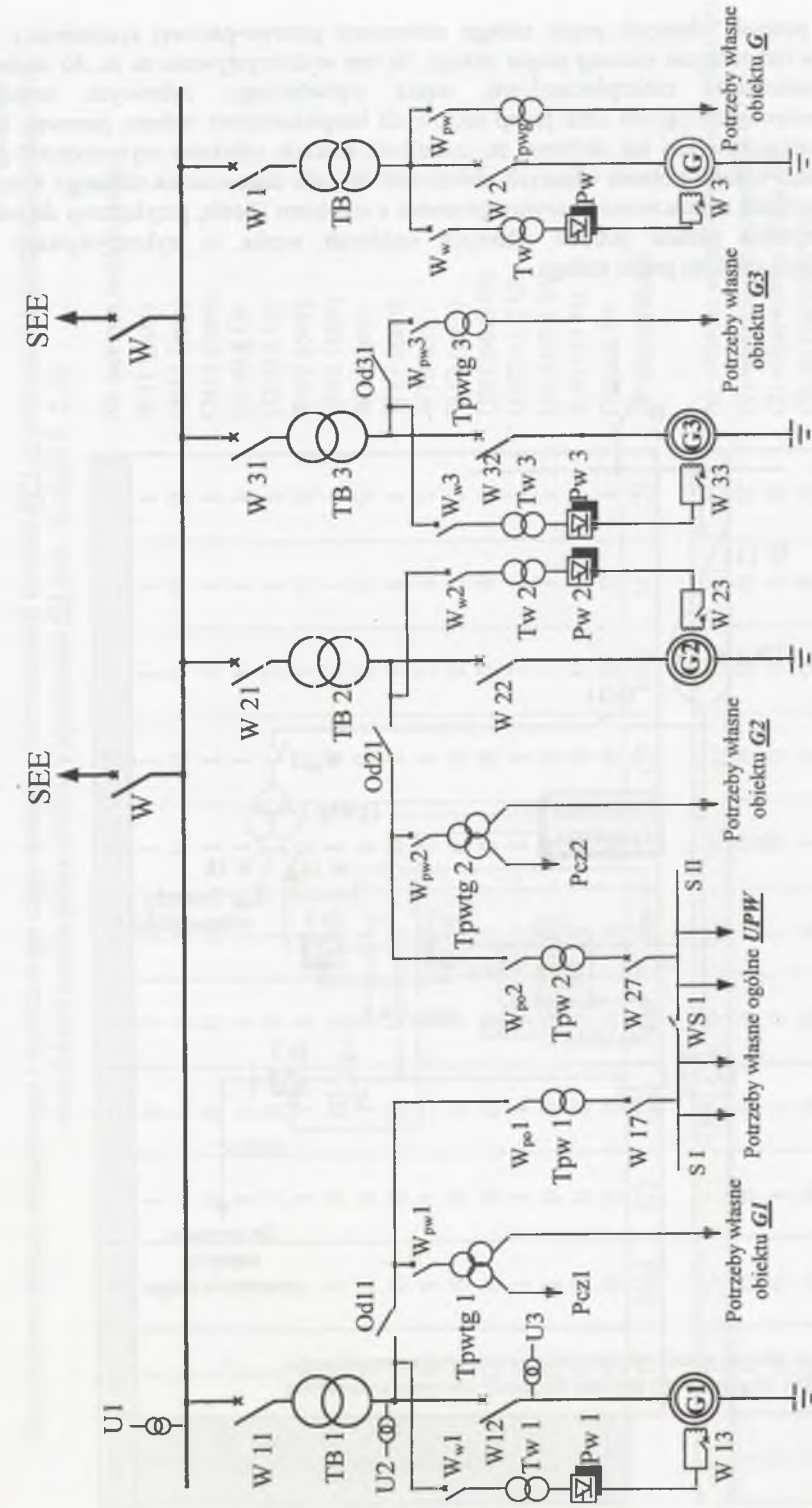
Każda jednostka wytwórcza (G1-G3) z turbiną gazową wyposażona jest w wyłącznik generatorowy W12, W22, W332. Rozwiązanie takie pozwala na bezpośrednie zasilanie zarówno transformatorów układów potrzeb własnych bloków Tpw1+Tpw2, jak i transformatorów potrzeb własnych ogólnych Tpw1+Tpw2 węzła wytwórczego ze strony dolnego napięcia transformatorów blokowych TB1+TB2, upraszczając znacząco układy: rozruchowe i potrzeb własnych. Rozwiązanie takie umożliwia znaczne zwiększenie selektywności pracy automatyki zabezpieczeniowej poszczególnych obiektów cząstkowych elektrowni, jak i podnosi elastyczność pracy oraz dyspozycyjność całego węzła wytwórczego. Transformatory potrzeb własnych Tpw1 i Tpw2 generatorów G1 i G2 z turbinami gazowymi są wykonane jako trójzwojieniowe, z osobnymi uzwojeniami (tzw. „rozruchowymi”) zasilającymi układy przetworników częstotliwości Pcz1 i Pcz2, stanowiące zasadniczą część układu rozruchu częstotliwościowego. Eliminowana jest w ten sposób potrzeba stosowania oddzielnego wysokonapięciowego ciągu zasilającego układy rozruchu częstotliwościowego. Dodatkowo, zastosowanie układów przełączających UP1 (por. rys.Z2) i UP2 pozwala na przyłączenie każdego układu rozruchowego z dowolnym generatorem; zapewnia się w ten sposób stuprocentową redundancję. Zastosowanie statycznych układów rozruchu częstotliwościowego umożliwia połączenie w jeden układ funkcjonalny przetworników częstotliwości wykorzystywanych do rozruchu ze statycznym układem wzbudzenia, np. STARTEX firmy ABB [47], co przedstawiono na rys. Z2.

Blok wytwórczy G z turbiną parową

Każda turbina gazowa połączona jest z tzw. kotłem na ciepło odpadowe, w którym energia cieplna zawarta w produktach spalania gazu wykorzystywana jest do wytwarzania pary stosowanej następnie jako czynnik napędzający turbinę parową. Generator G z turbiną parową pracuje w układzie blokowym i jest synchronizowany z systemem elektroenergetycznym za pomocą wyłącznika W1 strony górnego napięcia transformatora blokowego TB.

Potrzeby własne ogólne UPW węzła wytwórczego

Zasilanie elementów i układów potrzeb własnych prezentowanej elektrowni gazowo-parowej odbywa się za pomocą dwóch transformatorów potrzeb własnych Tpw 1 i Tpw 2, przyłączonych do strony dolnego napięcia transformatorów blokowych TB 1 oraz TB 2. Poprzez transformatory Tpw 1 i Tpw 2 zasilane są dwie sekcje stacji średniego napięcia z możliwością ich połączenia za pomocą wyłącznika sprzęgłowego WS 1 (rys.Z1).



Rys. Z1. Schemat ideowy wybranego węzła wytwórczego
Fig. Z1. Schematic diagram of the selected generating node

Tablica Z2

Przykładowe wartości formuł logicznych stanowiących elementy wejściowych wektorów uczących moduł podsystemu realizującego operacje adaptacji dla obiektu wytwórczego *GI* (por. rozdział 6.3.2)

Wejście	1	1	2	blokada	blokada	blokada	40	41	41
1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
2	0	0	0	0	0	0	0	0	0
3	0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	0	0	0	0	0	0	0	0	0
5	0	0	0	0	0	0	0	0	0
6	0	0	0	0	0	0	0	0	0
7	0	0	0	0	0	0	0	0	0
8	0	0	0	0	0	0	0	0	0
9	0	0	0	0	0	0	0	0	0
10	0	0	0	0	0	0	0	0	0
11	0	0	0	0	0	0	0	0	0
12	0	0	0	0	0	0	0	0	0
13	0	0	0	0	0	0	0	0	0
14	0	0	0	0	0	0	0	0	0
15	0	0	0	0	0	0	0	0	0
16	0	0	0	0	0	0	0	0	0
17	0	0	0	0	0	0	0	0	0
18	0	0	0	0	0	0	0	0	0
19	0	0	0	0	0	0	0	0	0
20	0	0	0	0	1	1	0	0	0
21	0	0	0	0	0	0	1	1	1
22	0	0	0	0	0	0	0	0	0
23	1	1	0	1	0	1	1	0	0
24	0	0	1	0	1	1	0	1	1
25	0	1	1	0	0	1	1	1	1
26	1	1	1	0	1	0	1	0	1
27	1	1	1	1	1	1	1	1	1
Nr	(1)	(3)	(6)	(7)	(298)	(299)	(304)	(305)	(306)

INTELIGENTNE SYSTEMY AUTOMATYKI ZABEZPIECZENIOWEJ DLA ZŁOŻONYCH ELEKTROENERGETYCZNYCH WĘZŁÓW WYTWÓRCZYCH

Streszczenie

W niniejszej monografii została przedstawiona koncepcja systemów automatyki zabezpieczeniowej dedykowanych złożonym węzłom wytwórczym. Systemy te wykorzystują w realizacji założonych zadań struktury sztucznych sieci neuronowych typu MLP (wielowarstwowego perceptronu). Jako złożony węzeł wytwórczy przyjęto strukturę elektryczną elektrowni charakteryzującą się dużą dynamiką, szerokim zakresem możliwych sterowań oraz znaczną elastycznością i różnorodnością funkcjonalną. Należą do nich przede wszystkim elektrownie wyposażone w hydrozespoły odwracalne, czy też elektrownie gazowo-parowe z blokami energetycznymi z turbozespołami gazowymi o rozruchu częstotliwościowym i turbozespołami parowymi o rozruchu tradycyjnym. Złożoność strukturalna i funkcjonalna tych węzłów wytwórczych implikuje konieczność zastosowania inteligentnego systemu automatyki zabezpieczeniowej (ISAZ) o strukturze warstwowej przestrzennie rozproszonej. Takie założenie wymaga odpowiedniego podziału złożonego węzła wytwórczego na obiekty bazowe, cząstkowe i złożone, którym zostają przyporządkowane odpowiednie elementy funkcjonalne ISAZ. Nieodzowność zapewnienia prawidłowej pracy algorytmów zabezpieczeniowych i pomiarowych przy jednoczesnym zagwarantowaniu ich dokładności, szybkości i selektywności działania wymusza znaczne rozszerzenie funkcjonalne obecnie stosowanych systemów zabezpieczeń elektroenergetycznych, jak i zastosowanie nowych środków technicznych przetwarzania danych i podejmowania decyzji, np. w postaci sztucznych sieci neuronowych.

Przedstawiona w pracy koncepcja ISAZ zakłada, że podstawowym zadaniem systemu jest sterowanie funkcjami pomiarowymi i zabezpieczeniowymi przynależnymi do poszczególnych obiektów bazowych danego węzła wytwórczego tak, aby zapewnić prawidłową reakcję algorytmów zabezpieczeniowych na pojawiające się w obszarze węzła zagrożenia i zakłócenia. Wynikiem tego sterowania jest przede wszystkim dopasowanie się funkcji pomiarowych i zabezpieczeniowych do aktualnego stanu pracy chronionego węzła, jak i jego pojedynczych elementów (obiektów). Dopasowanie to przejawia się najczęściej w aktywacji i/lub przeparametryzowaniu odpowiednich grup algorytmów w ślad za zachodzącymi zmianami w strukturze węzła lub w wejściowych sygnałach pomiarowych, np. przy zmianie w szerokim zakresie częstotliwości.

Ze względu na złożoność zabezpieczonego węzła wytwórczego realizacja sterowań w założonych krótkich przedziałach czasowych musi odbywać się kosztem znacznej rozbudowy operacji realizowanych przez ISAZ, co wyraża się złożoną strukturą funkcjonalną i logiczną o cechach pozyskiwania i przetwarzania dużych zbiorów danych, podejmowania decyzji, generowania sygnałów sterujących oraz realizacji określonych funkcji wykonawczych. Cechy te uzyskuje się w oparciu o cztery zintegrowane zbiory operacji: identyfikacji aktualnych warunków i stanu pracy rozpatrywanego węzła i jego elementów składowych, podejmowania decyzji adaptacyjnych i generacji odpowiednich sygnałów sterujących, realizacji funkcji pomiarowych i zabezpieczeniowych oraz rozpoznania rodzaju i miejsca wystąpienia zakłócenia w obrębie nadzorowanego węzła wytwórczego.

Mnogość i różnorodność danych oraz informacji niezbędnych do prawidłowej realizacji przyjętych operacji zdecydowała o zastosowaniu w ISAZ równoległego przetwarzania danych. Ponadto zapewniono niską wrażliwość na braki lub przekłamania, które mogą wystąpić w pozyskiwanych informacjach, oraz uzyskano dużą odporność na uszkodzenia we

własnej strukturze. Do realizacji operacji identyfikacji, adaptacji oraz analizy zagrożeń i zakłóceń zastosowano sztuczne sieci neuronowe.

W celu zespolenia w jeden system wszystkich rozproszonych przestrzennie układów funkcjonalnych ISAZ, przy jednoczesnym zapewnieniu swobody przesyłu i wymiany informacji pomiędzy tymi układami, konieczne było opracowanie zasad tworzenia i funkcjonowania wewnętrznej sieci teleinformatycznej.

Na podstawie sformułowanych zasad opracowano cyfrowy model symulacyjny ISAZ, przeznaczony dla elektrowni składającej się z bloków energetycznych z turbinami gazowymi i parowymi. Badania symulacyjne, przeprowadzone dla wybranej elektrowni, potwierdziły konieczność integracji w inteligentnym systemie automatyki operacji identyfikacji, adaptacji i analizy zakłóceń. W wyniku tych operacji uzyskuje się mocną bazę informacyjną i doradcą gwarantującą prawidłowy i niezawodny proces adaptacyjny i decyzyjny automatyki zabezpieczeniowej całego złożonego węzła wytwórczego. Zastosowanie sztucznych sieci neuronowych pozwoliło zwiększyć stopień prawidłowości podejmowanych przez ISAZ decyzji sterujących i zabezpieczeniowych w bardzo krótkim czasie i to dla wszystkich możliwych stanów pracy węzła.

Przyjęta rozproszona struktura funkcjonalna i logiczna ISAZ pozwalają uzyskać duży stopień jego elastyczności i otwartości, rozumianej jako łatwość rozszerzania zakresu lub modyfikacji operacji realizowanych przez ten system. W ten sposób będzie można uzyskać dużo lepsze rozpoznanie, identyfikację i eliminację zakłóceń w złożonych węzłach wytwórczych niż za pomocą obecnie stosowanej automatyki zabezpieczeniowej.

INTELLIGENT PROTECTION SYSTEMS FOR COMPLEX POWER GENERATING NODES

Summary

The monograph presents a concept of intelligent protection systems dedicated to complex power generating nodes. These systems are based on artificial neural networks (ANN) of the MLP-type (multiplayer perceptron). As a complex power generating node a power station structure has been assumed, distinguished by a large dynamics, wide range of possible operations as well as considerable flexibility and functional variety. To them belong first of all hydro-electric power plants with reversible turbine-pump sets and gas-steam generating stations with generator-transformer units with frequency starting gas-turbine generator sets and conventional steam-turbines. The structural and functional complexity of such generating nodes implicate the necessity of the application of spatial dispersed intelligent protection systems (ISAZ) with layer structures. This assumption requires a respective division of a given complex generating node into basic, partial and compound objects to which correspondent functional elements of the ISAZ-system are being assigned. The inevitability of the correct operation assurance of protective and measuring algorithms by the fulfillment of their accuracy, speed and selectivity forces significantly the functional enlargement of nowadays applied protective systems as well as the implementation of new technical means for data acquisition and decision-making, e.g. in form of artificial neural networks (ANN).

The present concept of ISAZ assumes that their fundamental task is the control of measuring and protective functions of the corresponding basic generating objects in such a way that the correct performance of protective algorithms during faults and emergency states within the area of the complex generating node are ensured. The result of this control is above all the adaptation of measuring and protective functions to the current operational state of the protected generating node and its individual elements (objects). This adaptation reveals most often in the activation and/or reparametrization of respective groups of algorithms in consequence of changes in the node structure or in measuring input signals, e.g. during frequency variations in a broad range.

On account of the complexity of the protected generating node its control in short assumed time intervals takes place at the expense of a significant extension of operations realized in the ISAZ, which leads to a compound functional and logical structure with features of acquisition and processing of huge data sets, decision-making, generation of control signals and realization of definite final control functions. These features are being obtained thanks to four integrated operation sets, i.e. the identification of the current operational state and conditions of the given power generating node and its individual objects, the adaptation decisions and generation of respective control signals, the accomplishment of measuring and protective functions, and finally the recognition of type and place of fault within the protected power generating node.

The multitude and diversity of data and informations indispensable for the correct realization of the assumed operations decided about the application of parallel data processing in the ISAZ-systems. Moreover, only a inconsiderable susceptibility on failing or incorrect informations and signals has been assured, as well as a great resistance upon failures in the internal structure of the ISAZ-systems. For the realization of identification, adaptation and fault or emergency analysis artificial neural networks have been applied.

For the integration into one system all dispersed individual functional units of the ISAZ-system, with the ensurance of unbounded transmission and exchange of information between them, it was indispensable to elaborate principles for the creation and operation of a internal teleinformatic network. Consequently, a digital simulation model of the ISAZ-system has

been developed dedicated to a power station with generating units driven by both gas- and steam turbines. Simulation tests performed for a selected power plant confirm the necessity of the integration in the ISAZ-system the operations of identification, adaptation and fault emergency analysis. As a result a firm information and advisory base for a correct and reliable adaptation and decision-making process of the power system protection system of the whole complex generating node has been obtained. The application of ANN provides the enhancement of operation correctness of the ISAZ-system in a very short time for all possible operating conditions of the power node.

Choosing a dispersed functional and logical structure of the ISAZ-system a great flexibility and openness, i.e. easiness in the enlargement as well as modification of operations by the intelligent system has been obtained.

Hence, much better fault recognition, identification and elimination than in power protection systems nowadays used in complex generating used can be achieved.



BIBLIOTEKA GŁÓWNA
Politechniki Śląskiej

P 3347/02/183

Druk: Drukarnia Gliwice, ul. Życiostwa 27, tel. 230 49 50