

Prace Naukowe Instytutu Energoelektryki  
Politechniki Wrocławskiej

**93**

Seria: Monografie

**29**

---

**Waldemar Rebizant**

# **Metody inteligentne w automatyce zabezpieczeniowej**

Wrocław 2004



Waldemar REBIZANT

Intelligent methods  
in power system protection





**Waldemar Rebizant**

# **Metody inteligentne w automatyce zabezpieczeniowej**



Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej · Wrocław 2004

114746

## Recenzenci

Józef LORENC

Eugeniusz ROSOŁOWSKI

## Opracowanie redakcyjne

Aleksandra WAWRZYŃKOWSKA

Biblioteka Główna i OINT  
Politechniki Wrocławskiej



100024440



318313 L/1

© Copyright by Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2004

OFICyna WYDAWNICZA POLITECHNIKI WROCLAWSKIEJ

Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław

ISSN 0324-976x

Drukarnia Oficyny Wydawniczej Politechniki Wrocławskiej. Zam. nr 311/2004.

11788

2004/0737/D

## SPIS TREŚCI

|                                                                                                                                   |    |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Wykaz ważniejszych oznaczeń .....                                                                                                 | 8  |
| 1. Wstęp .....                                                                                                                    | 10 |
| 2. Cel i zakres pracy .....                                                                                                       | 13 |
| 2.1. Układy adaptacyjne .....                                                                                                     | 13 |
| 2.2. Wykorzystanie technik inteligentnych .....                                                                                   | 15 |
| 3. Struktura algorytmiczna i sprzętowa zabezpieczeń elektroenergetycznych .....                                                   | 17 |
| 3.1. Struktura oraz etapy przetwarzania sygnałów w zabezpieczeniu cyfrowym .....                                                  | 17 |
| 3.2. Metody pomiarowe i algorytmy decyzyjne w zabezpieczeniach cyfrowych .....                                                    | 19 |
| 3.2.1. Podstawowe rodziny algorytmów pomiarowych .....                                                                            | 19 |
| 3.2.2. Metody podejmowania decyzji .....                                                                                          | 21 |
| 3.3. Problemy współczesnych zabezpieczeń cyfrowych .....                                                                          | 23 |
| 4. Idea adaptacyjności w odniesieniu do zabezpieczeń cyfrowych .....                                                              | 25 |
| 4.1. Podział i rodzaje możliwej adaptacji .....                                                                                   | 25 |
| 4.2. Potencjalne obszary adaptacyjności w zabezpieczeniach cyfrowych .....                                                        | 29 |
| 5. Adaptacyjne szerokopasmowe estymatory wielkości kryterialnych zabezpieczeń .....                                               | 31 |
| 5.1. Wstęp .....                                                                                                                  | 31 |
| 5.2. Standardowe algorytmy pomiarowe z wykorzystaniem składowych ortogonalnych .....                                              | 32 |
| 5.3. Wąskopasmowe niezależne częstotliwościowo estymatory wielkości kryterialnych .....                                           | 35 |
| 5.4. Adaptacyjna metoda pomiaru wielkości kryterialnych w szerokim zakresie częstotliwości .....                                  | 38 |
| 5.5. Metoda adaptacji oparta na zgrubej estymacji częstotliwości składowej podstawowej .....                                      | 39 |
| 5.6. Metoda adaptacji oparta na estymacji okresu składowej podstawowej .....                                                      | 42 |
| 5.7. Wyniki badań symulacyjnych .....                                                                                             | 43 |
| 5.7.1. Wyniki badań dla algorytmu pomiaru częstotliwości .....                                                                    | 44 |
| 5.7.2. Badania algorytmu pomiaru impedancji i jej składowych .....                                                                | 49 |
| 5.7.3. Testowanie estymatorów adaptacyjnych z użyciem sygnałów z symulacji w programie ATP .....                                  | 54 |
| 5.7.4. Testowanie estymatorów adaptacyjnych bazujących na zgrubnym pomiarze okresu składowej podstawowej .....                    | 56 |
| 5.8. Adaptacyjny pomiar składowych symetrycznych .....                                                                            | 58 |
| 5.8.1. Podstawy cyfrowego wyznaczania składowych symetrycznych .....                                                              | 59 |
| 5.8.2. Adaptacyjna procedura pomiaru wielkości symetrycznych .....                                                                | 61 |
| 5.8.3. Wyniki testowania algorytmu .....                                                                                          | 62 |
| 5.9. Praktyczna implementacja adaptacyjnego algorytmu pomiarowego .....                                                           | 65 |
| 5.10. Podsumowanie .....                                                                                                          | 68 |
| 6. Zabezpieczenie generatora z adaptacją stabilizacji charakterystyki różnicowej w czasie nasycenia przekładników prądowych ..... | 70 |
| 6.1. Wstęp .....                                                                                                                  | 70 |
| 6.2. Schemat blokowy adaptacyjnego zabezpieczenia różnicowego .....                                                               | 73 |
| 6.3. Metody wyznaczania parametrów składowej nieokresowej prądu zwarciovego ...                                                   | 74 |
| 6.3.1. Algorytm półokresowy oparty na filtrach Fouriera .....                                                                     | 75 |
| 6.3.2. Algorytmy z filtrami Walsha .....                                                                                          | 76 |

|                                                                                                               |     |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 6.3.3. Porównanie algorytmów pomiarowych .....                                                                | 78  |
| 6.4. Wyznaczanie czasu nasycenia przekładnika prądowego .....                                                 | 80  |
| 6.4.1. Początek i koniec nasycenia przekładnika .....                                                         | 80  |
| 6.4.2. Badania symulacyjne .....                                                                              | 83  |
| 6.5. Adaptacja charakterystyki różnicowej .....                                                               | 88  |
| 6.6. Testowanie zabezpieczenia .....                                                                          | 97  |
| 6.7. Podsumowanie .....                                                                                       | 99  |
| 7. Techniki inteligentne .....                                                                                | 100 |
| 7.1. Wstęp .....                                                                                              | 100 |
| 7.2. Sztuczne sieci neuronowe .....                                                                           | 102 |
| 7.3. Algorytmy bazujące na logice rozmytej .....                                                              | 106 |
| 7.4. Systemy ekspertowe .....                                                                                 | 112 |
| 7.5. Podsumowanie i porównanie technik .....                                                                  | 114 |
| 8. Neuronowe zabezpieczenie generatora przed poślizgiem biegunów .....                                        | 116 |
| 8.1. Wstęp .....                                                                                              | 116 |
| 8.2. Sygnały uczące i testujące dla sieci neuronowej .....                                                    | 120 |
| 8.2.1. Symulacja sytuacji awaryjnych z wykorzystaniem ATP .....                                               | 120 |
| 8.2.2. Wybór sygnałów wejściowych sieci neuronowej .....                                                      | 123 |
| 8.3. Testowanie i optymalizacja klasyfikatora .....                                                           | 125 |
| 8.3.1. Detekcja poślizgu biegunów generatora .....                                                            | 126 |
| 8.3.2. Klasyfikator predykcyjny .....                                                                         | 126 |
| 8.4. Badanie odporności rozwiązania .....                                                                     | 129 |
| 8.5. Porównanie z klasycznymi układami detekcji poślizgu biegunów i pracy<br>asynchronicznej generatora ..... | 130 |
| 8.6. Podsumowanie .....                                                                                       | 131 |
| 9. Wykrywanie poślizgu generatora z wykorzystaniem wnioskowania rozmytego .....                               | 132 |
| 9.1. Wstęp .....                                                                                              | 132 |
| 9.2. Rozmyty układ wnioskujący – model Sugeno .....                                                           | 132 |
| 9.3. Zabezpieczenie przed poślizgiem biegunów oparte na wnioskowaniu rozmytym .....                           | 135 |
| 9.4. Analiza odporności rozwiązania i badania porównawcze .....                                               | 138 |
| 9.5. Rozwiązanie hybrydowe .....                                                                              | 140 |
| 9.6. Podsumowanie .....                                                                                       | 142 |
| 10. Genetyczna optymalizacja struktury sieci neuronowej do zabezpieczenia generatora ...                      | 144 |
| 10.1. Wstęp .....                                                                                             | 144 |
| 10.2. Podstawy optymalizacji genetycznej .....                                                                | 145 |
| 10.3. Implementacja algorytmu genetycznego .....                                                              | 148 |
| 10.4. Genetyczny dobór topologii SSN do zadania klasyfikacji stanu pracy generatora .....                     | 151 |
| 10.5. Podsumowanie .....                                                                                      | 153 |
| 11. Osiągnięcia autora rozprawy .....                                                                         | 154 |
| 11.1. Wnioski szczegółowe .....                                                                               | 154 |
| 11.2. Osiągnięcia naukowe .....                                                                               | 156 |
| 12. Podsumowanie .....                                                                                        | 158 |
| Literatura .....                                                                                              | 161 |
| Intelligent methods in power system protection. Summary .....                                                 | 168 |

# CONTENTS

|                                                                                                                        |    |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| List of the most important symbols .....                                                                               | 8  |
| 1. Introduction .....                                                                                                  | 10 |
| 2. Aim and scope of work .....                                                                                         | 13 |
| 2.1. Adaptive systems .....                                                                                            | 13 |
| 2.2. Application of intelligent techniques .....                                                                       | 15 |
| 3. Algorithmic and hardware structure of power system protection relays .....                                          | 17 |
| 3.1. Structure and steps of signal processing in digital relays .....                                                  | 17 |
| 3.2. Measurement and decision-making methods in digital relays .....                                                   | 19 |
| 3.2.1. Basic families of measurement algorithms .....                                                                  | 19 |
| 3.2.2. Decision-making methods .....                                                                                   | 21 |
| 3.3. Problems of contemporary digital protections .....                                                                | 23 |
| 4. Adaptivity idea in digital protection systems .....                                                                 | 25 |
| 4.1. Classification and kinds of conceivable adaptation .....                                                          | 25 |
| 4.2. Potential areas of adaptivity in digital protections .....                                                        | 29 |
| 5. Adaptive broad-band estimators of protection criterion values .....                                                 | 31 |
| 5.1. Introduction .....                                                                                                | 31 |
| 5.2. Standard measurement algorithms applying orthogonal components .....                                              | 32 |
| 5.3. Narrow-band frequency independent estimators of protection criteria .....                                         | 35 |
| 5.4. Adaptive method of criterion values measurement in broad frequency range .....                                    | 38 |
| 5.5. Adaptation method based on coarse frequency estimation of fundamental component .....                             | 39 |
| 5.6. Adaptation method based on estimation of fundamental component period .....                                       | 42 |
| 5.7. Results of simulative investigations .....                                                                        | 43 |
| 5.7.1. Testing results for frequency measurement algorithm .....                                                       | 44 |
| 5.7.2. Evaluation of measurement algorithms for impedance components .....                                             | 49 |
| 5.7.3. Assessment of adaptive estimators with ATP generated simulation signals .....                                   | 54 |
| 5.7.4. Testing of adaptive measurement algorithms basing on coarse estimation of signal period .....                   | 56 |
| 5.8. Adaptive measurement of symmetrical components .....                                                              | 58 |
| 5.8.1. Fundamentals of digital calculation of symmetrical components .....                                             | 59 |
| 5.8.2. Adaptive measurement procedure for chosen symmetrical variables .....                                           | 61 |
| 5.8.3. Results of algorithm evaluation .....                                                                           | 62 |
| 5.9. Practical real-time implementation of an adaptive estimation algorithm .....                                      | 65 |
| 5.10. Resume .....                                                                                                     | 68 |
| 6. Generator protection with adaptation of differential characteristic during saturation of current transformers ..... | 70 |
| 6.1. Introduction .....                                                                                                | 70 |
| 6.2. Block scheme of the adaptive differential protection .....                                                        | 73 |
| 6.3. Measurement methods of DC component parameters in the fault current .....                                         | 74 |
| 6.3.1. Half-cycle algorithm based on Fourier filters .....                                                             | 75 |
| 6.3.2. Algorithms applying Walsh filtering .....                                                                       | 76 |
| 6.3.3. Comparative analysis of the measurement algorithms .....                                                        | 78 |
| 6.4. Determination of saturation period of current transformers .....                                                  | 80 |
| 6.4.1. Beginning and end of CT saturation .....                                                                        | 80 |
| 6.4.2. Simulative investigations .....                                                                                 | 83 |

|                                                                                       |     |
|---------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 6.5. Adaptation of the differential characteristic .....                              | 88  |
| 6.6. Protection testing .....                                                         | 97  |
| 6.7. Resume .....                                                                     | 99  |
| 7. Intelligent techniques .....                                                       | 100 |
| 7.1. Introduction .....                                                               | 100 |
| 7.2. Artificial neural networks .....                                                 | 102 |
| 7.3. Fuzzy logic based algorithms .....                                               | 106 |
| 7.4. Expert systems .....                                                             | 112 |
| 7.5. Comparison of the techniques .....                                               | 114 |
| 8. Neural protection of generator against out-of-step .....                           | 116 |
| 8.1. Introduction .....                                                               | 116 |
| 8.2. Training and testing signals for a neural network .....                          | 120 |
| 8.2.1. Simulation of transient cases with use of ATP .....                            | 120 |
| 8.2.2. Selection of input signals for ANN .....                                       | 123 |
| 8.3. Testing and optimisation of the classifier .....                                 | 125 |
| 8.3.1. Detection of generator out-of-step events .....                                | 126 |
| 8.3.2. Predictive classifier .....                                                    | 126 |
| 8.4. Classifier robustness testing .....                                              | 129 |
| 8.5. Comparison with classical versions of out-of-step protection systems .....       | 130 |
| 8.6. Resume .....                                                                     | 131 |
| 9. Generator out-of-step protection with application of fuzzy reasoning .....         | 132 |
| 9.1. Introduction .....                                                               | 132 |
| 9.2. Fuzzy inference system – Sugeno type .....                                       | 132 |
| 9.3. Fuzzy inference based out-of-step protection .....                               | 135 |
| 9.4. Robustness testing and comparative analyses .....                                | 138 |
| 9.5. Hybrid solutions .....                                                           | 140 |
| 9.6. Resume .....                                                                     | 142 |
| 10. Genetic optimisation of ANN structure for generator out-of-step protection .....  | 144 |
| 10.1. Introduction .....                                                              | 144 |
| 10.2. Basics of genetic optimisation .....                                            | 145 |
| 10.3. Implementation of genetic algorithm .....                                       | 148 |
| 10.4. Genetic selection of ANN topology for generator state classification task ..... | 151 |
| 10.5. Resume .....                                                                    | 153 |
| 11. Achievements of the author .....                                                  | 154 |
| 11.1. Detailed conclusions .....                                                      | 154 |
| 11.2. Research achievements .....                                                     | 156 |
| 12. Resume .....                                                                      | 158 |
| References .....                                                                      | 161 |
| Intelligent methods in power system protection. Summary .....                         | 168 |

*Elektroenergetyka,  
automatyka zabezpieczeniowa,  
pomiar cyfrowy, podejmowanie decyzji,  
układy inteligentne, adaptacja,  
sztuczne sieci neuronowe,  
układy rozmyte*

Waldemar REBIZANT\*

## **METODY INTELIGENTNE W AUTOMATYCE ZABEZPIECZENIOWEJ**

W pracy przedstawiono idee i szczegółowe rozwiązania układów pomiarowych i decyzyjnych cyfrowych zabezpieczeń elektroenergetycznych, wykorzystujące zasady adaptacyjności oraz techniki inteligentne. W rozdziałach wstępnych nakreślono podstawowe cechy układów adaptacyjnych i inteligentnych oraz wskazano na istniejące i potencjalne obszary zastosowań obu rodzin algorytmów. Szczegółowo opisano opracowane przez autora układy adaptacyjnego pomiaru wielkości kryterialnych zabezpieczeń z dopasowaniem do aktualnej wartości częstotliwości oraz adaptacyjnego zabezpieczenia różnicowego generatora z bieżącą zmianą stabilizacji do warunków potencjalnego nasycenia przekładników prądowych podczas bliskich zwarć zewnętrznych. Techniki inteligentne, tj. sztuczne sieci neuronowe i układy wnioskowania rozmytego, zastosowano do zabezpieczenia generatora synchronicznego przed poślizgiem biegunów i utratą synchronizmu, uzyskując poprawę selektywności oraz znaczne przyspieszenie procesu podejmowania decyzji. Do projektowania klasyfikatorów neuronowych zaadaptowano zasady optymalizacji genetycznej, przez co otrzymano struktury sieci neuronowych o małej liczbie neuronów, cechujące się łatwością generalizacji zdobytej w procesie uczenia wiedzy.

---

\* Instytut Energoelektryki Politechniki Wrocławskiej, 50-370 Wrocław, Wybrzeże Wyspiańskiego 27.

# WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ

|                                                        |                                                                                                                   |
|--------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| $x, y, X, Y$                                           | – sygnały, ich amplitudy                                                                                          |
| $x_f$                                                  | – sygnał na wyjściu filtru                                                                                        |
| $x_c, x_s$                                             | – składowe ortogonalne sygnału $x$ , bezpośrednia i kwadraturowa                                                  |
| $\Omega, \Omega_1, \Omega_2$                           | – przestrzeń decyzyjna i jej podprzestrzenie                                                                      |
| $f(X, H_i)$                                            | – warunkowy rozkład prawdopodobieństwa wielkości decyzyjnej $X$ dla $i$ -tej hipotezy                             |
| $U, I, \varphi_u, \varphi_i$                           | – amplituda i faza początkowa sygnału napięciowego i prądowego                                                    |
| $u_c, u_s, i_c, i_s$                                   | – składowe ortogonalne napięcia i prądu                                                                           |
| $u_{cf}, u_{sf}, i_{cf}, i_{sf}$                       | – składowe ortogonalne na wyjściu filtrów cyfrowych                                                               |
| $f, \Delta f$                                          | – częstotliwość, odchyłka częstotliwości                                                                          |
| $f_i, \omega_i, T_i$                                   | – częstotliwość, pulsacja i okres impulsowania                                                                    |
| $f_1, \omega_1, T_1$                                   | – częstotliwość, pulsacja i okres składowej podstawowej                                                           |
| $\gamma$                                               | – pulsacja względna, odniesiona do pulsacji impulsowania                                                          |
| $f_k, \omega_k$                                        | – dyskretna wartość częstotliwości i pulsacji                                                                     |
| $\Delta\omega_k$                                       | – odchylenie od najbliższej dyskretnej wartości pulsacji                                                          |
| $N, N_m, \Delta N$                                     | – aktualna dyskretna i ciągła wartość okresu oraz odchyłka od $N$ , wyrażone w okresach impulsowania              |
| $\varepsilon$                                          | – wartość progowa procedury zgrubnej estymacji częstotliwości                                                     |
| $y_{3f} = [y_{L1}, y_{L2}, y_{L3}]$                    | – wektor sygnałów fazowych napięcia lub prądu                                                                     |
| $y_{012} = [y_0, y_1, y_2]$                            | – wektor składowych symetrycznych napięcia lub prądu                                                              |
| $y_{012}^R, y_{3f}^R, y_{012}^I, y_{3f}^I$             | – części rzeczywiste i urojone wektorów sygnałów fazowych i składowych symetrycznych                              |
| $y_{012}^{RF}, y_{3f}^{RF}, y_{012}^{IF}, y_{3f}^{IF}$ | – części rzeczywiste i urojone wektorów sygnałów fazowych i składowych symetrycznych na wyjściu filtrów cyfrowych |
| $S, S^R, S^I$                                          | – macierz transformacji symetrycznych, jej składowe: rzeczywista i urojona                                        |
| $a$                                                    | – operator przesunięcia fazowego o $2\pi/3$                                                                       |
| $t, n$                                                 | – czas ciągły i dyskretny                                                                                         |
| $k, m$                                                 | – liczba próbek opóźnienia sygnału                                                                                |
| $F_c(\omega), F_s(\omega)$                             | – wzmocnienia cyfrowych filtrów ortogonalnych                                                                     |
| $g_c(\omega), g_s(\omega)$                             | – wzmocnienia unormowane cyfrowych filtrów ortogonalnych, odpowiednio dla składowej bezpośredniej i kwadraturowej |
| $I_1$                                                  | – amplituda składowej podstawowej prądu                                                                           |
| $I_{DC}, T_N$                                          | – wartość początkowa i stała czasowa zanikania składowej aperiodycznej                                            |
| $I_{n1}, I_{n2}$                                       | – amplitudy prądów znamionowych pierwotnego i wtórnego przekładnika prądowego                                     |
| $I_d, I_s$                                             | – amplituda prądów różnicowego i wzdluznego                                                                       |
| $K_n$                                                  | – graniczny współczynnik dokładności przekładnika prądowego                                                       |
| $I_\mu, I_{\mu DC}, I_{\mu AC}, I_{\mu sum}$           | – prąd magnesowania przekładnika prądowego, jego składowe i wartość sumaryczna                                    |
| $B, B_{DC}, B_{AC}, B_{sum}$                           | – indukcja w rdzeniu przekładnika, jej składowe i wartość sumaryczna                                              |
| $B_s, B_{max}$                                         | – indukcja nasycenia i jej wartość maksymalna w rdzeniu przekładnika                                              |
| $t_{s1}, t_{s2}$                                       | – czasy wejścia i wyjścia przekładnika prądowego z nasycenia                                                      |



|                 |                                                              |
|-----------------|--------------------------------------------------------------|
| $m_0, m_1$      | – współczynniki nastaw charakterystyki różnicowej generatora |
| $P, Q, R, X, Z$ | – składowe mocy oraz składowe i moduł impedancji             |
| $\mu_A$         | – funkcja przynależności zbioru rozmytego $A$                |

# 1. WSTĘP

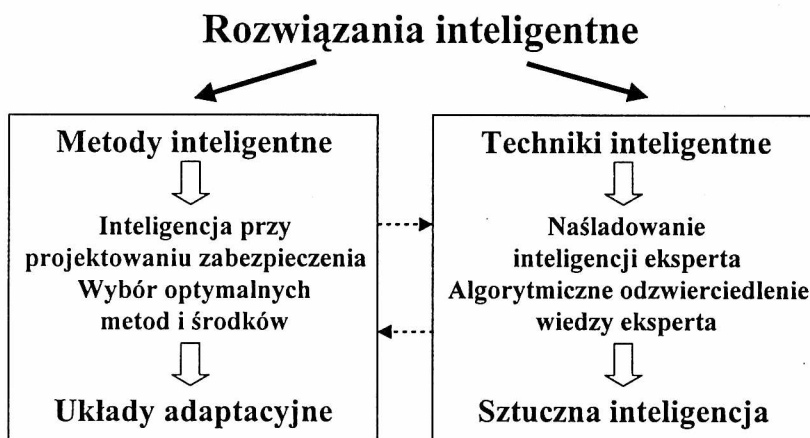
Współczesne systemy elektroenergetyczne stanowią ogromne pod względem obszaru i skomplikowane funkcjonalnie układy, których utrzymanie w ruchu i prawidłowa praca uwarunkowane są zastosowaniem odpowiednio zaprojektowanych, nowoczesnych systemów automatyki i zabezpieczeń. Systemy te, obecnie coraz częściej i w większym stopniu zintegrowane, podlegały przez lata metamorfozie obejmującej zastosowaną platformę sprzętową oraz, co jest z tym nieodłącznie związane, realizowane funkcje. Pierwsze generacje układów automatyki elektroenergetycznej realizowane były w technice analogowej. Implementacja pewnych funkcji (obliczeniowych, adaptacyjnych, czy też komunikacji z innymi obiektami) była w tych warunkach utrudniona. Niewielką poprawę przyniosła również realizacja układów automatyki i zabezpieczeń w technice półprzewodnikowej – statycznej, obserwowana na początku lat 60. ubiegłego stulecia. Dopiero zastosowanie techniki cyfrowej w latach 80. stanowiło istotny przełom związany z poprawą szybkości działania, dokładności obliczeń i selektywności. Cyfrowe układy automatyki elektroenergetycznej realizują swoje funkcje dzięki zastosowaniu programów obliczeniowych, decyzyjnych i logicznych, a więc w dziedzinie tzw. software'u, korzystając z obszernej pamięci, w której gromadzone są informacje (sygnały i inne dane) z systemu elektroenergetycznego. Przez wiele lat układy cyfrowe powielały jednak pod względem funkcjonalnym znane wcześniej odpowiedniki analogowe. Stosunkowo niedawno, bo od początku lat 90. XX wieku, możliwości techniki cyfrowej zaczęły być wykorzystywane w szerszym zakresie. Przyniosło to znaczący postęp w dziedzinie automatyki elektroenergetycznej.

W niniejszej pracy opisano metody i techniki inteligentne, które mogą być użyte w celu dalszej poprawy funkcjonowania zabezpieczeń cyfrowych. Punktem wyjścia w pracy jest założenie, że standardowo dostępne i stosowane algorytmy cyfrowego pomiaru wielkości kryterialnych oraz metody oceny wyników pomiaru i podejmowania decyzji nie są w stanie zapewnić stuprocentowo pewnej identyfikacji stanu chronionego obiektu. Spojrzenie na zabezpieczenia cyfrowe z dystansu, pod kątem ich podstawowego zadania i realizowanych funkcji, nasuwa potrzebę wprowadzenia rozwiązań inteligentnych, które zasadniczo można podzielić na dwie następujące grupy:

- metody inteligentne,
- techniki i narzędzia inteligentne.

Pierwsza grupa rozwiązań, obejmująca układy adaptacyjne, jest z natury swojej ogólniejsza i wywodzi się z wprowadzania zasad ludzkiej inteligencji w analizowaniu problemów (nie tylko technicznych) i projektowaniu układów, które dzięki temu mogą poprawnie, elastycznie reagować na zmieniające się warunki pracy. W związku z tym wypada się w tym miejscu odwołać do definicji inteligencji, którą za niemieckim naukowcem Alexandrem Spörlem (lata 60.–70. XX wieku) można sformułować następująco [106]:

„Inteligencją nazywamy zdolność istoty żywej (lub maszyny) do zbierania informacji, gromadzenia spostrzeżeń i doświadczeń oraz określania związków i zależności przyczynowo-skutkowych, które mogą być wykorzystane do oceny zebranej informacji i podjęcia odpowiednich działań”.



Rys. 1.1. Podział rozwiązań inteligentnych  
Fig. 1.1. Classification of intelligent approaches

Inteligencja może być także rozumiana jako „zdolność ludzkiego umysłu do dostosowywania się do zmieniających się okoliczności i warunków, a także umiejętność rozumienia znaczeń i wyciągania wniosków, w celu wypracowania sensownych reakcji na te sygnały i warunki zewnętrzne” [41].

W takim szerokim ujęciu inteligentne są na pewno układy stosujące zasady adaptacyjności, projektowane tak, aby – podobnie do eksperta, znającego dobrze daną dziedzinę wiedzy i rozwiązującego problemy na zasadzie logicznego myślenia – mogły sensownie i elastycznie reagować na zmieniające się warunki systemowe. Owa elastyczność, w odróżnieniu od sztywno zadanych algorytmów, sprawia, że zastosowanie reguł adaptacyjności przynosi większą pewność działania oraz pozwala na uniknięcie błędnych decyzji, które w systemie elektroenergetycznym wiązałyby się ze zmniejszeniem bezpieczeństwa pracy systemu (uszkodzenia poszczególnych elementów, zagrożenie stabilności systemu) oraz ze znacznymi stratami finansowymi wskutek szkód wywołanych przedłużającym się, nie wyłączonym na czas zwarcie.

Opisowi rodzajów oraz zasad możliwej adaptacji w zabezpieczeniach elektroenergetycznych poświęcony jest rozdział 4 pracy, po czym w kolejnych rozdziałach przedstawiono dwa rozwiązania adaptacji: w części pomiarowej (adaptacja do zmian częstotliwości sygnałów wejściowych) oraz decyzyjnej zabezpieczenia (adaptacyjna procedura stabilizacji charakterystyki różnicowej zabezpieczenia generatora synchronicznego dla bliskich zwarć zewnętrznych). Inteligencja zawarta w tych rozwią-

zaniach polega na takim ich zaprojektowaniu, aby prowadzone w zabezpieczeniu pomiary i podejmowane decyzje uwzględniały zmienność warunków pracy chronionego obiektu.

Drugi typ rozwiązań inteligentnych opisanych w niniejszej pracy, które można określić mianem technik i narzędzi inteligentnych, należy do grupy nazywanej potocznie sztuczną inteligencją (ang. *artificial intelligence*, AI). Przekornie można sztuczną inteligencję zdefiniować jako „study of how to make computers do things at which, at the moment, people are better” [91], czyli próbę realizacji złożonych zadań inżynierskich z pomocą komputerów i narzędzi programistycznych.

Sztuczna inteligencja jest w związku z tym działem informatyki oraz wiedzy o komputerach, dla których próbuje się adaptować zasady ludzkiej inteligencji tak, aby opracowane programy jak najlepiej imitowały sposoby ludzkiego myślenia i działania w określonych sytuacjach. Naśladowanie ludzkiej inteligencji z pomocą narzędzi programistycznych obejmuje między innymi zdolności do:

- podejmowania racjonalnych decyzji,
- rozsądnego postępowania wobec brakujących bądź niedokładnych danych,
- szybkiego dopasowania się do nowych okoliczności,
- samouczenia i poprawy działania w dłuższym horyzoncie czasowym na bazie zebranego doświadczenia.

Do technik sztucznej inteligencji, które zdobyły największą popularność i są najczęściej stosowane także w rozwiązywaniu problemów automatyki elektroenergetycznej, można zaliczyć:

- sztuczne sieci neuronowe,
- algorytmy i układy rozmyte,
- systemy ekspertowe.

Podstawowe cechy tych technik, ich zalety i wady oraz obszary zastosowań zostały opisane w rozdziale 7 pracy. Wkładem autora w rozwój zabezpieczeń cyfrowych wykorzystujących techniki AI są przedstawione w następnych rozdziałach neuronowe i rozmyte rozwiązania zabezpieczenia generatora synchronicznego przed poślizgiem biegunów i utratą synchronizmu.

Wypada w tym miejscu dodać, że przedstawiony podział rozwiązań inteligentnych nie oznacza całkowitej separacji obu grup metod. Mogą się one dowolnie przenikać, a ich zalety mogą się wzajemnie uzupełniać. Można sobie na przykład z łatwością wyobrazić układ adaptacyjny, którego fragment jest realizowany z zastosowaniem jednej z technik sztucznej inteligencji.

## 2. CEL I ZAKRES PRACY

W niniejszej monografii przedstawiono dwa interesujące, nowoczesne podejścia, wykorzystujące idee oraz techniki inteligentne do rozwiązywania problemów występujących w układach automatyki i zabezpieczeń elektroenergetycznych. Celem pracy było z jednej strony pokazanie możliwości wynikających ze stosowania tych metod w automatyce zabezpieczeniowej, z drugiej zaś zebranie i prezentacja własnych dokonań autora w tym zakresie.

Opisane w pracy idee i rozwiązania szczegółowe pozwalają na sformułowanie następującej tezy:

**Zastosowanie metod i technik inteligentnych w istotny sposób poprawia jakość oraz parametry funkcjonalne zabezpieczeń elektroenergetycznych.**

Poprawa jakości zabezpieczenia cyfrowego dotyczy następujących aspektów:

- zwiększenia dokładności pomiaru oraz pewności podejmowania decyzji,
- poprawy szybkości identyfikacji stanu chronionego obiektu,
- zwiększenia selektywności zabezpieczenia dla przypadków wątpliwych,
- poprawy stabilizacji dla zakłóceń zewnętrznych, dla których zabezpieczenie bezwzględnie nie powinno reagować wyłączeniem chronionego obiektu.

Zasadność postawionej tezy wynika z omówionych kolejno, poszczególnych opracowanych rozwiązań inteligentnych.

W rozdziale 3 omówiono najpierw podstawowe cechy układów cyfrowych, etapy analogowego i cyfrowego przetwarzania sygnałów oraz podejmowania decyzji. Następnie wskazano na problemy współczesnych zabezpieczeń oraz zaproponowano grupy metod, które mogą być wykorzystane do poprawy ich funkcjonowania. Dwie podstawowe rodziny tych metod związane są z ideą adaptacyjności oraz narzędziami sztucznej inteligencji.

### 2.1. UKŁADY ADAPTACYJNE

Analiza skomplikowanych, zmiennych w czasie procesów, szczególnie zaś sytuacji zwarciovych i innych stanów nienormalnych w pracy systemu, możliwa jest coraz częściej jedynie z użyciem algorytmów adaptacyjnych, reagujących w sposób elastyczny na zmieniające się warunki systemowe. W wielu wypadkach, zwłaszcza w odniesieniu do obiektów złożonych, o szczególnych reżimach pracy czy znaczeniu w danym fragmencie systemu, zastosowanie algorytmów adaptacyjnych w zabezpieczeniach cyfrowych stwarza jedyną szansę uzyskania stuprocentowej ochro-

ny tych obiektów. W zastosowaniu idei adaptacyjności autor znajduje możliwość znacznej poprawy parametrów funkcjonalnych cyfrowych układów automatyki elektroenergetycznej, a pośrednio również ogólnych warunków eksploatacji systemu elektroenergetycznego, niezawodności jego pracy i poziomu bezpieczeństwa dla obsługi. Adaptacyjność ta może polegać na bieżącym dostosowaniu własności czy też wyborze odpowiednich funkcji (procedur, podprogramów) do aktualnej sytuacji systemowej. Idee adaptacyjności omówiono w sposób ogólny w rozdziale 4, wprowadzono w nim także podział adaptacji oraz przedstawiono pola możliwej adaptacji we współczesnych zabezpieczeniach cyfrowych.

W literaturze można obecnie znaleźć znaczną liczbę rozwiązań, w których próbuje się stosować adaptacyjność w części decyzyjnej zabezpieczenia, zarówno poprzez adaptacyjny dobór kryteriów działania, jak i bieżące dostosowanie charakterystyk czy progów decyzyjnych. Adaptacyjne podejście można jednak również wykorzystać w metodach samego pomiaru (wyznaczenia) wielkości kryterialnych, przez co możliwe staje się uzyskanie wysokiej dokładności pomiaru w zmieniających się warunkach systemowych.

W rozdziale 5 pracy przedstawiono i przeanalizowano dużą grupę takich adaptacyjnych algorytmów pomiarowych opracowanych przez autora, których postać i parametry są adaptowane do aktualnej wartości częstotliwości. Opracowane zostały podstawy teoretyczne takich algorytmów oraz ich postać szczegółowa, przy czym analizie poddano algorytmy pomiarowe wykorzystujące tradycyjne filtry o skończonej odpowiedzi impulsowej (SOI). Sygnały uzyskane z symulacji w programie EMTP-ATP posłużyły do wielowariantowego testowania adaptacyjnej procedury pomiarowej. Wielkościami mierzonymi były amplitudy prądów i napięć, składowe mocy i impedancji jak również składowe symetryczne wybranych sygnałów. W rozdziale tym opisano także implementację adaptacyjnego algorytmu pomiaru amplitudy w czasie rzeczywistym na wybranym, powszechnie dostępnym procesorze sygnałowym.

Rozdział 6 pracy poświęcono podstawom teoretycznym oraz badaniom symulacyjnym nowej adaptacyjnej procedury decyzyjnej zabezpieczenia różnicowego generatora synchronicznego, dedykowanej sytuacjom bliskich zwarć zewnętrznych, dla których zabezpieczenie powinno pozostać nieczułe i nie wyłączać obiektu z pracy. Tradycyjne rozwiązania zabezpieczenia różnicowego nie zapewniają dostatecznej stabilizacji w rozważanych przypadkach zwarciovych, ponieważ towarzyszy im z reguły nasycenie przekładników prądowych pochodzące od składowej aperiodycznej o znacznej stałej czasowej zanikania przy stosunkowo niewielkim co do amplitudy prądzie zwarciovym. Zaproponowana metoda polega na pomiarze parametrów składowej podstawowej oraz składowej aperiodycznej prądu, a następnie oszacowaniu czasu wejścia i wyjścia przekładników z nasycenia, co jest podstawą do odpowiedniego przesunięcia bądź zmiany kąta nachylenia charakterystyki różnicowej.

## 2.2. WYKORZYSTANIE TECHNIK INTELIGENTNYCH

Druga grupa metod, z którymi wiąże się obecnie duże nadzieje, wykorzystuje idee inteligentne, nawiązujące do modeli rozumowania bliskich ludzkiemu pojmowaniu i sposobom podejmowania decyzji. Do tej grupy należą przede wszystkim techniki sztucznej inteligencji, takie jak: sztuczne sieci neuronowe, systemy ekspertowe i metody rozmyte. Atrakcyjność technik sztucznej inteligencji w odniesieniu do rozwiązywania problemów zabezpieczeniowych wynika z niezaprzeczalnych zalet tych technik.

Sztuczne sieci neuronowe charakteryzują się zdolnością uczenia, generalizacji zdobytej wiedzy, a także tolerancją wobec błędnych czy niepełnych danych wejściowych. Dzięki odpowiedniemu trenowaniu stanowią one niejawne modele analizowanych zjawisk i doskonale nadają się między innymi do zadań klasyfikacyjnych.

Z kolei układy wnioskowania rozmytego, oparte na zasadach nieostrej logiki, umożliwiają przetwarzanie nieostrych i nieprecyzyjnych informacji. Są one łatwiejsze w analizie od sieci neuronowych, a wstępny dobór funkcji przynależności i reguł może być właściwie intuicyjny. Wprowadzenie rozmytych sygnałów i nastaw umożliwia przynajmniej częściową kompensację błędów pomiarowych, a także realizację wielokryterialności przy uwzględnieniu wielu, często różnych z natury oraz o różnej pewności wielkości decyzyjnych.

W rozdziale 7 omówiono podstawowe cechy opisanych metod, przedstawiono ich zalety i wady oraz typowe zastosowania w automatyce elektroenergetycznej.

Prace badawcze prowadzone przez autora w tym zakresie obejmowały opracowanie nowych metod oraz skutecznych algorytmów identyfikacji sytuacji poślizgu biegunów i utraty synchronizmu generatora synchronicznego. Rozdziały 8 i 9 zawierają opis zastosowania techniki sztucznych sieci neuronowych oraz logiki rozmytej do tego celu. Optymalizacji klasyfikatora neuronowego do wykrywania poślizgu biegunów generatora dokonano z użyciem algorytmu genetycznego adaptowanego do zagadnienia modyfikacji struktury sieci neuronowej, co opisano osobno w rozdziale 10.

Rozdziały 11 i 12 poświęcono wyszczególnieniu osiągnięć autora pracy, podsumowaniu oraz wnioskowi końcowym. W rozdziale 13 zamieszczono wykaz literatury.

W pracy przedstawiono syntezę oraz wyniki analiz opracowanych układów inteligentnych jedynie dla wybranych problemów zabezpieczeniowych. Osobie zaznajomionej z problematyką zabezpieczeniową wybór opisanych przykładów może wydawać się dyskusyjny. Zarówno w dziedzinie układów adaptacyjnych, jak i stosujących techniki sztucznej inteligencji motywację do badań stanowiły doniesienia producentów i użytkowników o błędnym lub nazbyt późnym działaniu zabezpieczeń w pewnych specyficznych sytuacjach i warunkach systemowych. Spektrum zaproponowanych rozwiązań jest, zdaniem autora, na tyle szerokie, że pokrywa niemal w całości zakres typowych zadań realizowanych w części pomiarowo-decyzyjnej zabezpieczenia cyfrowego. Większość przedstawionych rezultatów dotyczy zabezpieczeń genera-

tora synchronicznego. Nie oznacza to, rzecz jasna, że w zabezpieczeniach innych obiektów, takich jak np. transformator czy linia przesyłowa, opisane w pracy zasady i metody nie mogą znaleźć zastosowania. Przedstawione przykłady są, być może, specyficzne, ale należy sobie zdawać sprawę z tego, że właśnie takie nietypowe sytuacje wymagają zastosowania adaptacji lub technik sztucznej inteligencji. Ograniczenia objętości monografii nie pozwalają na opisanie innych możliwych zastosowań, które również ze względów czasowych nie mogły być poddane szczegółowym badaniom.

Badania symulacyjne omawianych w pracy algorytmów i metod przeprowadzono w oparciu o sygnały wygenerowane z zastosowaniem pakietu programowego EMTP-ATP [16]. Wybrane metody testowano także, w miarę dostępności, z użyciem sygnałów rzeczywistych, pochodzących z rejestracji sytuacji awaryjnych w systemie elektroenergetycznym.

Większą część przedstawionych w rozprawie rezultatów autor uzyskał w pracach prowadzonych w ramach kolejnych projektów badawczych:

- *Metody sztucznej inteligencji w automatyce zabezpieczeniowej* – projekt finansowany przez KBN, nr 8T10A03011, realizowany w latach 1996–1998 [98],
- *Metody eliminacji błędnych decyzji w automatyce elektroenergetycznej* – projekt finansowany przez KBN, nr 8T10B00917, realizowany w latach 1999–2001 [97],
- *Adaptacyjne układy automatyki elektroenergetycznej* – projekt finansowany przez KBN, nr 8 T10B 056 19, realizowany w latach 2000–2002 [4],
- *Artificial intelligence methods for power system protection* – program badawczy własny, realizowany przez autora podczas rocznego pobytu na Uniwersytecie w Stuttgarcie (Niemcy), finansowanego przez fundację Aleksandra von Humboldta (stypendium badawcze w roku akad. 1999/2000).



### 3. STRUKTURA ALGORYTMICZNA I SPRZĘTOWA ZABEZPIECZEŃ ELEKTROENERGETYCZNYCH

#### 3.1. STRUKTURA ORAZ ETAPY PRZETWARZANIA SYGNAŁÓW W ZABEZPIECZENIU CYFROWYM

Zabezpieczenia elektroenergetyczne stanowią ważne ogniwo zapewnienia bezpiecznej pracy systemu. Wraz z elementami automatyki i sterowania siecią tworzą hierarchiczny układ zależności, w którym informacja (w tym sygnały, meldunki, zadziałania) przekazywana jest do układów nadrzędnych, te zaś wysyłają rozkazy i polecenia do układów stojących niżej w tej hierarchii. Zabezpieczenia elektroenergetyczne są w zasadzie urządzeniami autonomicznymi, do swojej pracy potrzebują jednak często sygnałów od innych układów, a także bieżącej koordynacji i ewentualnej zmiany nastaw w zależności od aktualnej sytuacji systemowej.

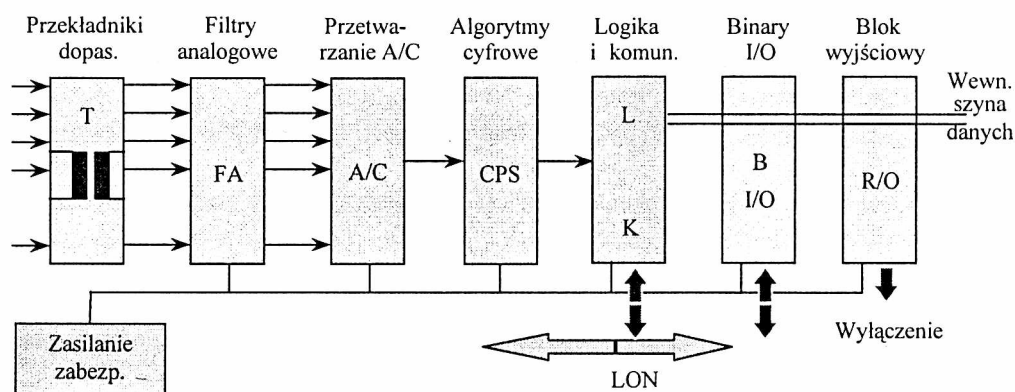
Układy zabezpieczeń i automatyki elektroenergetycznej przeszły w ciągu ostatnich dwóch dziesięcioleci olbrzymią metamorfozę. Przekazniki i układy zabezpieczeń, jakie można spotkać we współczesnych sieciach, należą do trzech generacji sprzętowych, począwszy od układów elektromechanicznych, poprzez elementy elektroniki statycznej aż po zabezpieczenia cyfrowe. Podstawowe zadania zabezpieczenia, polegające na ochronie danego obiektu poprzez zbieranie i przetwarzanie informacji oraz generowanie odpowiednich decyzji, nie zmieniły się, inna jest jedynie ich realizacja techniczna.

Cyfrowa generacja zabezpieczeń cyfrowych ma wiele niezaprzeczalnych zalet, z których należy wymienić:

- multifunkcjonalność, polegającą na wykonywaniu wielu funkcji zabezpieczeniowych i pomiarowych w jednym urządzeniu,
- łatwą realizację skomplikowanych operacji matematycznych zmierzających do obliczenia (pomiaru) wielkości kryterialnych,
- łatwość kształtowania i sprawdzania charakterystyk decyzyjnych,
- możliwość prowadzenia pomiaru wielu wielkości kryterialnych równocześnie oraz podejmowania decyzji wielokryterialnych,
- możliwość adaptacji do zmieniających się warunków systemowych,
- zwiększoną niezawodność dzięki ujednoliconej budowie, brakowi części ruchomych, a także możliwości samotestowania,
- łatwość komunikacji z otoczeniem, możliwość wymiany informacji, rejestracji zdarzeń i zjawisk,
- realizację funkcji dodatkowych, w tym zadań automatyki.

Niezależnie jednak od zastosowanego hardware'u, podstawowa funkcja zabezpieczenia polegająca na rozpoznaniu stanu chronionego obiektu jest realizowana także

dzisiaj w kilku etapach. Schemat ogólny zabezpieczenia cyfrowego przedstawiono na rysunku 3.1. Pierwsze trzy bloki funkcjonalne są niezbędne do odpowiedniego przekształcenia wejściowych sygnałów analogowych w sygnały cyfrowe, które mogą być dalej przetwarzane cyfrowo. Zadaniem filtrów analogowych umieszczonych przed przetwornikiem analogowo-cyfrowym jest eliminacja tych składowych sygnału, których częstotliwości mogłyby się znaleźć w pobliżu częstotliwości próbkowania (tzw. częstotliwości przystające), a które mogłyby powodować niekorygowalne po stronie cyfrowej błędy pomiarowe. Sercem zabezpieczenia cyfrowego jest układ mikroprocesorowy, w którym realizowane jest cyfrowe przetwarzanie sygnałów (CPS), tj. obliczanie wielkości kryterialnych i podejmowanie decyzji, których konsekwencją, po sprawdzeniu odpowiednich zależności logicznych, jest wysłanie sygnału na wyłączanie chronionego obiektu.



Rys. 3.1. Schemat blokowy zabezpieczenia cyfrowego  
Fig. 3.1. Block scheme of a digital relay

Kolejne etapy cyfrowego przetwarzania sygnałów w bloku CPS zabezpieczenia są w większości przypadków następujące [9, 15, 93, 107]:

- obliczenie wielkości rozruchowych, kontrola poziomu sygnałów świadczących o rozpoczęciu sytuacji zwarciowej (bądź innego stanu nienormalnej pracy chronionego obiektu),
- wybór sygnału/sygnałów do dalszego przetwarzania (np. odpowiednich, zależnych od rodzaju zwarcia, napięć i prądów do obliczenia impedancji pętli zwarciowej),
- ewentualna filtracja sygnałów i obliczenie wielkości kryterialnych, niosących informację o powstałym zaburzeniu,
- sprawdzenie przekroczenia przez mierzone wielkości progów lub charakterystyk decyzyjnych,
- zastosowanie odpowiednich opóźnień czasowych i podjęcie ostatecznej decyzji.

## 3.2. METODY POMIAROWE I ALGORYTMY DECYZYJNE W ZABEZPIECZENIACH CYFROWYCH

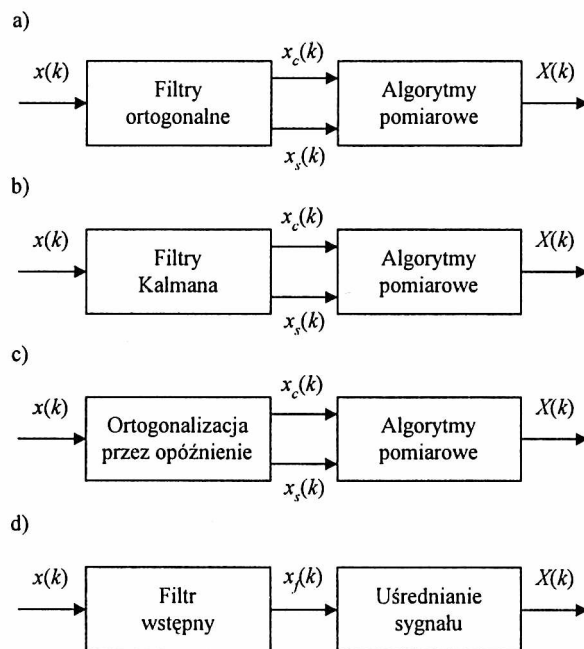
### 3.2.1. PODSTAWOWE RODZINY ALGORYTMÓW POMIAROWYCH

Wykorzystanie możliwości techniki cyfrowej w zabezpieczeniach elektroenergetycznych zaowocowało powstaniem wielu metod i algorytmów cyfrowego pomiaru wielkości zabezpieczeniowych [93, 119]. W większości przypadków etap bezpośredniego pomiaru wybranych sygnałów kryterialnych jest poprzedzony cyfrową filtracją sygnałów napięciowych i prądowych dostarczanych z systemu przez przekładniki zabezpieczeniowe i filtry analogowe. Celem filtracji cyfrowej jest wyodrębnienie z sygnałów wejściowych składowych o wybranej częstotliwości (najczęściej podstawowej harmonicznej) oraz odpowiednie wytłumienie składowych zakłócających. Zadanie to wykonywane jest z reguły z zastosowaniem filtrów nierekursywnych (SOI – o skończonej odpowiedzi impulsowej), których pasmowe charakterystyki częstotliwościowe opisujące jakość filtru zależą od długości okna filtru oraz jego kształtu [107, 35]. Akceptowaną powszechnie zasadą jest wybór filtru o jak najkrótszym oknie, tak aby stan przejściowy filtracji po nagłej zmianie parametrów sygnału był odpowiednio krótki, oraz jak najlepszych właściwościach w dziedzinie częstotliwości. Oczywisty dylemat pomiędzy szybkością pomiaru i jego dokładnością w stanie ustalonym rozwiązuje się zatem w wyniku pewnego kompromisu w dziedzinie czasu i częstotliwości, co nie zawsze prowadzi do zadowalających rezultatów w przypadku odpowiedzialnych pomiarów szybkozmiennych wielkości elektrycznych. Doniesienia literaturowe oraz doświadczenia własne autora wskazują, że pewne optimum osiąga się dzięki stosowaniu pełnookresowych filtrów o oknach będących fragmentami funkcji sinus i kosinus. Filtry te mają dodatkowo tą zaletę, że dostarczają na wyjściu sygnałów przesuniętych wzajemnie o  $90^\circ$ , czyli tzw. składowych ortogonalnych, które mogą w dalszym etapie posłużyć do obliczenia amplitudy sygnału i innych pochodnych wielkości kryterialnych.

Składowe ortogonalne mierzonego sygnału prądowego lub napięciowego można także otrzymać w inny sposób. Wykorzystanie probabilistycznego modelu sygnałowego prowadzi do filtru Kalmana – optymalnego estymatora, którego efektywność uzależniona jest jednak od dobrej znajomości (wyznaczenia) parametrów statystycznych sygnałów mających podlegać filtracji [63, 68]. Możliwe jest wreszcie zastosowanie algorytmów ortogonalizacji przez pojedyncze lub podwójne opóźnienie, które jednak zachowują wystarczającą dokładność jedynie w przypadku przetwarzania sygnału sinusoidalnego niezakłóconego lub o bardzo niewielkiej zawartości zakłóceń. W przeciwnym wypadku niezbędne jest stosowanie dodatkowej filtracji na wejściu algorytmu ortogonalizacji lub/ oraz dodatkowej filtracji wyniku pomiaru.

Osobną grupę metod pomiarowych tworzą algorytmy oparte na uśrednianiu sygnału lub kombinacji/iloczynów sygnałów w czasie równym połowie okresu składowej podstawowej lub jego wielokrotności. W przypadku obliczania amplitudy uśrednianiu można poddawać wartości bezwzględne próbek sygnału lub ich kwadraty. W obu wersjach otrzymuje się wówczas na wyjściu wielkość proporcjonalną do amplitudy sygnału, różna jest jednak dokładność i własności częstotliwościowe algorytmów. Pomiar składowych mocy polega tutaj natomiast na uśrednianiu odpowiednich iloczynów napięcia i prądu. Wspólną cechą algorytmów uśredniających jest ich wrażliwość na wszelkie zakłócenia, obecność w sygnale składowej nieokresowej i zmiany częstotliwości, wskutek czego mogą być one stosowane jedynie do przetwarzania sygnałów niezakłóconych lub zakłóconych w niewielkim stopniu.

Wymienione sposoby pomiaru wielkości kryterialnych podsumowano na schemacie blokowym pokazanym na rysunku 3.2. Szczegółowe równania algorytmów pomiarowych z grupy wykorzystującej składowe ortogonalne przedstawione zostaną w rozdziale 5 pracy, gdzie omawiana jest metoda ich adaptacji do zmian częstotliwości w szerokim zakresie.



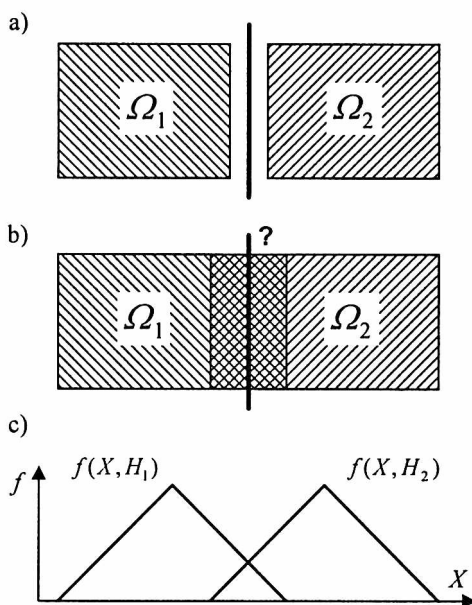
Rys. 3.2. Schemat blokowy algorytmów pomiaru amplitudy: a) z ortogonalizacją poprzez filtrację parą filtrów, b) z ortogonalizacją z użyciem filtru Kalmana, c) z ortogonalizacją przez opóźnienie, d) uśrednianie sygnału z filtrem wstępnym

Fig. 3.2. Block scheme of signal amplitude measurement algorithms: a) based on orthogonal components delivered by orthogonal filters, b) as a) but with use of Kalman filter, c) as a) but orthogonalisation with time delay, d) signal averaging with input filter

### 3.2.2. METODY PODEJMOWANIA DECYZJI

W klasycznym podejściu do problemu podejmowania decyzji w zabezpieczeniu cyfrowym zakłada się, że przestrzeń decyzyjną definiowaną we współrzędnych mierzonych wielkości kryterialnych można podzielić na podobszary, odpowiadające klasom zjawisk podlegającym rozróżnieniu. Sytuację taką, gdy obszary te są rozdzielne, tzn. można wytyczyć jasną granicę pomiędzy tymi obszarami, przedstawiono na rysunku 3.3a. Umieszczenie wektora decyzyjnego na płaszczyźnie (ogólnie w przestrzeni) decyzyjnej względem owej granicy skutkuje podjęciem decyzji o zakwalifikowaniu analizowanego zdarzenia do odpowiedniego obszaru, a więc rozpoznaniem stanu schronionego obiektu. Rozgraniczenie podobszarów przestrzeni decyzyjnej odbywa się najczęściej poprzez wprowadzenie:

- progu decyzyjnego (jak np. w zabezpieczeniu nadprądowym),
- charakterystyki decyzyjnej (jak np. w zabezpieczeniu odległościowym).



Rys. 3.3. Podział przestrzeni decyzyjnej na podobszary:  
a) rozdzielone, b) nakładające się, c) interpretacja statystyczna do przypadku b)

Fig. 3.3. Division of the decision space into two subareas:  
a) separable, b) overlapping, c) probabilistic interpretation for case b)

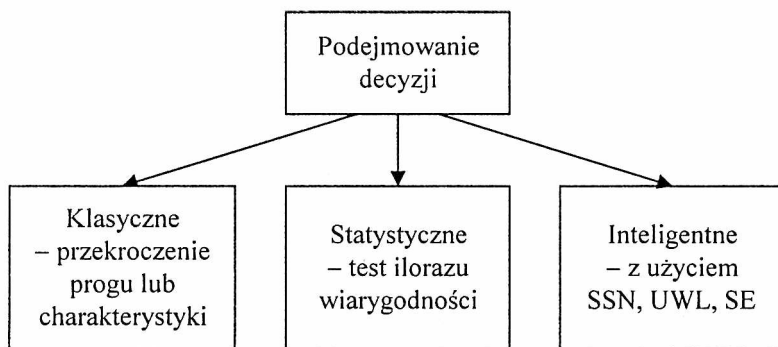
Wytyczenie progu decyzyjnego czy charakterystyki decyzyjnej rozdzielającej podobszary w przestrzeni  $\Omega$  napotyka w praktyce często poważne trudności. Z jednej strony dla wielu obiektów nie istnieją stuprocentowo pewne kryteria, na podstawie których można podejmować bezbłędną decyzję. Można to interpretować jako nakła-

danie się podprzestrzeni  $\Omega_1$  i  $\Omega_2$  (rysunek 3.3b), pomiędzy którymi nie sposób w takim przypadku poprowadzić jednoznacznej granicy. Nakładanie się obszarów decyzyjnych dla poprawnie zdefiniowanych kryteriów może być efektem błędów pomiaru wielkości kryterialnych w stanie przejściowym tuż po rozpoczęciu zaburzenia. Stosowanie opóźnień czasowych nie pomaga jednak, gdy obszary decyzyjne są nierozdzielne strukturalnie. Konieczne staje się wówczas zdefiniowanie nowych kryteriów bądź rozszerzenie ich liczby (zwiększenie rozmiaru przestrzeni  $\Omega$ ) i podejmowanie decyzji wielokryterialnej.

Nakładanie się obszarów  $\Omega_1$  i  $\Omega_2$  może być także opisane poprzez warunkowe rozkłady prawdopodobieństwa  $f(X, H_i)$  wektora decyzyjnego  $X$  (rysunek 3.3c). Podejmowanie decyzji sprowadza się wówczas do testowania hipotez statystycznych  $H_1$  i  $H_2$  opisujących zdarzenia podlegające klasyfikacji, np.  $H_1$  = „stan normalny”,  $H_2$  = „zwarcie”. Testowanie to może być wykonywane np. z wykorzystaniem algorytmu zwanego sekwencyjnym testem ilorazu wiarygodności, który autor monografii stosował z powodzeniem m.in. do zadania detekcji i klasyfikacji zwarcia w liniach przesyłowych [71, 73, 74, 79].

Trzecią, stosunkowo najmłodszą, grupę metod podejmowania decyzji (rysunek 3.4) stanowią metody i narzędzia inteligentne. W zależności od problemu podlegającego klasyfikacji, jego złożoności i liczby parametrów decyzyjnych, zastosowanie znajdują układy oparte na sieciach neuronowych SSN, układach wnioskowania rozmytego UWL czy systemach ekspertowych SE. Metody te, wraz z potencjalnymi obszarami ich wykorzystania, opisano w rozdziale 7 niniejszej pracy.

Należy także w tym miejscu wspomnieć o możliwościach podejmowania decyzji z zastosowaniem adaptacji. Podejście to zostało opisane w rozdziale 4 pracy, dotyczącym miejsca i roli procedur adaptacyjnych w zabezpieczeniach cyfrowych.



Rys. 3.4. Możliwości podejścia do problemu podejmowania decyzji  
Fig. 3.4. Possible approaches to the decision-making problem

### 3.3. PROBLEMY WSPÓŁCZESNYCH ZABEZPIECZEŃ CYFROWYCH

Wprowadzenie technologii cyfrowej do zabezpieczeń i urządzeń automatyki elektroenergetycznej przyniosło wiele zalet, wymienionych w podrozdziale 3.1. Należy jednak stwierdzić, że w wielu przypadkach rozwiązania cyfrowe pod względem funkcjonalnym powielają ciągle znane od lat, niekoniecznie stuprocentowo pewne, metody i kryteria zabezpieczeniowe. Nie można oczekiwać zatem, że sama tylko cyfrowa realizacja dotychczasowych metod przyniesie jakościowo zasadniczą zmianę takich parametrów jak selektywność, czułość czy szybkość działania zabezpieczeń.

Także dzisiaj, w dobie cyfrowego pomiaru i wielokryterialnych decyzji, zabezpieczenia elektroenergetyczne nie rozwiązują wszystkich problemów dotyczących ochrony szczególnie odpowiedzialnych elementów systemu. Wśród ciągle aktualnych i nie do końca rozwiązyanych problemów należy wymienić przynajmniej cztery:

1. Ograniczona szybkość pomiaru oraz brak algorytmów pomiarowych skutecznie rozwiązujących dylemat szybkość – dokładność pomiaru w stanie ustalonym i przejściowym.
2. Ograniczona zdolność kryteriów zabezpieczeniowych do skutecznego i pewnego wykrywania/rozpoznawania sytuacji zwarciovych i innych nienormalnych stanów pracy zabezpieczanego obiektu (np. mierzona impedancja nie jest stuprocentowo pewną miarą odległości do miejsca zwarcia, kryterium różnicowe dla transformatora energetycznego musi być stabilizowane względem innych zjawisk towarzyszących pracy transformatora).
3. Konieczność kompromisów podczas określania nastawień zabezpieczenia (dylemat czułość – selektywność).
4. Nowe elementy we współczesnych sieciach, takie jak szeregowce kondensatory kompensacyjne w liniach przesyłowych, linie przesyłowe prądem stałym z przetwornikami energoelektronicznymi, nieliniowe odbiory itp., powodujące kłopoty w analizie sytuacji przy wykorzystaniu klasycznych metod i kryteriów.

Prace naukowców na całym świecie zmierzają do opracowania nowych efektywnych algorytmów i metod podejmowania decyzji, które pozbawione byłyby wymienionych wyżej mankamentów. W literaturze dają się zauważyć trzy kierunki rozwoju zabezpieczeń cyfrowych polegające na:

- przetwarzaniu większej ilości informacji w zabezpieczeniu, wyrażające się w realizacji wielokryterialności,
- wprowadzaniu elementów adaptacyjności, tj. bieżącego dostosowania funkcji zabezpieczenia, w tym algorytmów pomiarowych, metod decyzyjnych, wybranego zestawu kryteriów i zbioru nastaw bądź charakterystyk, do aktualnej sytuacji systemowej,
- zastosowaniu metod i narzędzi sztucznej inteligencji, takich jak sztuczne sieci neuronowe, układy rozmyte i systemy ekspertowe, do realizacji poszczególnych funk-

cji zabezpieczenia, poczynwszy od wstępnego przetwarzania sygnałów aż do podejmowania końcowej decyzji.

Badania przeprowadzone przez autora monografii koncentrowały się na realizacji zadań z dwóch ostatnich grup, tj. algorytmów adaptacyjnych i technik inteligentnych. W kolejnych rozdziałach pracy przedstawiono opracowane metody adaptacyjnego pomiaru wielkości kryterialnych w szerokim zakresie częstotliwości (rozdział 5), adaptacyjnej procedury decyzyjnej zabezpieczenia różnicowego generatora w odniesieniu do bliskich zwarć zewnętrznych (rozdział 6), a także wykorzystania sztucznych sieci neuronowych oraz układów wnioskowania rozmytego do rozpoznawania/przewidywania poślizgu biegunów i w konsekwencji stanu pracy asynchronicznej generatora (rozdziały 8–10). Opisane w pracy przykłady dowodzą, że zastosowanie adaptacji i technik inteligentnych, a więc ogólnie metod inteligentnych, w zabezpieczeniach cyfrowych przyczynia się do poprawy funkcjonowania zabezpieczeń zarówno w fazie pomiaru wielkości kryterialnych, jak i w procesie podejmowania decyzji.



## 4. IDEA ADAPTACYJNOŚCI W ODNIESIENIU DO ZABEZPIECZEŃ CYFROWYCH

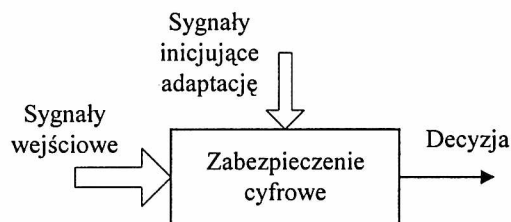
### 4.1. PODZIAŁ I RODZAJE MOŻLIWEJ ADAPTACJI

Rozważania w tym rozdziale warto rozpocząć od definicji adaptacji i jej odniesienia do zabezpieczeń elektroenergetycznych. Za encyklopedią PWN można zacytować następującą definicję odnoszącą się do adaptacji w społeczeństwie:

„ADAPTACJA SPOŁECZNA, [łac.] (przystosowanie). – proces dostosowywania jednostki lub grupy do funkcjonowania w zmienionym środowisku społecznym, obejmujący przekształcenia jej wewnętrznej struktury i (lub) sposobów działania, umożliwiające sprawne funkcjonowanie w nowych sytuacjach”.

Dla zabezpieczenia elektroenergetycznego owym społeczeństwem, środowiskiem i warunkami zewnętrznymi będą odpowiednio system elektroenergetyczny, chroniony obiekt oraz zmieniające się warunki jego pracy, od stanu normalnego poprzez zakłócenieniowe aż do zwarciovych. Odpowiednia techniczna definicja adaptacji może zatem brzmieć następująco:

„Adaptacja w zabezpieczeniu elektroenergetycznym jest procesem automatycznego dostosowywania się do zmieniających się warunków systemowych, przejawiającym się w przekształceniu lub zmianie typu wewnętrznych algorytmów funkcjonalnych i powiązań między nimi, dla osiągnięcia możliwie pewnej ochrony zabezpieczanego obiektu we wszystkich przewidywalnych sytuacjach awaryjnych.” Podobne sformułowania można spotkać w literaturze, np. w pracach [33, 116, 121].



Rys. 4.1. Ogólny schemat zabezpieczenia z adaptacją zewnętrzną  
Fig. 4.1. Protection relay with adaptation initiated from outside

Warunkiem koniecznym skutecznej adaptacji jest doprowadzenie do zabezpieczenia (jako całości lub do poszczególnych bloków odrębnie) sygnałów, które w odpowiednim momencie zainicjują proces wewnętrznego dostosowania (rysunek 4.1). Zaletą generacji cyfrowej układów EAZ jest to, iż realizacja zbierania i przesyłania danych oraz wykonywania funkcji zabezpieczeniowych przebiega w tej samej technolo-

gii, z tym samym poziomem bezpieczeństwa oraz całkowicie synchronicznie. Skutkiem dobrze przeprowadzanej adaptacji powinna być zawsze poprawa czułości i selektywności funkcjonowania zabezpieczenia, dzięki odejściu od konserwatywnych założeń nakazujących poprawną pracę zabezpieczenia przy stałych (a zatem nie zawsze optymalnych) nastawach dla wszystkich możliwych przypadków zakłóceń.

Podziału możliwych rodzajów adaptacji można dokonać przynajmniej na kilka sposobów. Biorąc pod uwagę pochodzenie sygnału/sygnałów inicjujących zmiany adaptacyjne, można najbardziej zgrubnie wyróżnić:

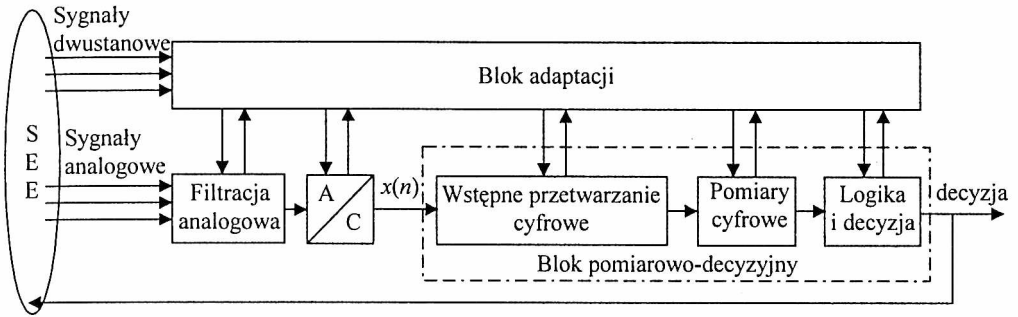
- adaptację zewnętrzną,
- adaptację wewnętrzną.

W pierwszym przypadku przyczyną adaptacji jest sygnał przychodzący do zabezpieczenia z zewnątrz, np. od innego zabezpieczenia lub z układu nadrzędnego. W przypadku adaptacji wewnętrznej przyczyna adaptacji i jej skutek znajdują się wewnątrz zabezpieczenia. Prostim przykładem takiej adaptacji w zabezpieczeniu odległościowym jest wybór odpowiednich sygnałów pomiarowych (prąd, napięcie) w zależności od stwierdzonego rodzaju zwarcia tak, aby wynikiem przeprowadzonego pomiaru była zawsze impedancja dla składowej zgodnej, będąca miarą odległości do miejsca zwarcia. Jeszcze innym prostym przykładem adaptacji, dostępnym także w zabezpieczeniach starszych generacji, jest zabezpieczenie nadprądowe zależne, w którym realizowana jest adaptacja czasu wyłączenia, w tym przypadku w postaci ścisłej funkcyjnej zależności od zmierzonej aktualnie amplitudy składowej podstawowej sygnału prądowego. Równie znana i popularna jest adaptacja zabezpieczenia różnicowego transformatora, polegająca na stabilizacji zabezpieczenia dla prądów różnicowych pochodzenia innego niż zwarcie wewnętrzne, tj. będącego wynikiem nasycenia przekładników prądowych przy zwarciach na zewnątrz transformatora, warunków przewzbudzenia transformatora czy też przepływu prądów magnesujących podczas jego załączenia.

Realizacja adaptacji zewnętrznej związana jest z koniecznością udostępnienia odpowiednich kanałów komunikacyjnych do przesyłu informacji w ramach danej stacji, pomiędzy stacjami lub pomiędzy stacją a systemem nadrzędnym. Ze względu na obszar i zakres adaptowanych funkcji można przy tym wyróżnić:

- adaptację lokalną, która dotyczy zmian w obrębie pojedynczego zabezpieczenia,
- adaptację systemową (globalną), skutkującą wzajemną synchronizacją dopasowania funkcji zabezpieczeniowych, ale również funkcji automatyki, sterowania oraz kontroli stabilności systemu.

Adaptacja globalna realizowana jest w zintegrowanym systemie tzw. zabezpieczeń wielkoobszarowych (ang. *wide-area protection*) [6, 8, 90], obejmującym oprócz funkcji stricte zabezpieczeniowych także zadania automatyki systemowej. W dalszej części pracy, a także w prezentowanych przykładach, autor koncentruje się na adaptacji lokalnej, odniesionej do funkcji pojedynczego zabezpieczenia.



Rys. 4.2. Schemat ogólny zabezpieczenia z adaptacją funkcjonalną  
Fig. 4.2. Block scheme of an adaptive protection relay

Kolejny podział adaptacji związany jest z jej wpływem na poszczególne funkcje zabezpieczenia. Funkcjonalnie adaptacja może dotyczyć zmian w następujących blokach (rysunek 4.2):

- blok filtracji analogowej (przełączenie na inny zestaw filtrów),
- układ przetwarzania analogowo-cyfrowego (zmiana częstotliwości próbkowania),
- blok wstępnego przetwarzania cyfrowego (wybór rodzaju algorytmu, modyfikacja charakterystyk filtrów cyfrowych),
- blok pomiaru wielkości kryterialnych (zmiana rodzaju i parametrów algorytmów pomiarowych),
- blok podejmowania decyzji (zmiana nastaw i charakterystyk decyzyjnych, zmiana bądź rozszerzenie zestawu sygnałów kryterialnych i logicznych).

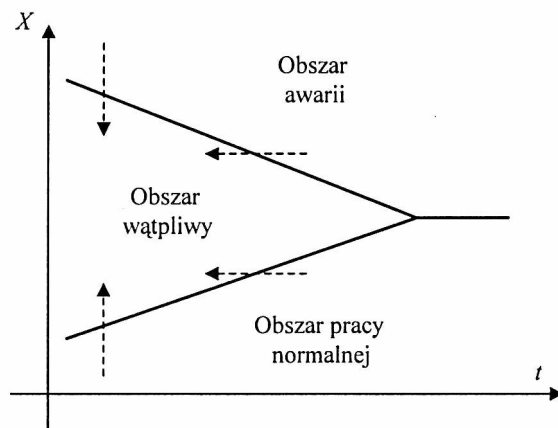
Rysunek 4.2 obejmuje jednocześnie oba rodzaje adaptacji ze względu na pochodzenie sygnałów inicjujących (adaptacja zewnętrzna i wewnętrzna). Pobudzeniem układu adaptacji są sygnały dwustanowe z systemu el.en. oraz potencjalnie informacje z każdego z bloków przetwarzania sygnałów.

W pracy niniejszej autor koncentruje się na adaptacji w części cyfrowej zabezpieczenia, w dziedzinie algorytmów wstępnego przetwarzania cyfrowego, pomiaru wielkości kryterialnych i podejmowania decyzji, a więc w bloku pomiarowo-decyzyjnym oznaczonym na rysunku 4.2 linią przerywaną. Zmiany w ramach adaptacji mogą dotyczyć nie tylko modyfikacji wybranych algorytmów, ale także ich całkowitej wymiany na inne z zestawu, który najbardziej odpowiada aktualnej sytuacji systemowej.

W zależności od aktualnych warunków zewnętrznych, działanie zabezpieczenia adaptacyjnego może przebiegać według jednego z trzech scenariuszy:

- w przypadkach jednoznacznie wskazujących na zwarcie następuje natychmiastowe wyłączenie zabezpieczanego obiektu – adaptacja nie jest konieczna,

- w przypadkach wątpliwych decyzja o rodzaju działania jest podejmowana z opóźnieniem czasowym, z użyciem dodatkowych sygnałów (informacji) lub kryteriów decyzyjnych – adaptacja jest przeprowadzana w jednym lub kilku blokach zabezpieczenia,
- w przypadkach jednoznacznie wskazujących na stan pracy normalnej zabezpieczenie kontynuuje monitorowanie stanu zabezpieczanego obiektu.



Rys. 4.3. Czasoprzestrzeń decyzyjna dla wektora kryterialnego  $X$   
 Fig. 4.3. Time-varying decision space for a criterion vector  $X$

Na rysunku 4.3 przedstawiono hipotetyczną czasoprzestrzeń decyzyjną dla pewnego wektora kryterialnego  $X$ , który może zmieniać się w czasie zarówno w wyniku zmian w systemie elektroenergetycznym, jak i wskutek ustalania się wyniku pomiaru, w zależności od użytych algorytmów przetwarzania sygnałów. Podjęcie końcowej decyzji przez zabezpieczenie wiąże się z klasyfikacją analizowanej sytuacji do jednego z dwóch obszarów decyzyjnych, tj. do obszaru pracy normalnej lub obszaru awarii. Klasyfikacja ta jest trudniejsza w początkowym okresie po zaistnieniu zaburzenia, kiedy ilość i dokładność dostarczonej informacji jest niewielka, staje się natomiast łatwiejsza z upływem czasu, maleje wówczas także obszar sytuacji wątpliwych. Można zatem powiedzieć, że pożądaný wpływ adaptacji na poprawę działania zabezpieczenia dla przypadków sytuujących się w obszarze decyzji wątpliwych powinien polegać na zawężaniu strefy niepewności – czy to w wyniku poprawiania dokładności i szybkości pomiaru, czy też poprzez lepsze ukształtowanie charakterystyk decyzyjnych i/lub wybór odpowiedniego algorytmu decyzyjnego. Zmniejszanie obszaru niepewności może występować w obu kierunkach, tj. w dziedzinie zmienności wektora kryterialnego  $X$  oraz w czasie, co powinno skutkować większą selektywnością i szybkością podejmowania decyzji.

## 4.2. POTENCJALNE OBSZARY ADAPTACYJNOŚCI W ZABEZPIECZENIACH CYFROWYCH

Możliwości zastosowania idei adaptacyjnych w zabezpieczeniach cyfrowych jest bardzo wiele. Przykładami adaptacji zabezpieczeń stosowanych już standardowo, oprócz wymienionych wcześniej w podrozdziale 4.1, są [2, 13, 24, 26, 45, 103, 114, 127–129]:

- adaptacja algorytmów zabezpieczenia odległościowego względem zmian częstotliwości i kołysań mocy,
- adaptacja nastaw zabezpieczenia odległościowego względem wpływu rezystancji przejścia w miejscu zwarcia,
- adaptacja nastaw zabezpieczeń linii przesyłowej wobec obecności i stanu pracy elementów FACTS,
- dostosowanie czułości charakterystyki różnicowej transformatora do aktualnego położenia (pozycji) przełącznika zaczepów, a więc pośrednio do wielkości niedopasowania stosunku przekładni przekładników prądowych po obu stronach do zmieniającej się przekładni zabezpieczanego transformatora,
- dopasowanie nastaw i algorytmów zabezpieczenia odległościowego dla linii dwutorowej w zależności od załączenia/wyłączenia toru równoległego,
- dopasowanie programu samoczynnego częstotliwościowego odciażania przy danym deficycie mocy czynnej do rzeczywistego, chwilowego poboru mocy przez użytkowników zasilanych z poszczególnych oddływów stacji,
- dostosowanie programu automatyki samoczynnego ponownego załączenia do stanu załączenia linii równoległej,
- zmiana (wydłużenie i późniejsze skrócenie) nastawienia pierwszej strefy zabezpieczenia odległościowego linii przesyłowej we współpracy z automatyką SPZ itp.

Stosunkowo nowym pomysłem należącym do grupy adaptacji zewnętrznej globalnej jest system adaptacyjnych zabezpieczeń działających na zasadzie wieloagentowej (ang. *multiagent system*) [46, 53], w którym na podstawie informacji nadesłanej z innych zabezpieczeń następuje bieżąca koordynacja nastaw wszystkich pozostałych zabezpieczeń pracujących w sieci.

Właściwie dla każdego obiektu w systemie elektroenergetycznym można by znaleźć taką funkcję zabezpieczeniową główną lub pomocniczą, która mogłaby działać szybciej i/lub pewniej przy zastosowaniu odpowiedniej adaptacji. Nie jest celem autora (nie jest to zresztą wykonalne) sporządzanie pełnej listy możliwych usprawnień zabezpieczeń cyfrowych dla wszystkich obiektów. Traktując problem nieco ogólniej, niezależnie od chronionego obiektu, można wyróżnić następujące potencjalne obszary adaptacji zarówno w części pomiarowej, jak i decyzyjnej zabezpieczeń:

- modyfikacja algorytmów wstępnego przetwarzania cyfrowego poprzez
  - wybór rodzaju filtrów i ich parametrów,
  - estymację poziomu zakłóceń i warunków początkowych (dla filtru Kalmana),

- zastosowanie filtrów niestacjonarnych i o zmiennej długości okna,
- zabiegi korekcyjne mające na celu odzyskanie informacji o kształcie sygnału pierwotnego na podstawie zniekształconego prądu wtórnego przekładnika itp.,
- adaptacja algorytmów pomiarowych poprzez
  - wybór najodpowiedniejszej w danych warunkach wielkości kryterialnej,
  - dostosowanie algorytmu do zmian częstotliwości mierzonych sygnałów, poziomu zakłóceń, fazy czy też kształtu sygnału,
  - możliwość pomiaru równoległego z użyciem różnych algorytmów,
- dostosowanie metod podejmowania decyzji i nastaw do aktualnej sytuacji; możliwe jest stosowanie
  - różnych metod decyzyjnych,
  - adaptacji charakterystyk decyzyjnych,
  - adaptacji wielkości opóźnienia w algorytmach zależnych,
  - wprowadzanie elementów sztucznej inteligencji do bloku decyzyjnego itp.

W dalszych rozdziałach pracy przedstawione zostaną dwa przykłady opracowanych przez autora układów adaptacyjnych. Pierwszy z nich dotyczy adaptacyjnej poprawy działania algorytmów pomiaru wielkości kryterialnych w odniesieniu do możliwej, nieprzewidywalnej z góry zmiany częstotliwości sygnałów wejściowych w szerokim zakresie (rozdział 5). Stosownie do wyestymowanej wartości częstotliwości składowej podstawowej modyfikacji podlegają parametry i charakterystyki częstotliwościowe filtrów ortogonalnych oraz współczynniki opóźnień sygnałów w równaniach pomiarowych. Drugi opisywany przykład stanowi próbę wprowadzenia procedury adaptacyjnej do bloku decyzyjnego zabezpieczenia różnicowego generatora (rozdział 6). Adaptacja polega w tym przypadku na chwilowej zmianie nachylenia lub przesunięciu charakterystyki różnicowej dla przypadków bliskich zwarć zewnętrznych, którym towarzyszy nasycenie przekładników prądowych od składowej aperiodycznej o długiej stałej czasowej zanikania, czego efektem jest prąd różnicowy o znacznej wartości w porównaniu z mierzonym w takiej sytuacji prądem hamującym.

## 5. ADAPTACYJNE SZEROKOPASMOWE ESTYMATORY WIELKOŚCI KRYTERIALNYCH ZABEZPIECZEŃ

### 5.1. WSTĘP

Cyfrowy pomiar (obliczenie) wielkości kryterialnych, takich jak amplitudy prądów i napięć, składowe mocy i impedancji oraz częstotliwość sygnału, stanowi istotną część procesu przetwarzania sygnałów w cyfrowych zabezpieczeniach elektroenergetycznych. Porównanie zmierzonych wielkości z wartościami progowymi lub charakterystykami działania prowadzi do podjęcia ostatecznej decyzji o stanie chronionego przez zabezpieczenie obiektu. Jej ewentualnym skutkiem jest wyłączenie obiektu z sieci dla zapobieżenia jego zniszczeniu, uszkodzeniu lub innym zagrożeniom w pracy systemu el.en.

W literaturze [93, 107] spotkać można cały szereg procedur i algorytmów cyfrowego pomiaru wielkości kryterialnych. Do najważniejszych i najczęściej stosowanych należy zaliczyć algorytmy oparte na składowych ortogonalnych napięcia i prądu (użytkiwanych na drodze filtracji lub opóźnienia), współczynnikach korelacji sygnałów wejściowych z pewnymi funkcjami czy uśrednianiu sygnałów. Osobną grupę stanowią metody związane z rozwiązywaniem równań obwodu zwarciovego. Wszystkie te metody [107, 119] mają tę wspólną cechę, że projektowane są na jedną konkretną częstotliwość sygnałów pomiarowych (najczęściej 50 Hz) i w związku z tym mogą być stosowane tylko w niewielkim otoczeniu tej częstotliwości. W przypadku większych zmian częstotliwości pojawiają się błędy pomiarowe o niekiedy znacznej wartości. W niektórych sytuacjach (np. podczas rozruchu generatora) konieczne staje się nawet odstawienie pewnych funkcji zabezpieczeniowych, co nie jest korzystne ze względu na bezpieczeństwo pracy chronionego obiektu.

W rozdziale przedstawia się nową adaptacyjną metodę estymacji wielkości kryterialnych zabezpieczeń w szerokim zakresie zmian częstotliwości. Proponowana metoda może być zastosowana do rozszerzenia zakresu częstotliwościowego dowolnego z estymatorów wielkości kryterialnych. Szczególny nacisk położono tutaj na algorytmy pomiaru impedancji, częstotliwości oraz składowych symetrycznych. Dla wielkości tych przeprowadzono szczegółowe testy i badania symulacyjne.

Pomiar impedancji i jej składowych jest podstawą działania wielu układów automatyki elektroenergetycznej. Obliczanie impedancji pętli zwarcioviej realizowane jest na przykład w zabezpieczeniach odległościowych i lokalizatorach zwarcia. W tym przypadku wyznaczana jest impedancja dla składowej zgodnej, będąca stosunkiem odpowiednich (zależnych od rodzaju zwarcia) sygnałów napięcia i prądu. Znajomość tzw. impedancji fazowej (wynikającej ze stosunku napięcia i prądu danej fazy) może być wykorzystana do detekcji momentu powstania i rozpoznania rodzaju zwarcia. Niezależnie od konkretnej aplikacji i wyboru właściwych sygnałów pomiarowych, od

samych estymatorów impedancji wymaga się z reguły znacznej dokładności, odporności na zakłócenia sygnałów oraz szybkości ustalania się wyniku pomiaru w granicach do jednego okresu składowej podstawowej.

W proponowanej metodzie stosuje się opracowany wcześniej i prezentowany w [108] algorytm estymacji impedancji, oparty na składowych ortogonalnych napięcia i prądu z różnych chwil czasowych. Algorytm ten ma cechy niezależności częstotliwościowej dla składowej podstawowej sygnałów w niewielkim zakresie  $\pm$  kilku Hz wokół częstotliwości nominalnej. Rozszerzenia zakresu poprawnej pracy estymatora oraz poprawę skuteczności filtrowania zakłóceń dokonuje się poprzez zgrubny pomiar częstotliwości i stosowną adaptację długości okien filtrów ortogonalnych oraz wartości opóźnień w równaniach samego algorytmu pomiarowego. Te same zasady przyjęto w odniesieniu do algorytmu dokładnego pomiaru częstotliwości w szerokim zakresie. Opracowana metoda testowana jest w sposób symulacyjny dla kilku różnych scenariuszy zmian częstotliwości sygnałów, także w obecności zakłóceń o typowej strukturze i poziomie odniesionym do składowej podstawowej.

## 5.2. STANDARDOWE ALGORYTMY POMIAROWE Z WYKORZYSTANIEM SKŁADOWYCH ORTOGONALNYCH

Wolne od zakłóceń wektory napięcia i prądu mogą być zapisane w postaci:

$$u(n) = Ue^{j(n\gamma + \varphi_u)} = u_c(n) + ju_s(n) = U \cos(n\gamma + \varphi_u) + jU \sin(n\gamma + \varphi_u), \quad (5.1a)$$

$$i(n) = Ie^{j(n\gamma + \varphi_i)} = i_c(n) + ji_s(n) = I \cos(n\gamma + \varphi_i) + jI \sin(n\gamma + \varphi_i), \quad (5.1b)$$

w której:

$U, \varphi_u, I, \varphi_i$  – amplituda oraz kąt fazowy napięcia i prądu,

$\gamma = \omega_1 T_i$ ,

$\omega_1$  – pulsacja składowej podstawowej 50 Hz,

$T_i$  – krok impulsowania ( $T_i = 1/f_i$ ),

$u_c(n), u_s(n), i_c(n), i_s(n)$  – składowe ortogonalne napięcia i prądu.

W algorytmach pomiaru wielkości kryterialnych, takich jak amplituda sygnału, składowe mocy i częstotliwość wykorzystuje się najczęściej proste zależności [107] oparte na składowych ortogonalnych napięcia i prądu:

$$U^2 = u_c^2(n) + u_s^2(n), \quad (5.2a)$$

$$I^2 = i_c^2(n) + i_s^2(n), \quad (5.2b)$$



$$P = \frac{1}{2} UI \cos(\varphi_u - \varphi_i) = \frac{1}{2} [u_c(n)i_c(n) + u_s(n)i_s(n)], \quad (5.2c)$$

$$Q = \frac{1}{2} UI \sin(\varphi_u - \varphi_i) = \frac{1}{2} [u_s(n)i_c(n) - u_c(n)i_s(n)], \quad (5.2d)$$

$$f = \frac{1}{2\pi} \frac{y_c(n)y'_s(n) + y_s(n)y'_c(n)}{y_c^2(n) + y_s^2(n)}. \quad (5.2e)$$

W charakterze sygnału pomiarowego  $y$  w równaniu (5.2e) może być wykorzystany zarówno sygnał napięciowy jak i prądowy. Wielkości  $y'_c$  oraz  $y'_s$  oznaczają pochodne odpowiednich składowych ortogonalnych wyznaczone dowolną metodą.

Wykorzystanie zależności (5.2a)–(5.2d) pozwala dodatkowo na opracowanie równań dotyczących estymacji impedancji i jej składowych, a mianowicie:

$$Z^2 = \frac{U^2}{I^2} = \frac{u_c^2(n) + u_s^2(n)}{i_c^2(n) + i_s^2(n)}, \quad (5.3a)$$

$$R = \frac{U}{I} \cos(\varphi_u - \varphi_i) = \frac{2P}{I^2} = \frac{u_c(n)i_c(n) + u_s(n)i_s(n)}{i_c^2(n) + i_s^2(n)}, \quad (5.3b)$$

$$X = \frac{U}{I} \sin(\varphi_u - \varphi_i) = \frac{2Q}{I^2} = \frac{u_s(n)i_c(n) - u_c(n)i_s(n)}{i_c^2(n) + i_s^2(n)}. \quad (5.3c)$$

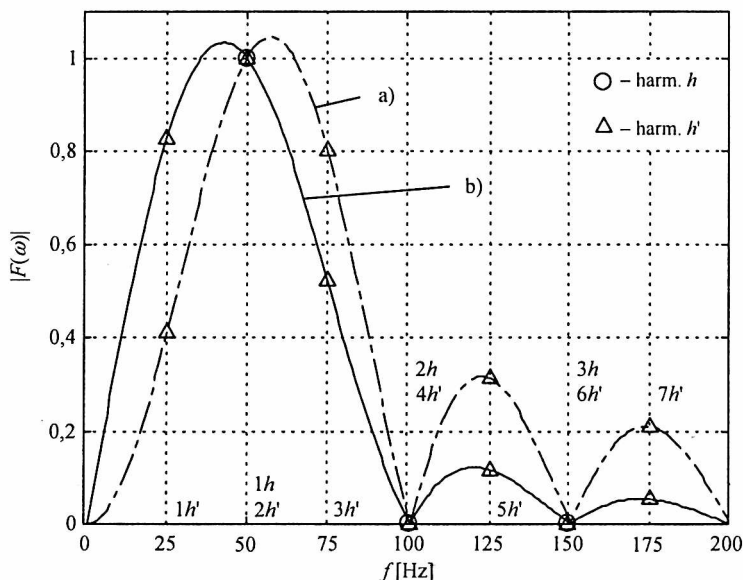
Jeżeli składowe ortogonalne napięcia i prądu są wyznaczone na drodze filtracji sygnałów wejściowych z użyciem pary filtrów ortogonalnych  $F_c$ ,  $F_s$ , to w wyrażeniach (5.2) i (5.3) wystąpią sygnały wyjściowe filtrów  $u_{cf}(n)$  i  $u_{sf}(n)$  oraz  $i_{cf}(n)$  i  $i_{sf}(n)$  określone równaniami:

$$u_{cf}(n) = F_c(\omega)u_c(n), \quad u_{sf}(n) = F_s(\omega)u_s(n), \quad (5.4a)$$

$$i_{cf}(n) = F_c(\omega)i_c(n), \quad i_{sf}(n) = F_s(\omega)i_s(n). \quad (5.4b)$$

W konsekwencji równania (5.2) i (5.3) przybiorą postać uzależnioną od sygnałów (5.4) oraz od wzmacnień filtrów  $F_c(\omega)$ ,  $F_s(\omega)$ , które wynikają z ich charakterystyk widmowych (rys. 5.1). Charakterystyki te dla standardowych okien filtrów (np. kosinusowego i sinusowego) różnią się między sobą przy częstotliwościach innych niż

$k\omega_1$  i to tym bardziej, im większa jest odchyłka częstotliwości. Jeżeli częstotliwość sygnałów będzie różna od nominalnej, to pomiar wymienionych wyżej wielkości kryterialnych będzie obciążony błędem, którego nie można skorygować bez znajomości aktualnej wartości częstotliwości. Co więcej, jeżeli sygnały napięcia i prądu będą zawierały składowe zakłócające, to pojawią się dodatkowe błędy pomiarowe związane z niedokładnym ich odfiltrowaniem przez niedostrojone do aktualnej częstotliwości filtry ortogonalne.



Rys. 5.1. Charakterystyki widmowe pełnookresowych filtrów cyfrowych SOI o oknach pomiarowych typu: a) kosinus, b) sinus

Fig. 5.1. Frequency responses of the full-cycle FIR digital filters with the data windows: a) cosine, b) sine

Należy tutaj zwrócić uwagę na fakt, iż o ile rozbieżności między charakterystykami częstotliwościowymi filtrów i wynikającymi z tego błędami pomiaru wielkości kryterialnych są nieznaczne dla częstotliwości sygnałów w niewielkim otoczeniu częstotliwości znamionowej systemu, o tyle stosowanie takich filtrów (zaprojektowanych na 50 Hz) dla sygnałów o częstotliwości znacznie odbiegającej od normy (np. 25 Hz) może spowodować bardzo duże błędy pomiarowe. Na rysunku 5.1 wyróżniono współczynniki wzmocnień filtrów ortogonalnych dla kolejnych harmonicznych sygnału dla częstotliwości podstawowych 50 Hz i 25 Hz, odpowiednio symbolami koła i trójkąta oraz oznaczeniami  $h$  i  $h'$ . W przypadku sygnału o częstotliwości 25 Hz współczynniki filtracji zmniejszają się znacząco, przy czym z uwagi na niejednakowe ich wartości

dla poszczególnych filtrów należy się spodziewać oscylacyjnego przebiegu mierzonych wielkości kryterialnych nawet wówczas, gdy sygnały mierzone nie będą zawierały zakłóceń. Jeżeli w mierzonych sygnałach o tej częstotliwości podstawowej pojawiają się zakłócenia harmoniczne, nie zostaną one niestety w pełni odfiltrowane. Druga harmoniczna będzie nawet wzmocniona (w przybliżeniu dwukrotnie), trzecia harmoniczna zachowa swój względny poziom odniesiony do składowej podstawowej i dopiero czwarta harmoniczna zostanie w pełni odrzucona przez filtry. W istocie więc metody pomiarowe, w których wykorzystuje się tego rodzaju filtry ortogonalne nie mogą być stosowane do pomiaru wielkości kryterialnych w szerokim zakresie zmian częstotliwości bez utraty cechy selektywności dla składowej podstawowej. Pogodzenie przeciwstawnych wymagań selektywności i szerokopasmowości algorytmu możliwe jest jedynie w przypadku zastosowania adaptacji charakterystyk filtracyjnych stosownie do zmian częstotliwości.

W kolejnych podrozdziałach przedstawione zostaną dwie grupy algorytmów pomiarowych z adaptacją względem zmian częstotliwości:

- estymatory niezależne od częstotliwości wskutek odpowiedniej aranżacji składników równań tworzących algorytm pomiarowy,
- estymatory z adaptacją częstotliwościową polegającą na zmianie długości okna zastosowanych filtrów i dostosowaniu wartości współczynników odpowiednich równań pomiarowych do oszacowanej zgrubnie wartości częstotliwości.

### 5.3. WĄSKOPASMOWE NIEZALEŻNE CZĘSTOTLIWOŚCIOWO ESTYMATORY WIELKOŚCI KRYTERIALNYCH

Analiza zależności (5.2)–(5.4) z poprzedniego podrozdziału pozwala stwierdzić, iż do wyznaczenia niezależnych od częstotliwości estymatorów jest potrzebny taki algorytm, w którym składniki licznika i mianownika odpowiednich równań będą miały jednakowe współczynniki skali (będące funkcjami współczynników wzmocnień filtrów ortogonalnych). Podejście takie może mieć oczywiście zastosowanie jedynie do algorytmów w postaci ilorazowej, w których możliwe jest ewentualne uproszczenie niepożądanych z punktu widzenia niezależności częstotliwościowej współczynników. W pracy [108] pokazano, że jako elementy składowe algorytmów pomiaru impedancji można zastosować doskonale algorytmy pomiaru amplitudy oraz mocy czynnej wykorzystujące składowe ortogonalne napięcia i prądu z różnych chwil czasowych, w postaci:

$$U^2 = \frac{1}{\sin(k\gamma)} (u_c(n-k)u_s(n) - u_c(n)u_s(n-k)), \quad (5.5a)$$

$$I^2 = \frac{1}{\sin(k\gamma)} (i_c(n-k)i_s(n) - i_c(n)i_s(n-k)), \quad (5.5b)$$

$$P = \frac{1}{2\sin(k\gamma)} (i_c(n-k)u_s(n) - i_c(n)u_s(n-k)). \quad (5.5c)$$

Algorytmy pomiaru impedancji i jej składowych są wówczas następujące:

$$Z^2 = \frac{U^2}{I^2} = \frac{u_c(n-k)u_s(n) - u_c(n)u_s(n-k)}{i_c(n-k)i_s(n) - i_c(n)i_s(n-k)}, \quad (5.6a)$$

$$R = \frac{2P}{I^2} = \frac{i_c(n-k)u_s(n) - i_c(n)u_s(n-k)}{i_c(n-k)i_s(n) - i_c(n)i_s(n-k)}, \quad (5.6b)$$

$$X = \sqrt{Z^2 - R^2}. \quad (5.6c)$$

W odniesieniu do częstotliwości sygnału podobne cechy ma algorytm [72, 109]

$$f = \frac{1}{2\pi kT_i} \arccos \left( 0,5 \frac{y_s(n)y_c(n-2k) - y_c(n)y_s(n-2k)}{y_s(n)y_c(n-k) - y_c(n)y_s(n-k)} \right) \quad (5.6d)$$

lub (w przypadku gdy  $k = T_1 / (4T_i)$ ) – w wersji uproszczonej:

$$f = f_1 + \Delta f \cong f_1 \left\{ 1 - \frac{1}{\pi} \frac{y_s(n)y_c(n-2k) - y_c(n)y_s(n-2k)}{y_s(n)y_c(n-k) - y_c(n)y_s(n-k)} \right\}. \quad (5.6e)$$

Podstawiając do równań (5.6) odpowiednie wartości składowych ortogonalnych sygnałów z zależności (5.4), otrzymuje się:

$$\begin{aligned} Z^2 &= \frac{\frac{1}{F_c(\omega)F_s(\omega)} (u_{cf}(n-k)u_{sf}(n) - u_{cf}(n)u_{sf}(n-k))}{\frac{1}{F_c(\omega)F_s(\omega)} (i_{cf}(n-k)i_{sf}(n) - i_{cf}(n)i_{sf}(n-k))} = \\ &= \frac{u_{cf}(n-k)u_{sf}(n) - u_{cf}(n)u_{sf}(n-k)}{i_{cf}(n-k)i_{sf}(n) - i_{cf}(n)i_{sf}(n-k)}, \end{aligned} \quad (5.7a)$$

$$R = \frac{\frac{1}{F_c(\omega)F_s(\omega)}(i_{cf}(n-k)u_{sf}(n) - i_{cf}(n)u_{sf}(n-k))}{\frac{1}{F_c(\omega)F_s(\omega)}(i_{cf}(n-k)i_{sf}(n) - i_{cf}(n)i_{sf}(n-k))} =$$

$$(5.7b)$$

$$= \frac{i_{cf}(n-k)u_{sf}(n) - i_{cf}(n)u_{sf}(n-k)}{i_{cf}(n-k)i_{sf}(n) - i_{cf}(n)i_{sf}(n-k)},$$

$$X = \sqrt{Z^2 - R^2}, \quad (5.7c)$$

$$f = f_1 + \Delta f \cong f_1 \left\{ 1 - \frac{1}{\pi} \frac{\frac{1}{F_c(\omega)F_s(\omega)}(y_{sf}(n)y_{cf}(n-2k) - y_{cf}(n)y_{sf}(n-2k))}{\frac{1}{F_c(\omega)F_s(\omega)}(y_{sf}(n)y_{cf}(n-k) - y_{cf}(n)y_{sf}(n-k))} \right\} =$$

$$= f_1 \left\{ 1 - \frac{1}{\pi} \frac{y_{sf}(n)y_{cf}(n-2k) - y_{cf}(n)y_{sf}(n-2k)}{y_{sf}(n)y_{cf}(n-k) - y_{cf}(n)y_{sf}(n-k)} \right\}. \quad (5.7d)$$

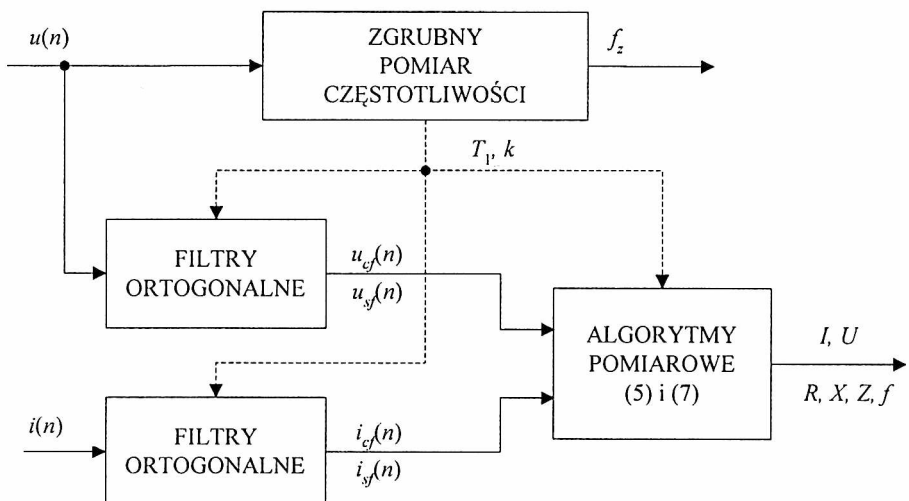
Równania estymacji składowych impedancji oraz częstotliwości (5.7) posiadają cechy niezależności częstotliwościowej dla składowej podstawowej sygnału. Efekt ten osiągnięty jest bez algorytmicznej realizacji korekcji algorytmu od wzmacnień filtrów cyfrowych. Jeśli sygnały pomiarowe nie zawierają składowych zakłócających, to wartości składowych ortogonalnych prądu i napięcia mogą być uznane za dokładne w całym zakresie częstotliwości. Za dokładne też w tym zakresie można uznać obliczone wartości impedancji i jej składowych. Cechą algorytmu (5.7d) jest ponadto ważna niezależność wyniku pomiaru od zmian amplitudy sygnału mierzonego.

W przypadku nieilorazowych algorytmów pomiaru amplitudy i mocy (zależności po wstawieniu sygnałów (5.4) z wyjść filtrów nie przedstawiono, można je jednak znaleźć odpowiednio w licznikach i mianownikach równań (5.7a) i (5.7b)), cechy pełnej niezależności częstotliwościowej dla składowej podstawowej są niemożliwe do osiągnięcia bez adaptacji. Ograniczoną niezależność obserwuje się tutaj jedynie w kilkuprocentowym otoczeniu częstotliwości nominalnej dzięki temu, że iloczyn wzmacnień filtrów  $F_c(\omega)F_s(\omega)$  pozostaje w tym zakresie częstotliwości praktycznie stały (jeden z nich wzrasta, a drugi maleje ze zmianą częstotliwości – patrz rys. 5.1).

Uzyskana właściwość pełnej niezależności algorytmów (5.7) od wzmocnień filtrów ortogonalnych nie jest niestety wystarczająca, jeżeli sygnał pomiarowy zawiera zakłócenia, co jest częste w przypadkach rzeczywistych, zwłaszcza w stanach przejściowych podczas zwarć i innych awaryjnych stanów pracy systemu elektroenergetycznego. Dobrą dokładność pomiaru impedancji i częstotliwości (przy standardowym poziomie zakłóceń) uzyskuje się wówczas jedynie w wąskim przedziale częstotliwości  $\pm$  kilku Hz wokół częstotliwości nominalnej.

#### 5.4. ADAPTACYJNA METODA POMIARU WIELKOŚCI KRYTERIALNYCH W SZEROKIM ZAKRESIE CZĘSTOTLIWOŚCI

Uzyskanie cech adaptacyjnych dla algorytmów pomiaru amplitudy i mocy (5.5), jak również rozszerzenie pasma dokładnej estymacji impedancji i częstotliwości w obecności zakłóceń można osiągnąć poprzez adaptację charakterystyk częstotliwościowych filtrów oraz wartości opóźnień w równaniach (5.5) i (5.7) do aktualnej częstotliwości. Schemat blokowy adaptacyjnej metody pomiarowej przedstawiono na rys. 5.2.



Rys. 5.2. Schemat blokowy estymacji z adaptacją względem zmian częstotliwości  
Fig. 5.2. Block scheme of estimation with adaptation to frequency changes

W pierwszym etapie dokonuje się zgrubnego pomiaru częstotliwości, który polega na oszacowaniu okresu składowej podstawowej mierzonego sygnału określonego liczbą próbek w okresie z rozdzielczością zależną od przyjętej częstotliwości próbkowa-

nia [70]. Zgrubna estymata aktualnej częstotliwości  $f_z$  może być obliczona przy wykorzystaniu dowolnego z dostępnych sygnałów pomiarowych, tj. jednego z napięć lub prądów fazowych bądź też sygnałów pochodnych, takich jak składowe symetryczne napięć i prądów lub ich inne dowolne kombinacje. Zgrubny, a przez to szybki pomiar częstotliwości jest tutaj zupełnie wystarczający ze względu na wzmiankowaną wyżej pełną lub częściową niezależność częstotliwościową i dobrą selektywność estymatorów (5.6), (5.7) wobec zakłóceń. Szczegółowy opis procedury zgrubnego szacowania częstotliwości przedstawiono w kolejnym podrozdziale.

Uzyskana przybliżona estymata okresu  $T_i$  mierzonego sygnału wykorzystywana jest do odpowiedniej adaptacji filtrów ortogonalnych. Stosownie do zmian częstotliwości uaktualniana jest długość okien filtrów, co zapewnia im optymalne własności filtracyjne, a w konsekwencji skuteczne tłumienie składowych zakłócających. Wartość opóźnienia  $k$  (w próbkach) w algorytmie pomiarowym ustawiana jest na poziomie jednej czwartej wyestymowanego w sposób zgrubny okresu składowej podstawowej sygnału. Długość okna pomiarowego filtrów ortogonalnych jest natomiast równa czterokrotnej wartości tego opóźnienia, tj. przybliżonej wartości okresu mierzonego sygnału.

## 5.5. METODA ADAPTACJI OPARTA NA ZGRUBNEJ ESTYMACJI CZĘSTOTLIWOŚCI SKŁADOWEJ PODSTAWOWEJ

Dyskretna reprezentacja sygnału pomiarowego przed dalszą filtracją cyfrową i przy pominięciu zakłóceń niech będzie dana równaniem:

$$y(n) = Y \cos(n\gamma + \varphi_y). \quad (5.8)$$

Obliczmy funkcję:

$$h_{k,m}(\omega) = y(n-k)y(n-m) - y(n)y(n-k-m). \quad (5.9)$$

Po podstawieniu równania (5.8) do (5.9) i odpowiednich przekształceniach funkcję (5.9) można być zapisać w postaci:

$$h_{k,m}(\omega) = Y^2 \sin(k\omega T_i) \sin(m\omega T_i). \quad (5.10)$$

Jeśli w równaniu (5.9) podstawimy dwukrotnie większą wartość opóźnienia ( $2k$  zamiast  $k$ ) i przekształcimy je do postaci analogicznej do równania (5.10), a następnie wyznaczmy iloraz obu równań, to otrzyma się:

$$\frac{h_{2k,m}(\omega)}{h_{k,m}(\omega)} = \frac{\sin(2k\omega T_i)}{\sin(k\omega T_i)} = 2 \cos(k\omega T_i). \quad (5.11)$$

Uzyskana funkcja częstotliwości sygnału nie zależy ani od wartości amplitudy, ani też od opóźnienia  $m$  (musi być ono różne od zera), lecz jedynie od wartości opóźnienia  $k$  i okresu próbkowania  $T_i$ . Po wstawieniu równania (5.9) do (5.11) otrzymuje się zależność [81]:

$$\cos(k\omega T_i) = 0,5 \frac{y(n-2k)y(n-m) - y(n)y(n-2k-m)}{y(n-k)y(n-m) - y(n)y(n-k-m)}. \quad (5.12)$$

Wartość częstotliwości może być obliczona z zależności (5.12) z wykorzystaniem funkcji *arccos*. Znacznie wygodniej jednak posłużyć się tym równaniem do obliczenia dyskretnych wartości częstotliwości stanowiących przybliżoną wartość częstotliwości rzeczywistej. Te dyskretnie wartości częstotliwości odpowiadają różnym wartościom opóźnienia  $k$  spełniającym równanie:

$$\cos(k\omega_k T_i) = C, \quad (5.13)$$

gdzie  $C$  – pewna stała.

Z punktu widzenia czułości metody najwygodniejsze jest przyjęcie wartości  $C$  równej zeru. Otrzymuje się wówczas:

$$\omega_k = \frac{\pi}{2kT_i} = \frac{\pi f_i}{2k}. \quad (5.14)$$

Założmy, że mierzona częstotliwość (pulsacja) jest równa  $\omega_k + \Delta\omega_k$ . Wówczas, przy spełnieniu warunku (5.14), możemy napisać:

$$\cos[(\omega_k + \Delta\omega_k)kT_i] = \cos\left[\frac{\pi}{2} + kT_i\Delta\omega_k\right] = -\sin(kT_i\Delta\omega_k) \cong -kT_i(\omega - \omega_k), \quad (5.15)$$

gdzie  $\Delta\omega_k$  – odchylenie rzeczywistej wartości pulsacji  $\omega$  od najbliższej dyskretniej wartości  $\omega_k$ .

Funkcja (5.15) będzie dodatnia, jeśli mierzona pulsacja  $\omega$  jest mniejsza od dyskretniej wartości  $\omega_k$ , a ujemna – gdy jest odwrotnie. Wynika stąd sposób zgrubnego pomiaru częstotliwości. Jeśli bowiem funkcja (5.15) jest ujemna, to należy zwiększać  $k$  tak długo, aż nastąpi zmiana znaku w tym wyrażeniu. Wartość opóźnienia  $k$  należy zmniejszać dla dodatnich wartości wyrażenia (5.15).

Aby uniknąć zbyt częstego kluczowania pomiędzy dwiema sąsiednimi dyskretnymi wartościami częstotliwości, wystarczy wprowadzić, zamiast kryterium zmiany znaku,



wymaganie zmiany wartości opóźnienia  $k$  wówczas, gdy mierzona wartość (funkcja (5.15)) przekracza granice przedziału  $[-\varepsilon, \varepsilon]$ . Warunek ten sprowadza się do tego, by utrzymywać stałą wartość opóźnienia  $k$  wówczas gdy

$$-\varepsilon \leq -kT_i(\omega - \omega_k) \leq \varepsilon. \quad (5.16)$$

Warto zauważyć, że ustalona wartość  $\varepsilon$  oznacza też zachowanie stałej wartości względnej odchyłki częstotliwości. Jeśli bowiem w powyższym równaniu wykorzystamy się zależność (5.14), to uzyskuje się:

$$-\varepsilon \leq -\frac{\pi}{2} \frac{(\omega - \omega_k)}{\omega_k} \leq \varepsilon. \quad (5.17)$$

Jest pewnym problemem określenie takiej wartości  $\varepsilon$ , aby nie występowała zbyt częsta zmiana wartości  $k$ , ale też aby została zapewniona odpowiednia rozdzielczość zgrubnego pomiaru częstotliwości. Tę wartość  $\varepsilon$  można obliczyć zakładając, że odchyłka częstotliwości (równania (5.16), (5.17)) będzie równa połowie różnicy między sąsiednimi dyskretnymi wartościami częstotliwości. Otrzymuje się wówczas warunek:

$$\varepsilon = \frac{\pi}{4(k+1)} \cong \frac{\pi f_k}{f_i}. \quad (5.18)$$

Jak widać, wartość  $\varepsilon$  jest w przybliżeniu wprost proporcjonalna do częstotliwości. Dobór tego parametru powinien być więc przeprowadzony stosownie do największej częstotliwości sygnału, którą chcemy zmierzyć. Przykładowo, jeśli ta maksymalna częstotliwość wynosi 50 Hz, to przy częstotliwości próbkowania  $f_i = 4$  kHz należy przyjąć  $\varepsilon = 0,039$ . Dla wyższych częstotliwości próbkowania wartość  $\varepsilon$  powinna być mniejsza, co bezpośrednio wynika z równania (5.18), ale także z faktu, iż mniejsza jest wtedy odległość sąsiadujących ze sobą dyskretnych wartości częstotliwości  $\omega_k$ . Trzeba tu też zauważyć, że korzystnym może być ewentualne zwiększenie wartości  $\varepsilon$ , gdy sygnał pomiarowy jest zakłócony, gdyż wówczas realizuje się swego rodzaju nieliniowy filtr zakłóceń.

Reasumując, realizacja procedury zgrubnego pomiaru częstotliwości  $f_z$  sprowadza się do:

- obliczania w kolejnych momentach czasowych  $n$  wartości funkcji (5.12), proporcjonalnej do aktualnej wartości odchyłki częstotliwości (zależność (5.15)),
- określenia nowej wartości opóźnienia  $k$  według zasady

$$\text{Jeżeli } \begin{cases} -kT_i(\omega - \omega_k) < -\varepsilon \\ -\varepsilon \leq -kT_i(\omega - \omega_k) \leq \varepsilon \\ -kT_i(\omega - \omega_k) > \varepsilon \end{cases}, \text{ to } \begin{cases} \text{zwiększ } k \text{ o } 1 \\ \text{pozostaw dotychczasową wartość } k \\ \text{zmniejsz } k \text{ o } 1 \end{cases}, \quad (5.19)$$

- obliczenia aktualnej wartości okresu składowej podstawowej sygnału pomiarowego  $T_i$  (iloczyn czterokrotnej bieżącej wartości opóźnienia  $k$  i kroku próbkowania  $T_i$ ) oraz zgrubnej estymaty częstotliwości  $f_z$  (odwrotna wartość obliczonego okresu  $T_i$ ).

## 5.6. METODA ADAPTACJI OPARTA NA ESTYMACJI OKRESU SKŁADOWEJ PODSTAWOWEJ

Jako alternatywą do opisanej w poprzednim punkcie metody adaptacji, opracowano i przetestowano także metodę opartą na estymacji okresu składowej podstawowej sygnału. Adaptacja długości okien filtrów cyfrowych odbywa się w tym przypadku na drodze [67]:

- określenia aktualnej wartości częstotliwości sygnału według zależności

$$f = \frac{1}{2\pi kT_i} \arccos \left\{ \frac{1}{2} \frac{y(n-2k)y(n-k) - y(n)y(n-3k)}{y(n-k)y(n-k) - y(n)y(n-2k)} \right\}, \quad (5.20)$$

- obliczenia okresu składowej podstawowej (wyrażonego w liczbie kroków próbkowania)

$$N_m = \frac{T}{T_i} = \frac{f_i}{f}, \quad (5.21)$$

- wyznaczenia wartości odchyłki okresu od dyskretnej wartości  $N$

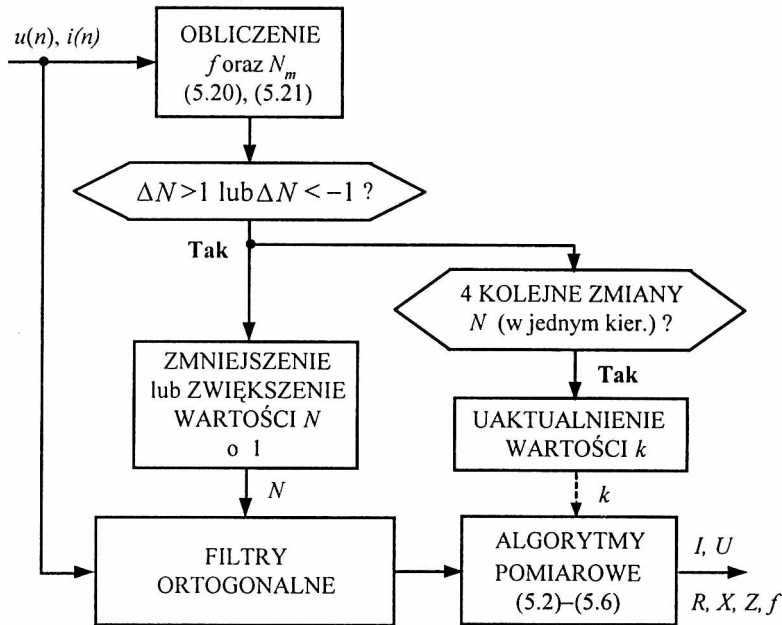
$$\Delta N = N - N_m, \quad (5.22)$$

- dostosowania długości okien filtrów do aktualnej wartości  $N$  według zasady

$$\text{Jeżeli } \begin{cases} \Delta N < -1 \\ -1 \leq \Delta N \leq 1 \\ \Delta N > 1 \end{cases}, \text{ to } \begin{cases} \text{zwiększ } N \text{ o } 1 \\ \text{pozostaw dotychczasową wartość } N \\ \text{zmniejsz } N \text{ o } 1 \end{cases}. \quad (5.23)$$

Jeżeli do obliczania wielkości kryterialnych wykorzystywane są algorytmy z opóźnieniem, tj. (5.5) lub (5.6), to stosownemu uaktualnieniu podlega także wartość opóźnienia  $k$ . Uwzględniając, że wartość  $k$  powinna być liczbą całkowitą (równą  $N/4$ , co odpowiada ćwiartce okresu składowej podstawowej), jej uaktualnienie możliwe jest jedynie po czterokrotnej zmianie wartości  $N$  w tym samym kierunku (w górę lub w dół), tj. wtedy, gdy liczba  $N$  staje się podzielna przez 4.

Schemat blokowy procedury adaptacyjnego pomiaru z adaptacją względem zmian okresu składowej podstawowej sygnału pokazano na rys. 5.3.



Rys. 5.3. Schemat blokowy estymacji z adaptacją względem zmian okresu sygnału  
Fig. 5.3. Block scheme of the  $\Delta N$ -based adaptive estimator

Wyniki aplikacji opisanego adaptacyjnego algorytmu pomiarowego przedstawiono w następnym podrozdziale.

## 5.7. WYNIKI BADAŃ SYMULACYJNYCH

Opisane metody adaptacyjnego pomiaru wielkości kryterialnych przetestowano w sposób symulacyjny dla sygnałów napięcia i prądu:

- niezakłóconych,
- zawierających zakłócenia wyższymi harmonicznymi od 2. do 4. (w sygnale napięciowym) według zależności:

$$u(n) = U \left[ \cos(n\gamma + \varphi_u) + 0,05 \cos(2n\gamma + \varphi_u) + \right. \\ \left. + 0,15 \cos(3n\gamma + \varphi_u) + 0,15 \cos(4n\gamma + \varphi_u) \right], \quad (5.24a)$$

$$i(n) = I \cos(n\gamma + \varphi_i), \quad (5.24b)$$

przy czym  $\varphi_u - \varphi_i = \pi/4$ .

Sygnały te próbkowano z częstotliwością 4000 Hz, co oznacza rejestrację 80 próbek napięcia i prądu w okresie przy częstotliwości podstawowej równej 50 Hz oraz odpowiednio mniej lub więcej niż 80 dla innych częstotliwości. Zakładając, że maksymalną częstotliwością mierzoną będzie 80 Hz, wartość progową przełączeń  $\varepsilon$  podczas zgrubej estymacji częstotliwości przyjęto na poziomie 0,044, stosownie do rozważań w rozdziale 5.4.

Składowe ortogonalne sygnałów pomiarowych uzyskiwano poprzez filtrację z użyciem pary nierekursywnych filtrów cyfrowych pełnookresowych o funkcjach wagi typu kosinus i sinus. Długość okna filtrów cyfrowych była dostosowywana do aktualnej wartości częstotliwości obliczonej w bloku zgrubnego pomiaru częstotliwości (patrz rys. 5.2).

Częstotliwość sygnałów wejściowych zmieniano w szerokich granicach według jednego z dwóch scenariuszy:

- płynna zmiana częstotliwości ze znaczną prędkością narostu +20 Hz/s,
- skokowa zmiana częstotliwości w górę lub w dół.

Zachowanie prezentowanych estymatorów (5.7) z adaptacją częstotliwościową porównano z algorytmami:

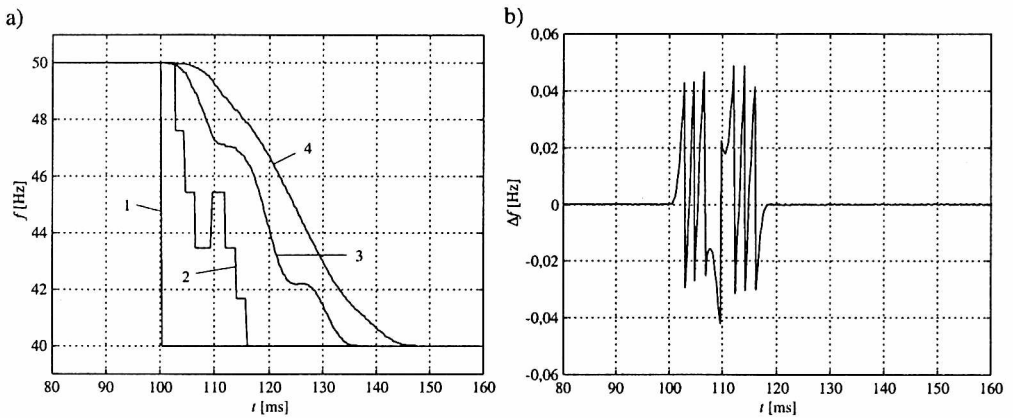
- estymatora wąskopasmowego (5.7) bez adaptacji (stała długość okna filtrów ortogonalnych odpowiadająca okresowi częstotliwości nominalnej systemu 50 Hz),
- estymatora standardowego (5.3) z filtrami ortogonalnymi zaprojektowanymi na częstotliwość 50 Hz.

Na początku pokazano wyniki zgrubej i dokładnej estymacji częstotliwości sygnału, następnie zaś proces pomiaru impedancji i jej składowych. Wyniki opisane w podrozdziałach 5.7.1–5.7.3 otrzymano przy zastosowaniu adaptacji według procedury opisanej w podrozdziale 5.5. W podrozdziale 5.7.4 pokazano wyniki badań dla estymatorów adaptacyjnych opartych na pomiarze okresu składowej podstawowej sygnału, opisanych w podrozdziale 5.6.

### 5.7.1. WYNIKI BADAŃ DLA ALGORYTMU POMIARU CZĘSTOTLIWOŚCI

Ze względu na ograniczoną objętość niniejszej monografii przedstawiono jedynie wybrane wyniki badań oraz omówiono wynikające z nich cechy proponowanej adaptacyjnej metody pomiaru częstotliwości [72, 81].

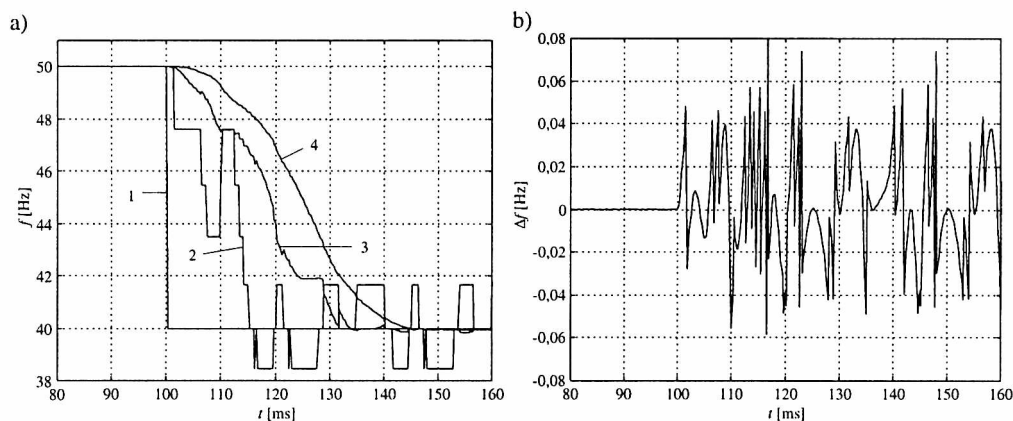
Na rysunkach 5.4 i 5.5 pokazano przebiegi estymacji częstotliwości uzyskane dla sygnału napięciowego o zmienianej skokowo częstotliwości z 50 na 40 Hz, odpowiednio dla sygnału niezakłóconego i zawierającego zakłócenia o strukturze według zależności (5.24a). Pomimo że taka zmiana częstotliwości w systemie elektroenergetycznym nie jest w rzeczywistości możliwa, przykład ten ilustruje znakomicie zarówno cechy statyczne (dokładność w stanie ustalonym), jak i dynamikę prezentowanej metody pomiarowej. Rysunki 5.4a i 5.5a przedstawiają wyniki samego procesu pomiarowego, na rysunkach 5.4b i 5.5b pokazano natomiast przebiegi odchyłki od aktualnie wyznaczonej zgrubej estymaty częstotliwości. Jak widać, niezależnie od struktury sygnału wejściowego (bez oraz w obecności zakłóceń), dynamika procesu estymacji związana z przejściem do nowej wartości ustalonej jest podobna.



Rys. 5.4. Dynamika estymacji częstotliwości przy jej skokowej zmianie z 50 na 40 Hz (pomiar dla sygnału bez zakłóceń): a) przebieg estymacji częstotliwości, b) przebieg odchyłki częstotliwości; 1 – rzeczywista wartość częstotliwości, 2 – estymata zgrubna, 3 – estymata dokładna, 4 – przebieg po dodatkowym półokresowym uśrednianiu wyniku

Fig. 5.4. Dynamic features of the frequency estimation process during step frequency change from 50 to 40 Hz (measurements for the signal without noise): a) frequency estimation results, b) frequency deviation; 1 – actual frequency (set curve), 2 – coarse frequency estimate, 3 – precise frequency estimate, 4 – results after additional half-cycle averaging

Zgrubna estymata częstotliwości osiąga stan quasi-ustalony po czasie ok. 15 ms, zaś stan przejściowy pomiaru dokładnego trwa ok. 35 ms (dodatkowe 20 ms na pełnookresową filtrację sygnału). W chwilach, w których odchyłka częstotliwości przekracza wartości progowe  $-\varepsilon$ ,  $+\varepsilon$ , następuje zmiana wartości  $k$  i obliczenie nowej wartości zgrubej estymaty częstotliwości. Stosownie do tego dokonywana jest adaptacja długości okien zastosowanych filtrów ortogonalnych oraz wartości opóźnień w algorytmie pomiarowym (5.7d).



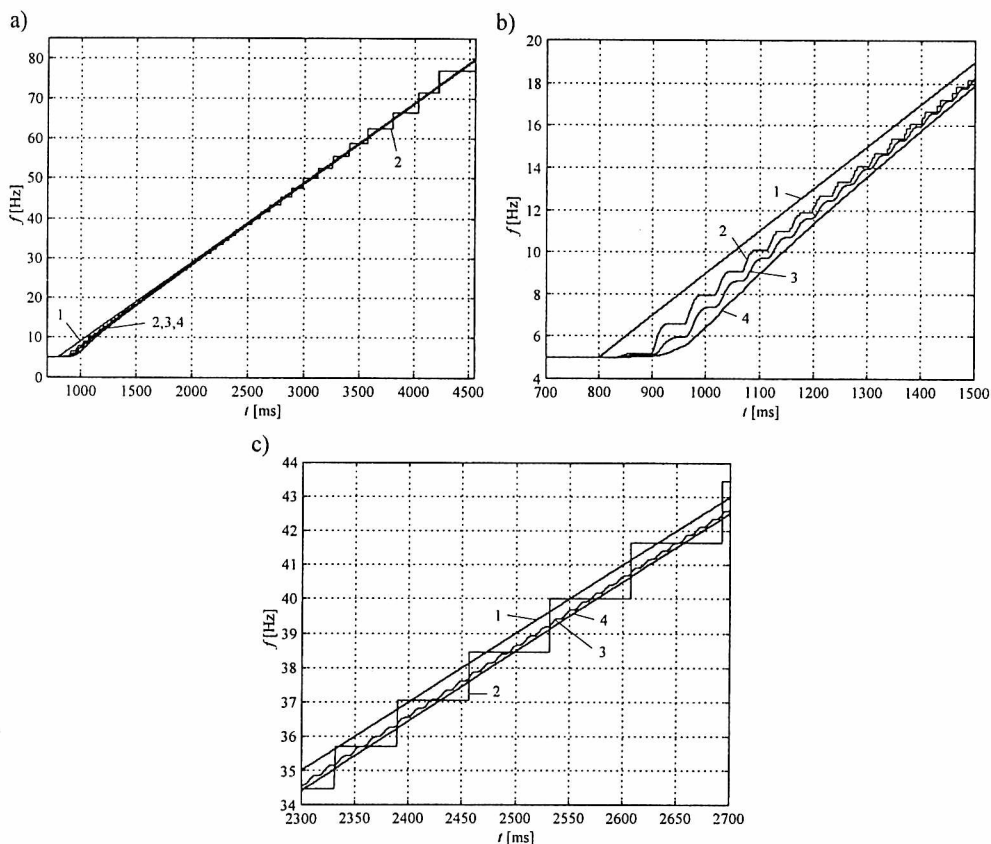
Rys. 5.5. Dynamika estymacji częstotliwości przy jej skokowej zmianie z 50 na 40 Hz (pomiar dla sygnału z zakłóceniami): a) przebieg estymacji częstotliwości, b) przebieg odchyłki częstotliwości; krzywe 1–4 – jak na rys. 5.4

Fig. 5.5. Dynamic features of the frequency estimation process during step frequency change from 50 to 40 Hz (measurements for the signal with noise): a) frequency estimation results, b) frequency deviation; curves 1–4 – as in Fig. 5.4

Można zauważyć, że w przypadku gdy sygnał wejściowy nie zawiera zakłóceń, stan przejściowy pomiaru kończy się z chwilą dojścia do nowej wartości częstotliwości, po czym nie obserwuje się już aktywności procedury adaptacji. Inaczej jest w przypadku sygnału zawierającego zakłócenia, gdzie również w stanie quasi-ustalonym pomiaru (wokół częstotliwości 40 Hz) następuje częste przekraczanie przez odchyłkę wartości progowych, czego efektem jest odpowiednie przełączanie między sąsiednimi wartościami dyskretnych częstotliwości  $f_k$ . Można także zauważyć (w przypadku pokazanym na rys. 5.5), że pomimo adaptacji charakterystyk zastosowanych filtrów wyższe harmoniczne sygnału wejściowego nie są w 100% odrzucane. Związany z tym chwilowy błąd pomiaru częstotliwości w stanie quasi-ustalonym nie przekracza poziomu 0,2 Hz. Zredukowanie tego błędu do ok. 0,05 Hz, a jednocześnie bardziej gładkie przejście do nowej wartości ustalonej po skokowej zmianie częstotliwości (krzywa 4) można uzyskać, stosując na wyjściu układu dodatkowy półokresowy filtr uśredniający. Związane z tym opóźnienie pogarsza oczywiście dynamikę pomiaru częstotliwości.

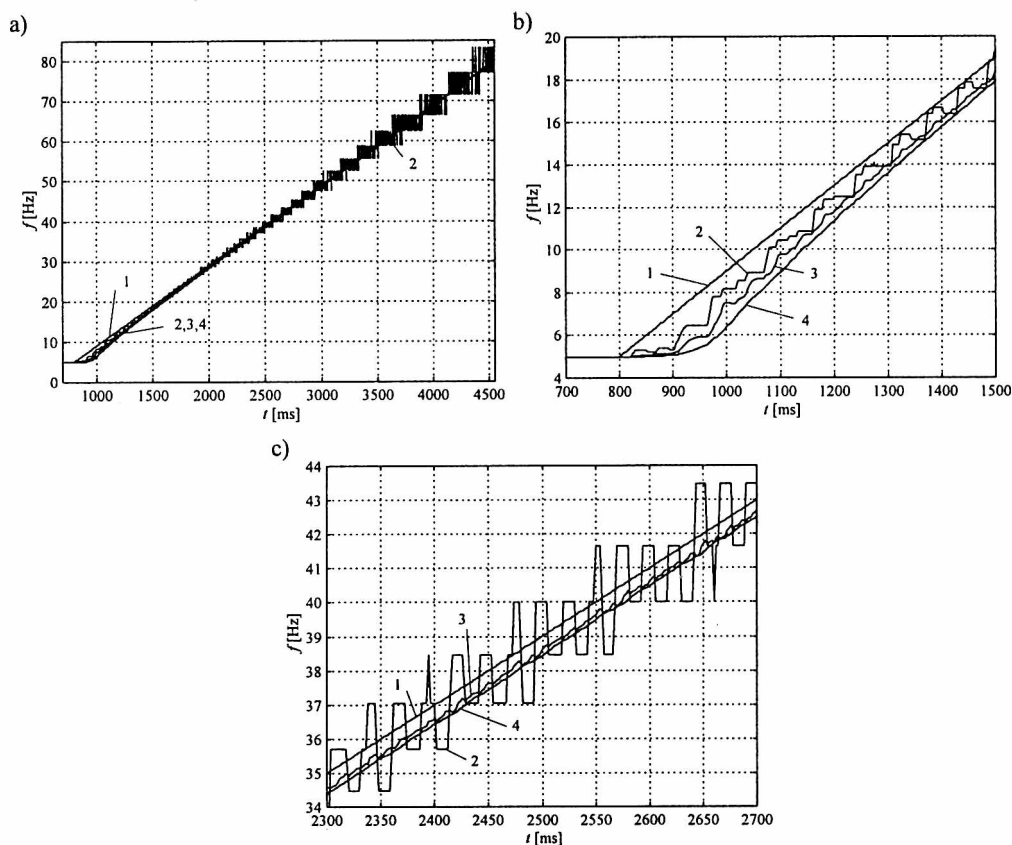
Wyniki zastosowania proponowanego algorytmu do pomiaru częstotliwości szybko narastającej (liniowo od 5 do 80 Hz, z prędkością 20 Hz/s) przedstawiono na rysunkach 5.6 i 5.7, podobnie jak poprzednio odpowiednio dla sygnału „czystego” i „zaśmieconego zakłóceniami”. Szczegóły procesu estymacji zgrubnej i dokładnej widoczne są lepiej na rysunkach b) i c) stanowiących powiększenie odpowiednich fragmentów rysunków a). Jak widać, algorytm pomiarowy śledzi przebieg częstotliwości rzeczywistej z całkowitym opóźnieniem równym w przybliżeniu aktualnej

wartości okresu sygnału, tj. ok. 100 ms przy  $f=10$  Hz, 25 ms przy  $f=40$  Hz itd. Opóźnienie to jest jednak mniejsze niż suma długości okien zastosowanych filtrów ortogonalnych oraz filtru uśredniającego. Zgodnie z oczekiwaniami, wraz ze wzrostem częstotliwości ulega zmianie wartość skoku zgrubnej estymaty częstotliwości (krzywa 2), od wartości ok. 0,2 Hz przy  $f=5$  Hz do ponad 6 Hz przy  $f=80$  Hz, z zachowaniem wartości względnej przełączania wynikającej z przyjętej stałej wartości progowej  $\varepsilon$ . Nieznaczne oscylacje wyniku pomiaru z adaptacją (krzywa 3 na rys. 5.6), spowodowane ciągłą zmiennością częstotliwości sygnału (filtry nigdy „nie widzą” pełnego okresu aktualnej częstotliwości), udaje się skutecznie odfiltrować dzięki zastosowaniu filtru uśredniającego (krzywa 4).



Rys. 5.6. Estymacja częstotliwości w zakresie od 5 do 80 Hz, sygnał niezakłócony, zmiana częstotliwości z prędkością 20 Hz/s: a) wyniki pomiaru częstotliwości, b) powiększenie rysunku a) dla zakresu  $f=5\text{--}20$  Hz, c) powiększenie dla  $f=34\text{--}44$  Hz; 1–4 – jak na rys. 5.4

Fig. 5.6. Frequency estimation in the range from 5 to 80 Hz, signal without noise, frequency changes with the rate 20 Hz/s: a) frequency measurement results, b) enlargement for the range  $f=5\text{--}20$  Hz, c) enlargement for the range  $f=34\text{--}44$  Hz; curves 1–4 – as in Fig. 5.4



Rys. 5.7. Wyniki śledzenia zmian częstotliwości w zakresie od 5 do 80 Hz, sygnał zakłócony;

a)–c), 1–4 – jak na rys. 5.4

Fig. 5.7. Results of frequency tracking in the range from 5 to 80 Hz, signal with noise;

a)–c), 1–4 – as in Fig. 5.4

W przypadku sygnału wejściowego zawierającego zakłócenia (rys. 5.7) przebieg zgrubej estymaty częstotliwości nie jest już tak dokładnie monotoniczny jak w przypadku pokazanym na rys. 5.6. Występuje tu częstsze przełączanie pomiędzy sąsiednimi wartościami  $f_k$  zarówno w górę, jak i w dół, podobnie jak na rys. 5.5 przy skokowej zmianie częstotliwości. Niemniej jednak, ze względu na omawiane wcześniej cechy niezależności częstotliwościowej algorytmu (5.7d), uzyskiwany przebieg estymaty dokładnej jest niewiele gorszy od tego z rys. 5.6, co dowodzi dobrego dostosowania charakterystyk filtrów ortogonalnych i skutecznej filtracji składowych zakłóceń.

Podsumowując przedstawione wyniki badań, należy stwierdzić, iż:

- błędy estymacji częstotliwości z wykorzystaniem zaproponowanego algorytmu adaptacyjnego, także w obecności w sygnale zakłóceń o standardowym poziomie, nie przekraczają wartości 0,05 Hz,



- wartość ustalona pomiaru uzyskiwana jest po ok. 1,0–1,5 okresu od chwili skokowej zmiany częstotliwości,
- dynamika procesu estymacji okazuje się wystarczająco dobra do śledzenia szybkich zmian częstotliwości w systemie elektroenergetycznym,
- całkowite opóźnienie podczas nadążania za zmianami częstotliwości wynosi ok. jednego okresu aktualnej częstotliwości sygnału.

Wymienione zalety użytkowe sprawiają, że, prezentowana metoda pomiaru może być z powodzeniem wykorzystywana w układach zabezpieczeń i sterowania generatorów w stanach ich pracy normalnej (także w fazie rozruchu) oraz w trakcie ewentualnej awarii.

### 5.7.2. BADANIA ALGORYTMU POMIARU IMPEDANCJI I JEJ SKŁADOWYCH

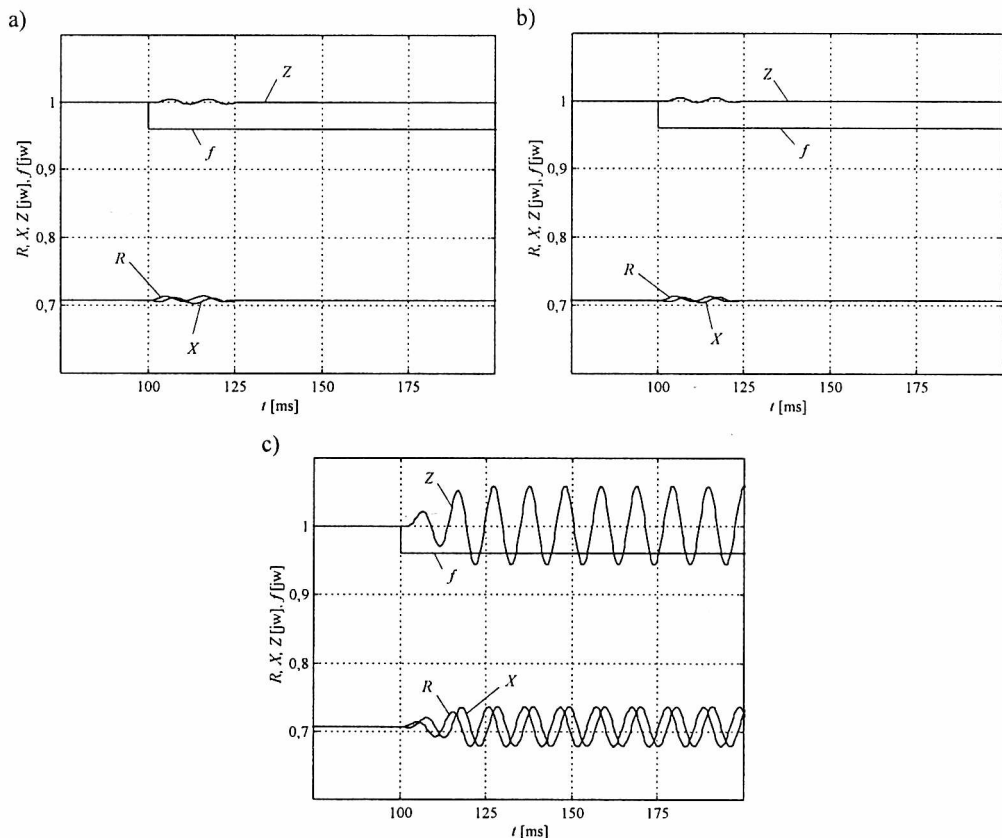
W niniejszym podrozdziale opisano wyniki symulacyjnego testowania algorytmów pomiaru impedancji z adaptacją względem zmian częstotliwości zgodnie ze schematem pokazanym na rys. 5.2 [76, 80, 82].

Na rysunku 5.8 pokazano przebieg estymacji impedancji i jej składowych z wykorzystaniem algorytmów pomiarowych opisanych w podrozdziałach 5.2–5.4 dla sygnałów wejściowych nie zawierających zakłóceń, przy skokowej zmianie częstotliwości od wartości 50 Hz do 48 Hz. Przebiegi estymacji dla algorytmu (5.7) z adaptacją i bez adaptacji częstotliwościowej (rys. 5.8a, 5.8b) praktycznie nie różnią się. W momencie skokowej zmiany częstotliwości występuje stan przejściowy trwający ok. 25 ms (1 1/4 okresu składowej podstawowej), po ustąpieniu którego impedancja mierzona jest znów dokładnie. W przypadku algorytmu standardowego (5.3) (rys. 5.8c) widoczny jest oscylacyjny błąd w stanie ustalonym pomiaru (na poziomie ok.  $\pm 6\%$ ), wynikający z niejednakowych współczynników wzmocnień filtrów ortogonalnych dla częstotliwości różnych od nominalnej.

Rysunek 5.9 ilustruje przebieg estymacji impedancji i jej składowych w warunkach jak poprzednio, lecz w przypadku gdy sygnał napięciowy zawierał składowe zakłócające według zależności (5.24a). Niedokładna filtracja zakłóceń przez filtry ortogonalne powoduje oscylacyjny błąd pomiaru na poziomie ok. 1,5% dla algorytmu (5.7) zarówno z adaptacją, jak i bez adaptacji częstotliwościowej (rys. 5.9a, b). Eliminacja tych oscylacji możliwa jest poprzez zastosowanie dodatkowego uśredniającego filtra wyjściowego o oknie półokresowym. W przypadku algorytmu standardowego (rys. 5.9c) dodatkowe błędy spowodowane zakłóceniami sumują się z błędami dla składowej podstawowej sygnału i dają chwilowy uchyb o maksymalnej wartości około 10%.

Znacznie pełniejszy obraz dotyczący własności prezentowanych algorytmów pomiarowych uzyskamy z analizy rysunków 5.10 i 5.11 przedstawiających proces estymacji składowych impedancji dla sygnałów niezakłóconych i zawierających zakłócenia przy zmieniającej się płynnie częstotliwości od wartości 40 Hz do 60 Hz z prędkością narostu +20 Hz/s. W przypadku niezakłóconych sygnałów wejściowych

pomiar składowych impedancji z wykorzystaniem algorytmu (5.7) jest dokładny w całym zakresie częstotliwości, niezależnie od tego, czy zastosowano adaptację częstotliwościową, czy też nie. Właściwość ta wynika z postaci równań estymatorów (5.7) gwarantujących niezależność częstotliwościową dla składowej podstawowej sygnału. W przypadku obecności zakłóceń w sygnałach wejściowych (rys. 5.11) poprawny pomiar (z niewielkim błędem na poziomie 1,5%) uzyskuje się jedynie dla algorytmu z adaptacją częstotliwościową, co wynika z dopasowania charakterystyk filtrów do aktualnej częstotliwości.

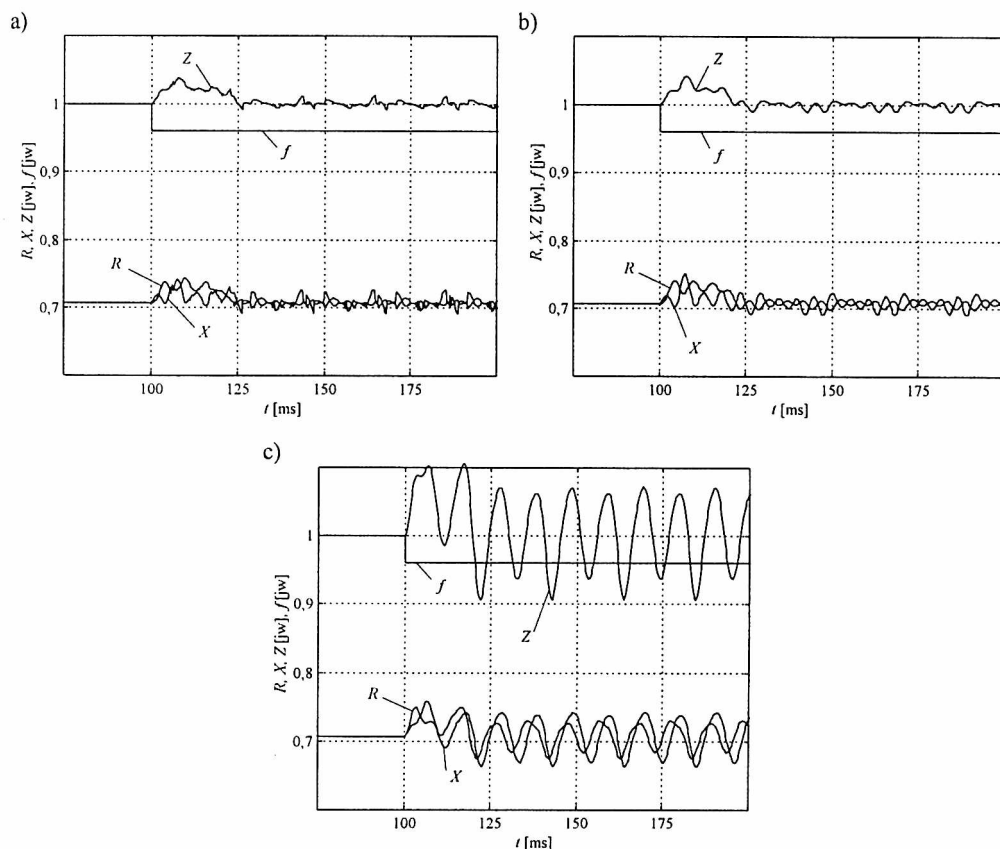


Rys. 5.8. Estymacja impedancji i jej składowych podczas skokowej zmiany częstotliwości od wartości 50 do 48 Hz przy niezakłóconych sygnałach pomiarowych z wykorzystaniem:

- a) proponowanej adaptacyjnej metody pomiarowej, b) wąskopasmowego estymatora impedancji wg zależności (5.7), c) standardowego algorytmu pomiarowego wg zależności (5.3)

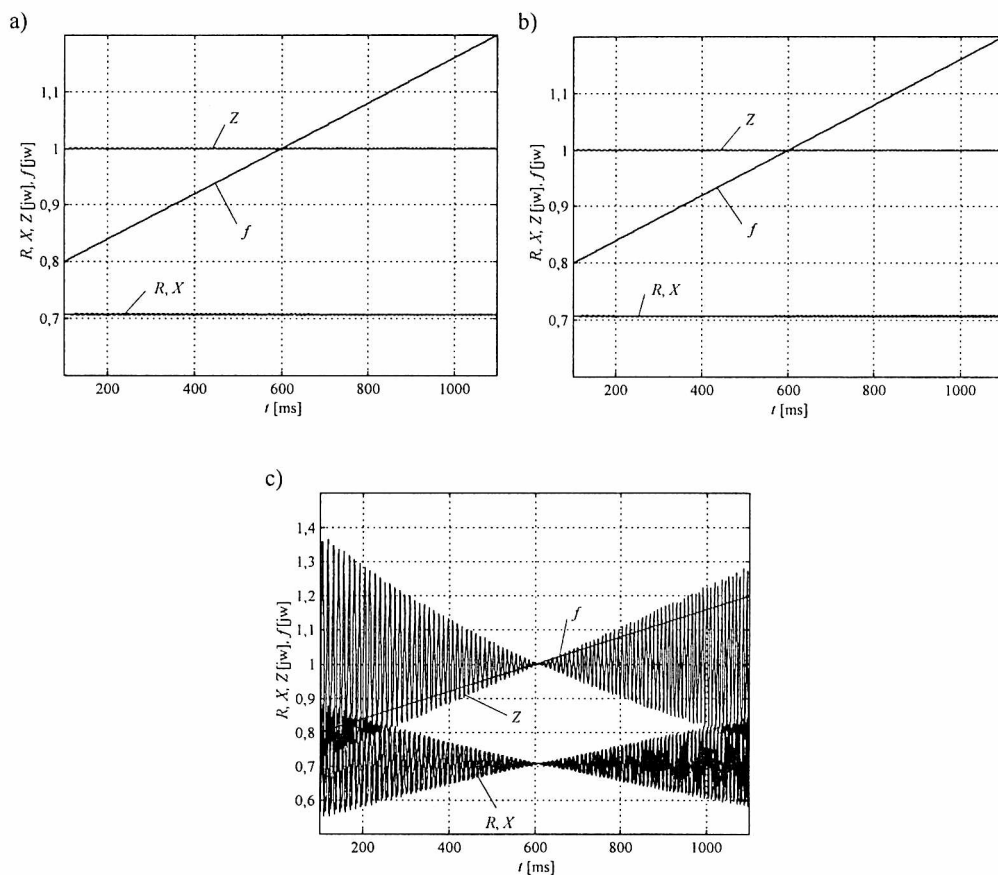
Fig. 5.8. Estimation of impedance and its components during step frequency change from 50 to 48 Hz (input signals without noise) with use of: a) adaptive measurement scheme proposed, b) narrow-band impedance estimator (5.7), c) standard measurement algorithm (5.3)

Skuteczność filtrowania zakłóceń zależy, rzecz jasna, od dokładności zgrubnej estymacji częstotliwości, ta zaś jest również funkcją zawartości zakłóceń w sygnałach pomiarowych. Brak adaptacji częstotliwościowej powoduje niedokładną filtrację składowych zakłócających i w efekcie narastający wraz z odchyłką częstotliwości błąd pomiaru składowych impedancji (rys. 5.11b). Pomiar składowych impedancji z wykorzystaniem algorytmu standardowego według zależności (5.3) jest dokładny jedynie dla częstotliwości nominalnej, zarówno dla sygnałów niezakłóconych, jak i zakłóconych (wyraźny węzeł dla  $f/f_1 = 1$  na rys. 5.10c i 5.11c). Błąd pomiarowy rośnie w przybliżeniu liniowo wraz z odchyłką częstotliwości od wartości nominalnej, osiągając wartość ok. 40% na krańcach rozważanego przedziału częstotliwości.



Rys. 5.9. Estymacja impedancji i jej składowych podczas skokowej zmiany częstotliwości od wartości 50 do 48 Hz przy zakłóconych sygnałach pomiarowych; a), b), c) – jak na rys. 5.8

Fig. 5.9. Estimation of impedance and its components during step frequency change from 50 to 48 Hz (input signals with noise); a), b), c) – as in Fig. 5.8



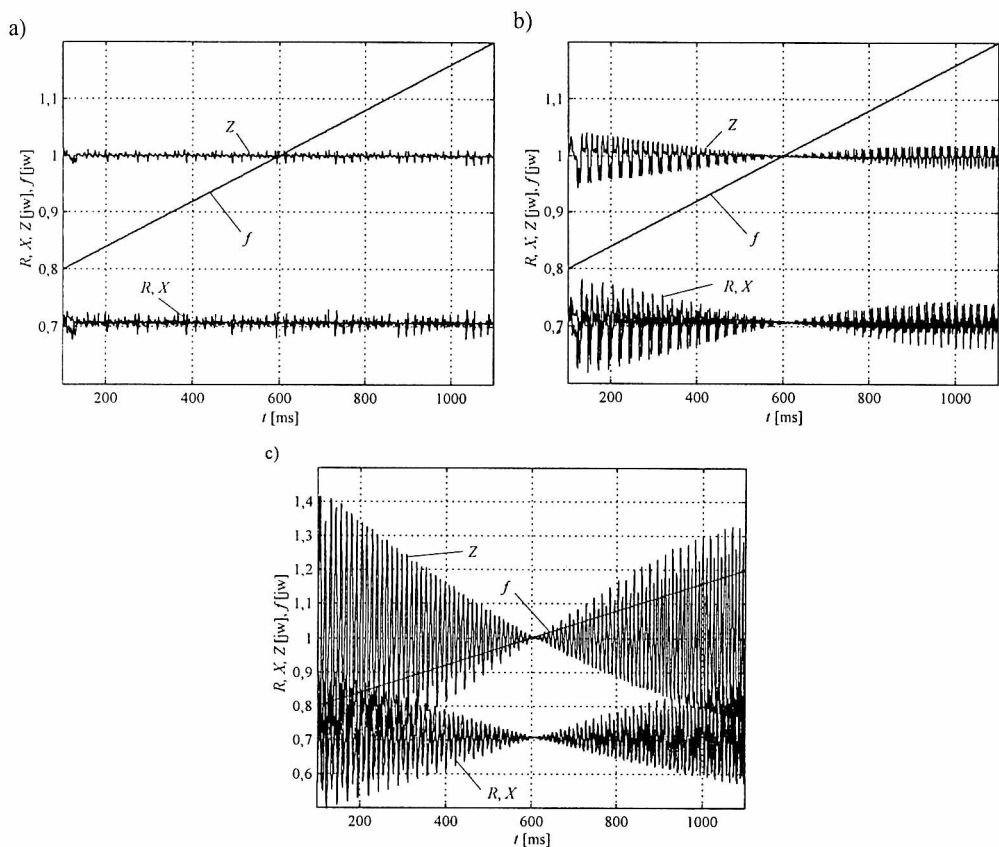
Rys. 5.10. Estymacja impedancji i jej składowych podczas liniowego narostu częstotliwości w przedziale od 40 do 60 Hz przy niezakłóconych sygnałach pomiarowych;

a), b), c) – jak na rys. 5.8

Fig. 5.10. Estimation of impedance and its components during linear changing of frequency in the range from 40 to 60 Hz (noise-free measurement signals);

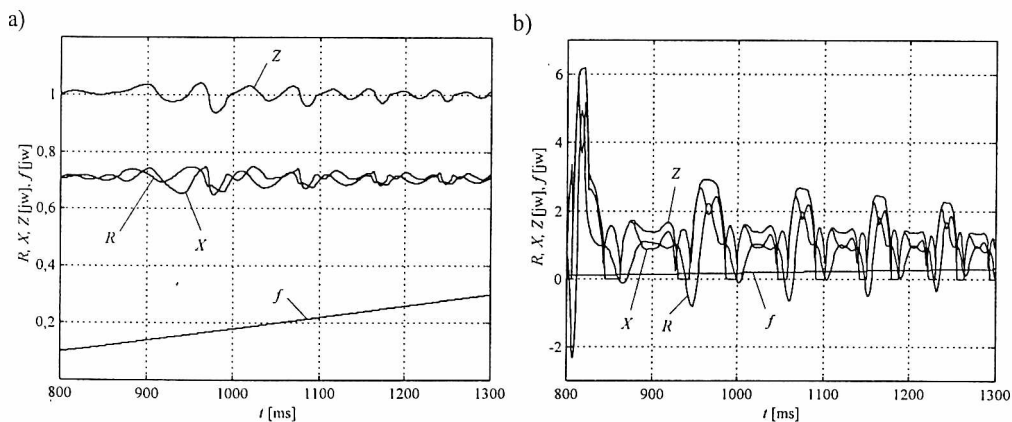
a), b), c) – as in Fig. 5.8

Na rysunku 5.12 pokazano przebiegi estymacji składowych impedancji dla niskich częstotliwości z zakresu (5–15) Hz dla sygnałów pomiarowych zawierających zakłócenia. Możliwe do zaakceptowania wyniki uzyskuje się jedynie dla algorytmu (5.7) z adaptacją częstotliwościową. Chwilowe błędy pomiaru impedancji nie przekraczają tutaj 7%. Wyniki estymacji dla pozostałych algorytmów (rys. 5.12b, c) daleko odbiegają od wartości dokładnych, wielokrotnie przekraczając dopuszczalne granice błędu pomiarowego.

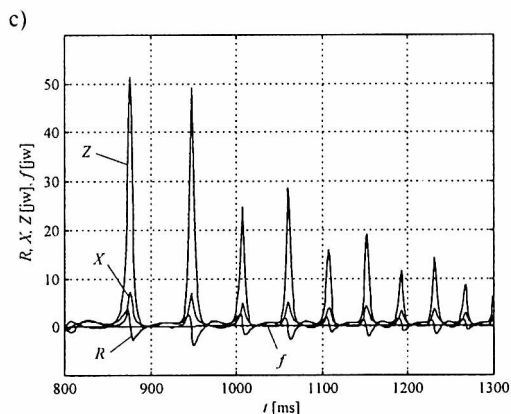


Rys. 5.11. Estymacja impedancji i jej składowych podczas liniowego narostu częstotliwości w przedziale od 40 do 60 Hz przy zakłóconych sygnałach pomiarowych; a), b), c) – jak na rys. 5.8

Fig. 5.11. Estimation of impedance and its components during linear changing of frequency in the range from 40 to 60 Hz (measurement signals contaminated with noise); a), b), c) – as in Fig. 5.8



Rys. 5.12



Rys. 5.12. Estymacja impedancji i jej składowych podczas liniowego narostu częstotliwości w przedziale od 5 do 15 Hz przy zakłóconych sygnałach pomiarowych; a), b), c) – jak na rys. 5.8

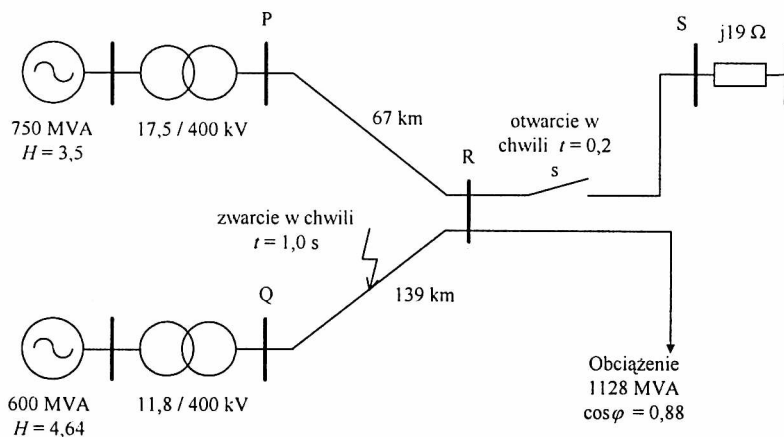
Fig. 5.12. Estimation of impedance and its components during linear changing of frequency in the range from 5 to 15 Hz (measurement signals contaminated with noise); a), b), c) – as in Fig. 5.8

### 5.7.3. TESTOWANIE ESTYMATORÓW ADAPTACYJNYCH Z UŻYCIEM SYGNAŁÓW Z SYMULACJI W PROGRAMIE ATP

Opisane adaptacyjne estymatory wielkości kryterialnych poddano testowaniu z użyciem sygnałów uzyskanych w wyniku symulacji w programie ATP. Badania obejmowały symulację sytuacji zwarciovych we fragmentach systemu elektroenergetycznego o różnych konfiguracjach. Przedstawione wyniki testów dotyczą pomiaru parametrów sygnałów we fragmencie wielomaszynowego systemu jak na rysunku 5.13. Podstawowe parametry systemu podano na rysunku, szczegóły można znaleźć w artykułach [52, 56].

System z rysunku 5.13 składa się z dwóch stacji z generatorami zasilającymi sieć (szyny zbiorcze R) przez odpowiednie transformatory blokowe i linie przesyłowe 400 kV. Podsystem PQR połączony jest początkowo z systemem zewnętrznym (szyny S), zasilając wspólnie odbiory o mocy 1128 MVA,  $\cos\varphi = 0,88$ , przy czym generatory P, Q pokrywają jedynie część zapotrzebowania mocy odbiorów. W chwili  $t = 200$  ms zostaje otwarty wyłącznik pomiędzy szynami R i S, wskutek czego podsystem PQR staje się wydzieloną wyspą. Dodatkowo w chwili  $t = 1,0$  s rozpoczyna się trójfazowe zwarcie symetryczne pośrodku linii Q–R. Przebiegi prędkości obrotowej wirników generatorów P i Q (wyskalowane w jednostkach częstotliwości) podczas nagłej zmiany obciążenia po wyłączeniu łącznika R–S i późniejszego zwarcia trójfazowego pokazano na rysunku 5.14a. W przebiegu napięcia fazowego (pomiar na szynach w stacji Q) pokazanego na rysunku 5.14b widoczne jest działanie regulatora napięcia generatora. Fluktuacje amplitudy prądu (rys. 5.14c) związane są z pozwarciovym kołysaniem mocy pomiędzy obydwooma stacjami wytwórczymi. Zmiana warunków obciążenia generatorów (nagłe docią-

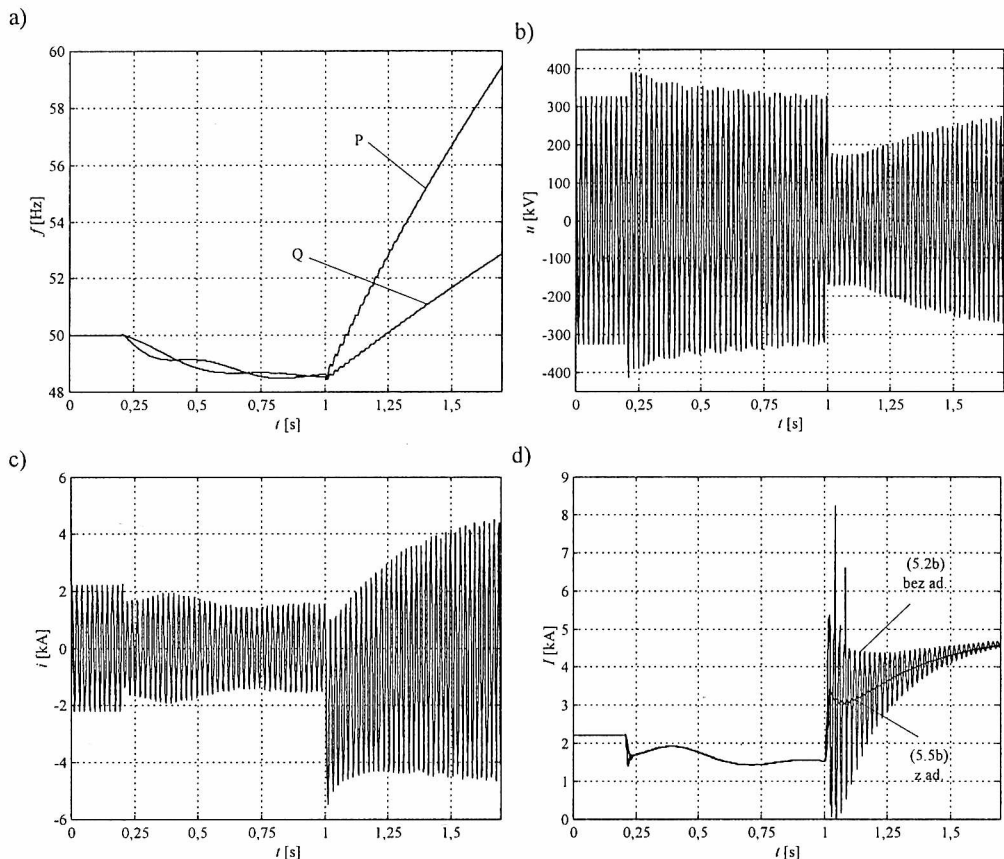
zenie) powoduje w konsekwencji chwilowe obniżenie częstotliwości. W momencie rozpoczęcia zwarcia częstotliwość podsystemu PQR była równa 48,5 Hz. Ze względu na to, że w omawianym przypadku zwarcie nie zostaje wyłączone do końca czasu symulacji, generatory P i Q przyspieszają, osiągając prędkość obrotową (częstotliwość) przekraczającą znacznie granice bezpiecznej pracy. Dopuszczono taką sytuację podczas symulacji w celu zbadania zachowania się opracowanych adaptacyjnych algorytmów pomiarowych przy znacznych odchyłkach częstotliwości.



Rys. 5.13. Schemat testowego systemu el.en. modelowanego w ATP

Fig. 5.13. Test power system modelled in ATP

Na rysunku 5.14d pokazano wyniki pomiaru amplitudy prądu fazy  $L1$  płynącego w linii łączącej stację Q i szyny zbiorcze R z rys. 5.13. Porównano rezultaty pomiaru bez adaptacji algorytmem (5.2b) oraz z adaptacją według schematu z rys. 5.2 przy zastosowaniu algorytmu pomiarowego (5.5b). Zgrubny pomiar częstotliwości (okresu) potrzebnej do adaptacji filtrów cyfrowych przeprowadzono obliczając wartość wyrażenia (5.12) dla sygnału napięciowego fazy  $L1$  zarejestrowanego w stacji Q. Poprawne wyniki estymacji amplitudy prądu uzyskano dla algorytmu (5.5b) z adaptacją częstotliwościową. Korzyści wynikające z adaptacji filtrów widoczne są szczególnie w przedziale czasowym 1,0–1,7 s, tj. po rozpoczęciu zwarcia w linii. Słabością algorytmu (5.2b) przy wyłączonej adaptacji jest niedokładna filtracja zakłóceń, związana z niedostrojeniem długości okna filtrów do aktualnego (zmieniającego się) okresu składowej podstawowej sygnału. Otrzymane wyniki potwierdzają znakomite właściwości estymatorów adaptacyjnych, prezentowane wcześniej dla sygnałów o szerokim spektrum częstotliwościowym wygenerowanych w programie MATLAB (patrz rys. 5.4–5.12).



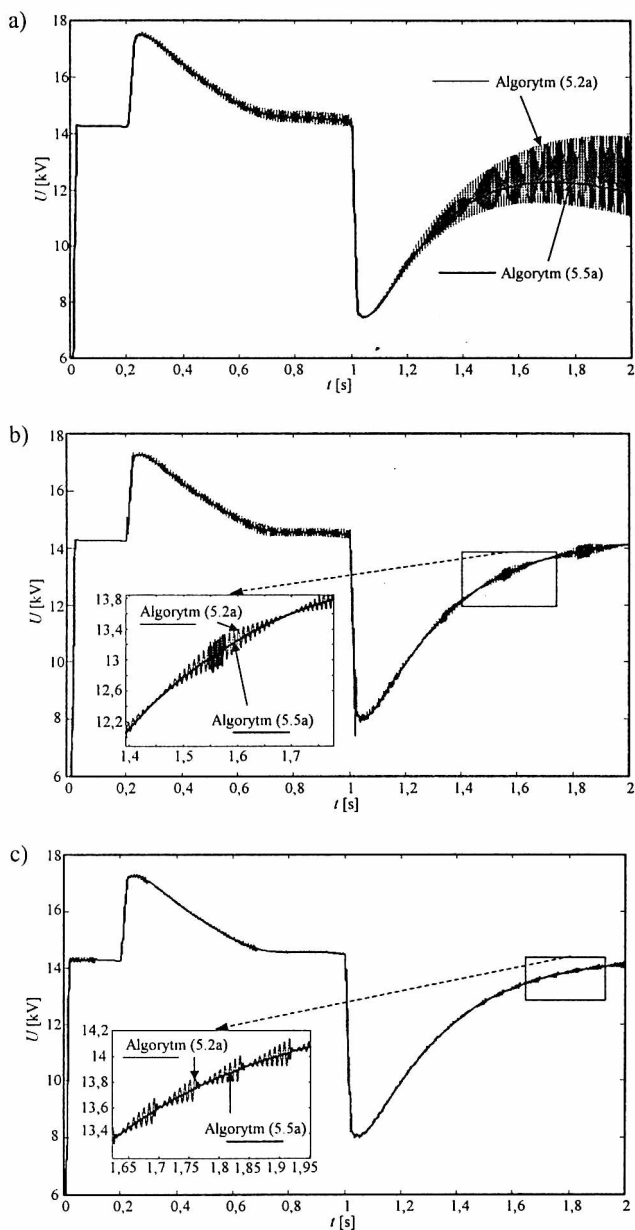
Rys. 5.14. Przebiegi przejściowe podczas zmiany obciążenia i trójfazowego zwarcia: a) prędkości kątowne generatorów P i Q, b) napięcie fazy L1, c) prąd fazy L1 (sygnały mierzone na szynach w stacji Q), d) pomiar amplitudy prądu z użyciem algorytmów (5.2b) bez adaptacji i (5.5b) z adaptacją

Fig. 5.14. Transient signals due to load change and 3-phase fault: a) rotor's speed of generators P and Q, b) phase L1 voltage, c) phase L1 current (signals picked up at busbars Q) d) magnitude measurement with use of standard (5.2b) and adaptive (5.5b) estimators

#### 5.7.4. TESTOWANIE ESTYMATORÓW ADAPTACYJNYCH BAZUJĄCYCH NA ZGRUBNYM POMIARZE OKRESU SKŁADOWEJ PODSTAWOWEJ

Opisany w podrozdziale 5.6 sposób adaptacji związany z estymacją okresu składowej podstawowej sygnału poddano testowaniu dla sygnałów wygenerowanych w programie MATLAB oraz uzyskanych z symulacji w programie EMTP. Wyniki pomiaru amplitudy napięcia na szynach stacji Q (rys. 5.14b) z wykorzystaniem algorytmów (5.2a) i (5.5a) przy nieaktywnej i aktywnej procedurze adaptacji pokazano na rys. 5.15. Uzyskane rezultaty porównano także z wynikami otrzymanymi dla algorytmów z adaptacją według schematu z rys. 5.2 [67].





Rys. 5.15. Pomiar amplitudy napięcia w stacji Q przy adaptacji: a) wyłączonej, b) włączonej – względem  $\Delta f$  (rys. 5.2), c) włączonej – względem  $\Delta N$  (rys. 5.3)

Fig. 5.15. Voltage amplitude measurement (busbars Q): a) adaptation off, b) adaptation on  $-\Delta f$  (Fig. 5.2), c) adaptation on  $-\Delta N$  (Fig. 5.3)

Porównanie wyników pomiaru na rysunku 5.15 wypada zdecydowanie najkorzystniej dla algorytmu opartego na procedurze adaptacji względem oszacowanego okresu składowej podstawowej sygnału (względem odchyłki  $\Delta N$  – rys. 5.15c). Wyniki pomiaru dla obu algorytmów pomiarowych, tj. (5.2a) i (5.5a), doskonale oddają rzeczywisty przebieg amplitudy napięcia, przy czym oscylacje pomiarowe są tutaj ok. dwukrotnie mniejsze niż w przypadku zastosowania procedury adaptacji względem zmian częstotliwości. Związane to jest z większą rozdzielczością procedury adaptacji  $\Delta N$ , co skutkuje częstszym uaktualnianiem długości okien filtrów cyfrowych, a przez to ich lepszym dopasowaniem do aktualnej częstotliwości sygnału i skuteczniejszą filtracją zakłóceń. Powiększony fragment wyniku na rysunku 5.15c potwierdza większą odporność algorytmu z opóźnieniem według zależności (5.5a) na zmiany częstotliwości. Niewielkie i krótkotrwałe wahania pomiaru występują jedynie w otoczeniu momentu przełączenia do nowej długości okna filtrów i są wynikiem stanu przejściowego związanego z tym przełączeniem.

## 5.8. ADAPTACYJNY POMIAR SKŁADOWYCH SYMETRYCZNYCH

W wielu zastosowaniach zabezpieczeniowych istotna jest estymacja składowych symetrycznych sygnałów prądowych i napięciowych oraz sygnałów pochodnych, takich jak np. impedancje dla składowych symetrycznych. Wielkości te niosą często znacznie więcej informacji o określonym stanie zakłóceniovym niż sygnały fazowe. Nietrudno domyślić się, przez analogię do rozważań przedstawionych w rozdziale 5.3 dotyczących sygnałów fazowych, że pomiar składowych symetrycznych przy użyciu metod standardowych będzie również obciążony znacznym błędem, jeżeli częstotliwość sygnałów będzie odbiegać od wartości znamionowej. W podrozdziale przedstawiono problemy związane z pomiarem składowych symetrycznych napięć, prądów i sygnałów pochodnych w warunkach zmian częstotliwości sygnałów mierzonych w szerokim zakresie, przy zastosowaniu cyfrowych algorytmów pomiarowych wykorzystujących klasyczne fourierowskie filtry pasmowe o skończonej odpowiedzi impulsowej. Dobre właściwości filtracyjne takich algorytmów w odniesieniu do składowej stałej i wyższych całkowitych harmonicznych zostają zachowane niestety tylko wówczas, gdy częstotliwość składowej podstawowej mierzonego sygnału jest równa częstotliwości znamionowej systemu lub niewiele odbiega od wartości 50 Hz, co pokazano już wcześniej w odniesieniu do algorytmów pomiaru innych wielkości. Proponowana metoda pomiaru składowych symetrycznych wielkości elektrycznych jest pozbawiona wad wynikających z wąskopasmowego charakteru algorytmów standardowych. Zastosowanie idei adaptacyjności sprawia, że metoda ta może być wykorzystywana do pomiaru składowych symetrycznych w szerokim zakresie zmian częstotliwości [52, 83, 84].

### 5.8.1. PODSTAWY CYFROWEGO WYZNACZANIA SKŁADOWYCH SYMETRYCZNYCH

Definicja składowych symetrycznych może być wyrażona następującą zależnością macierzową, z fazą  $L1$  systemu trójfazowego traktowaną jako faza odniesienia:

$$y_{012} = S y_{3f}, \quad (5.25)$$

gdzie:

$y_{012} = [y_0 y_1 y_2]^T$  – wektor składowych symetrycznych odpowiednio kolejności zerowej, zgodnej i przeciwnej,

$y_{3f} = [y_{L1} y_{L2} y_{L3}]^T$  – wektor sygnałów fazowych napięcia lub prądu,

$$S = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \text{ – macierz transformacji, w której } a = e^{j2\pi/3} = -0,5 + j0,5\sqrt{3}$$

jest operatorem przesunięcia fazowego.

Rozpisując macierz transformacji w postaci sumy:

$$S = S^R + jS^I, \quad (5.26)$$

w której:

$$S^R = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & -0,5 & -0,5 \\ 1 & -0,5 & -0,5 \end{bmatrix}; \quad S^I = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,5\sqrt{3} & -0,5\sqrt{3} \\ 0 & -0,5\sqrt{3} & 0,5\sqrt{3} \end{bmatrix} \quad (5.27)$$

i wyrażając wszystkie składowe wektora  $y$  z użyciem odpowiednich składowych ortogonalnych  $\{y_{3f}^R, y_{3f}^I\}$ , równanie (5.25) można zapisać w postaci:

$$[y_{012}^R + jy_{012}^I] = [S^R + jS^I][y_{3f}^R + jy_{3f}^I], \quad (5.28)$$

z której mogą być wyznaczone składowe ortogonalne wektorów symetrycznych:

$$\begin{aligned} y_{012}^R &= S^R y_{3f}^R - S^I y_{3f}^I, \\ y_{012}^I &= S^R y_{3f}^I + S^I y_{3f}^R. \end{aligned} \quad (5.29)$$

Rozpatrzmy teraz standardową sytuację, w której składowe ortogonalne uzyskiwane są w wyniku filtracji sygnałów oryginalnych (fazowych) cyfrowymi filtrami ortogonalnymi, np. pełnookresowymi filtrami Fouriera – sinusowym i kosinusowym o charakterystykach widmowych  $|F_c(\omega)|, |F_s(\omega)|$ . Wpisując do równania (5.29) w miejsce wektorów fazowych oryginalnych odpowiadające im sygnały z wyjść filtrów cyfrowych  $\{y_{3f}^{RF}, y_{3f}^{IF}\}$ :

$$\begin{aligned} y_{3f}^{RF} &= g_c(\omega) y_{3f}^R, \\ y_{3f}^{IF} &= g_s(\omega) y_{3f}^I, \end{aligned} \quad (5.30)$$

otrzymuje się:

$$\begin{aligned} y_{012}^{RF} &= \mathbf{S}^R g_c(\omega) y_{3f}^R - \mathbf{S}^I g_s(\omega) y_{3f}^I, \\ y_{012}^{IF} &= \mathbf{S}^R g_c(\omega) y_{3f}^I + \mathbf{S}^I g_s(\omega) y_{3f}^R. \end{aligned} \quad (5.31)$$

Współczynniki  $g_c$  i  $g_s$  w równaniach (5.30) i (5.31) są zdefiniowane jako

$$g_c(\omega) = \frac{|F_c(\omega)|}{|F_c(\omega_1)|}, \quad g_s(\omega) = \frac{|F_s(\omega)|}{|F_s(\omega_1)|}, \quad (5.32)$$

gdzie  $|F_c(\omega_1)|, |F_s(\omega_1)|$  określają współczynniki wzmocnień filtrów dla częstotliwości projektowej  $\omega_1$  (równiej zazwyczaj częstotliwości znamionowej mierzonych sygnałów), natomiast  $\omega$  jest ogólnie dowolną, aktualną wartością częstotliwości.

Zależność (5.31) pokazuje, że rzeczywiste i urojone części składowych symetrycznych zależą w ogólnym przypadku od wzmocnień obu użytych w procesie ortogonalizacji filtrów cyfrowych. Wyjątek obserwowany jest jedynie dla składowej kolejności zerowej, dla której, ze względu na zerowy pierwszy wiersz macierzy  $\mathbf{S}^I$  (5.27), obowiązuje:

$$y_0^{RF} = g_c(\omega) y_0^R, \quad y_0^{IF} = g_s(\omega) y_0^I. \quad (5.33)$$

Z analizy równań (5.29) i (5.31) wynika, że składowe ortogonalne sygnałów mogą być obliczone bezbłędnie, tzn.  $y_{012} = y_{012}^F$ , wtedy i tylko wtedy, gdy  $g_c(\omega) = g_s(\omega) = 1$ , czyli dla częstotliwości nominalnej ( $\omega = \omega_1$ ). Jeżeli aktualna częstotliwość odbiega od wartości 50 Hz (ogólnie gdy  $\omega \neq \omega_1$ ), to współczynniki wzmocnień filtrów zmieniają się, tak jak to pokazano na rysunku 5.1 dla przykładowo wybranych pełnookresowych filtrów sinusowego i kosinusowego. Wówczas pomiar składowych symetrycznych

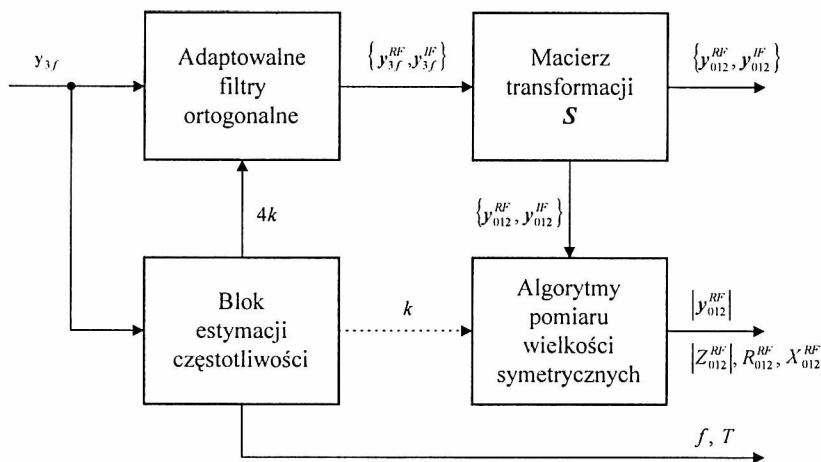
z wykorzystaniem równania (5.31) będzie obciążony błędem w przybliżeniu proporcjonalnym do wielkości odchyłki częstotliwości (w zakresie  $0-2 \omega_1$ ). Błąd ten można skorygować:

- stosując algorytmy estymacyjne niezależne od zmian częstotliwości (dokładniej od współczynników wzmocnień filtrów ortogonalnych) lub/oraz
- dokonując adaptacyjnej zmiany częstotliwości projektowej filtrów  $\omega_1$  do aktualnej, zmierzonej na bieżąco częstotliwości sygnałów wejściowych.

W dalszej części pracy przedstawiono adaptacyjną wersję algorytmów, w których korekta równań wyznaczania składowych symetrycznych względem powstałej odchyłki częstotliwości jest oparta na metodzie adaptacji opisanej w rozdziale 5.5 lub 5.6.

### 5.8.2. ADAPTACYJNA PROCEDURA POMIARU WIELKOŚCI SYMETRYCZNYCH

Realizacja adaptacyjnego pomiaru wielkości zabezpieczeniowych we współrzędnych symetrycznych może odbywać się według schematu blokowego przedstawionego na rys. 5.16, który jest rozszerzeniem układu pomiarowego z rys. 5.2 lub 5.3 (przy innej podstawie adaptacji), opracowanego dla sygnałów fazowych.



Rys. 5.16. Schemat pomiaru wielkości we współrzędnych symetrycznych z adaptacją do zmian częstotliwości

Fig. 5.16. Block scheme of symmetrical quantities measurement with adaptation to signal frequency changes

Każdy z dostępnych pomiarowo sygnałów fazowych, tj. napięć i prądów z przekładników zabezpieczeniowych, jest na początku poddawany filtracji z wykorzystaniem pary wybranych ortogonalnych filtrów cyfrowych. Długość okien i współczyn-

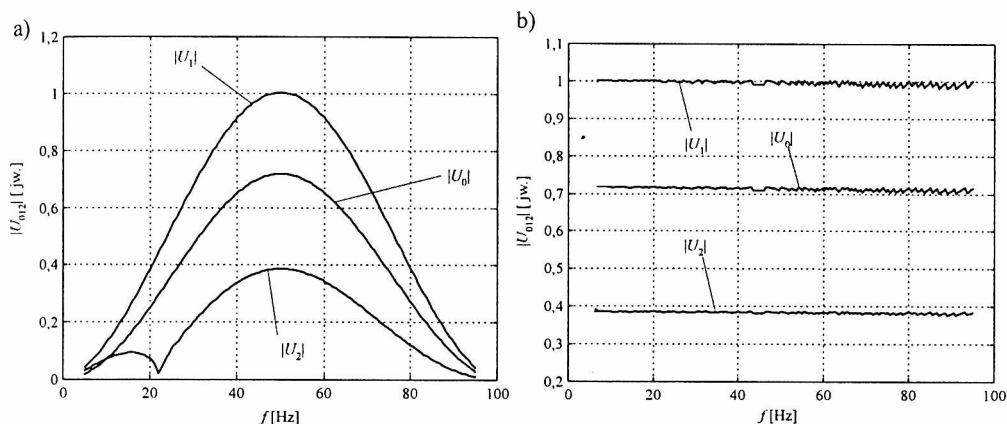
niki filtrów zmieniane są na bieżąco, stosownie do zmierzonej wartości częstotliwości podstawowej sygnałów wejściowych, w wyniku czego zmieniają się także odpowiednie ich charakterystyki widmowe. Na wyjściu filtrów otrzymuje się oczyszczone z zakłóceń składowe ortogonalne napięcie i prądów, które są następnie przekształcane w wielkości symetryczne z użyciem niezależnej częstotliwościowo macierzy transformacji  $S$ , według zależności (5.31). Uzyskane symetryczne składowe napięcie i prądów mogą być wyprowadzone na zewnątrz, są także w dalszej kolejności wykorzystywane jako sygnały wejściowe algorytmów pomiaru amplitud i składowych impedancji. Do pomiaru tych wielkości mogą być wykorzystane szczegółowe algorytmy, przedstawione w rozdziałach 5.2 i 5.3. Przerzywana linia pomiędzy blokiem estymacji częstotliwości a blokiem pomiarowym oznacza powiązanie warunkowe, realizowane w zależności od rodzaju zastosowanych algorytmów pomiarowych (jedynie w odniesieniu do tych, dla których potrzebna jest korekcja zależnych od częstotliwości współczynników odpowiednich równań).

### 5.8.3. WYNIKI TESTOWANIA ALGORYTMU

Badania symulacyjne opisanej w poprzednim podrozdziale adaptacyjnej procedury pomiaru składowych symetrycznych przeprowadzono w środowisku pakietu Matlab, na zestawie sygnałów trójfazowych niesymetrycznych, dobranych tak, aby żadna ze składowych symetrycznych nie była równa zeru dla częstotliwości 50 Hz. Na rysunkach 5.17–5.19 pokazano charakterystyki widmowe algorytmów pomiaru amplitudy, modułu impedancji oraz rezystancji składowych symetrycznych, które można interpretować jako krzywe czułości algorytmów pomiarowych względem zmian częstotliwości.

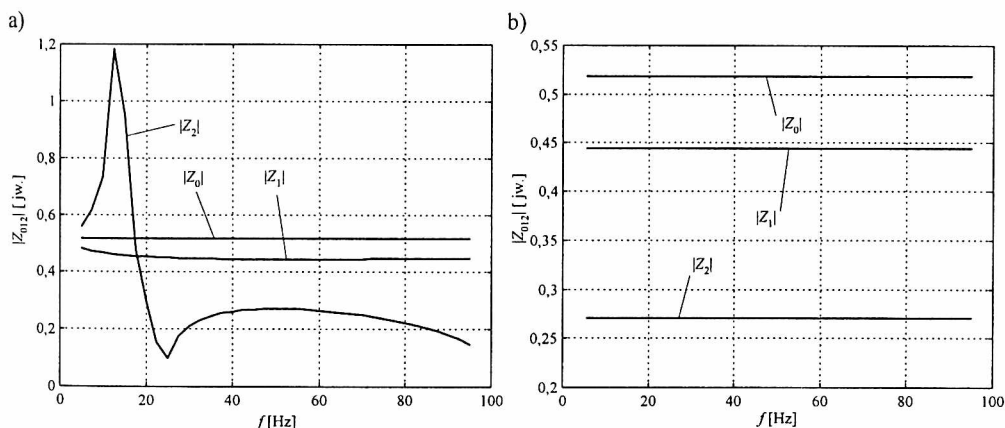
Przedstawione na rys. 5.17a krzywe pokazują wrażliwość algorytmu pomiaru amplitudy składowych symetrycznych (algorytmy (5.31) i (5.5a)) na zmianę częstotliwości. Jak można zauważyć, powstanie nawet niewielkiej odchyłki częstotliwości od 50 Hz powoduje narastanie błędu pomiaru względem wartości prawdziwej – mierzonej przy częstotliwości znamionowej. Wyniki pomiaru dla częstotliwości bliskich 0 lub 100 Hz zmierzają do zera, co jest związane z pokazanymi wcześniej charakterystykami widmowymi filtrów sinus i kosinus (rys. 5.1). Uruchomienie adaptacji skutkuje uzyskaniem prawie zupełnie płaskich charakterystyk częstotliwościowych (rys. 5.17b), co oznacza, że dla dowolnej częstotliwości sygnałów na wyjściu estymatora otrzymuje się poprawną wartość amplitudy każdej ze składowych symetrycznych. Niewielkie fluktuacje tych charakterystyk wokół wartości poprawnych są spowodowane niepełną kompensacją dla pewnych częstotliwości, co wiąże się ze stosowaniem skokowych zmian długości okna filtrów (zawsze o 4 kroki próbkowania w górę lub w dół, dla zachowania symetrii okna filtrów i jego podzielności na pełne ćwiartki). Warto w tym miejscu nadmienić, że podobnych jednoznacznych charakterystyk widmowych nie można wyznaczyć dla estymatora opisanego równaniem (5.2a), ponieważ

jego odpowiedź czasowa jest oscylacyjna w „stanie ustalonym”. Odpowiednia odpowiedź widmowa algorytmu ma wówczas charakter pasmowy, a pasmo to obejmuje pełen przedział wartości sygnału z zakresu oscylacji. Jak pokazały badania, zastosowanie adaptacji także w tym przypadku skutkuje płaską charakterystyką widmową, a zatem uzyskaniem szerokopasmowych cech algorytmu pomiarowego.



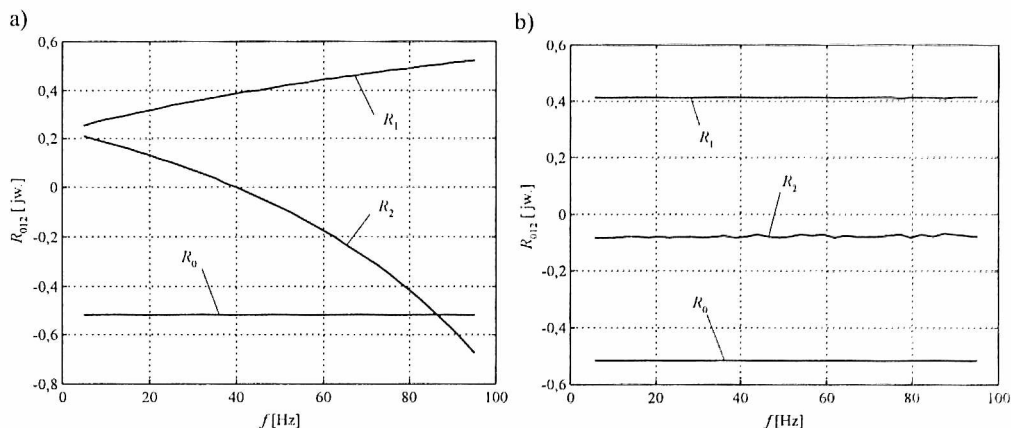
Rys. 5.17. Charakterystyki częstotliwościowe estymatorów amplitudy składowych symetrycznych napięcia (algorytm (5.5a)): a) bez adaptacji, b) z adaptacją

Fig. 5.17. Frequency response of voltage symmetrical components amplitude estimators (algorithm (5.5a)): a) without adaptation, b) with adaptation



Rys. 5.18. Charakterystyki częstotliwościowe estymatorów składowych symetrycznych impedancji (algorytm (5.6a)): a) bez adaptacji, b) z adaptacją

Fig. 5.18. Frequency response of symmetrical components impedance estimators (algorithm (5.6a)): a) without adaptation, b) with adaptation



Rys. 5.19. Charakterystyki częstotliwościowe estymatorów składowych symetrycznych rezystancji (algorytm (5.6b)):

a) bez adaptacji, b) z adaptacją

Fig. 5.19. Frequency response of symmetrical components resistance estimators (algorithm (5.6b)):  
a) without adaptation, b) with adaptation

Podobne cechy jak dla algorytmów pomiaru amplitudy można zaobserwować także dla estymatorów składowych symetrycznych modułu impedancji (rys. 5.18) oraz jednej z jej części – rezystancji (rys. 5.19). Jedyną różnicą dotyczy tutaj właściwości estymatorów (5.6a) i (5.6b) dla składowej zerowej obu wielkości kryterialnych. Zgodnie z oczekiwaniami (rozważania teoretyczne we wcześniejszych rozdziałach), nawet przy wyłączonej adaptacji istnieje dla tych wielkości pełna niezależność częstotliwościowa, czego efektem są płaskie charakterystyki widmowe estymatorów (rys. 5.18a, 5.19a). Należy podkreślić, że niezależność ta dotyczy jedynie podstawowej harmonicznej sygnałów, nie zaś ewentualnych składowych zakłócających, których skuteczność filtracji zależy od aktualnej odchyłki częstotliwości [87, 88]. Przy uruchomionej procedurze adaptacji uzyskuje się dodatkowo poprawę charakterystyk widmowych estymatorów dla wielkości kolejności zgodnej i przeciwnej (rys. 5.18b, 5.19b) oraz zwiększenie odporności estymatorów na zakłócenia harmoniczne wskutek odpowiedniego dopasowania charakterystyk filtrów ortogonalnych.

Na zakończenie wypada wspomnieć, że przedstawione wyżej w postaci charakterystyk wyniki badań zależą ilościowo od rodzaju i poziomu asymetrii w sygnałach fazowych. Niemniej jednak wyciągnięte z badań wnioski jakościowe pozostają słuszne dla dowolnych warunków szczegółowych, co potwierdziły dodatkowe testy algorytmów, nie opisane już w niniejszej pracy.

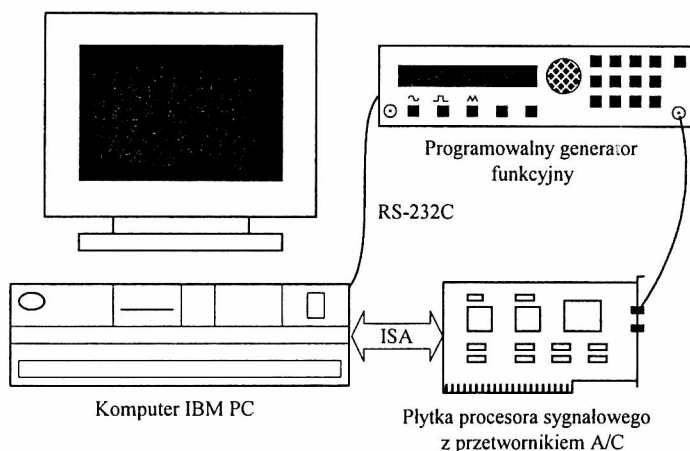


## 5.9. PRAKTYCZNA IMPLEMENTACJA ADAPTACYJNEGO ALGORYTMU POMIAROWEGO

W rozdziale przedstawiono wyniki praktycznej implementacji zaproponowanej adaptacyjnej procedury pomiarowej na średniej klasy procesorze sygnałowym firmy Texas Instruments [69]. Celem przeprowadzonych testów była analiza możliwości realizacji numerycznej procedur pomiarowych w czasie rzeczywistym.

Przygotowane stanowisko laboratoryjne (rys. 5.20) składało się z:

- komputera klasy IBM PC wykorzystywanego w charakterze jednostki sterującej oraz platformy programowania sprzętu,
- płytki procesora sygnałowego TMS320C30 (rodzina TI, taktowanie 30 MHz, 32-bity, zmiennoprzecinkowy) wraz z przetwornikiem A/C (14-bitowy, z dolno-przepustowymi filtrami antyaliasingowymi) podłączonej do magistrali ISA komputera sterującego,
- programowalnego generatora funkcyjnego, zdolnego wygenerować falę napięciową dowolnego kształtu, zdefiniowaną przez użytkownika z rozdzielczością 12 bitów (programowanie generatora odbywa się z poziomu komputera PC poprzez złącze szeregowe RS232C).



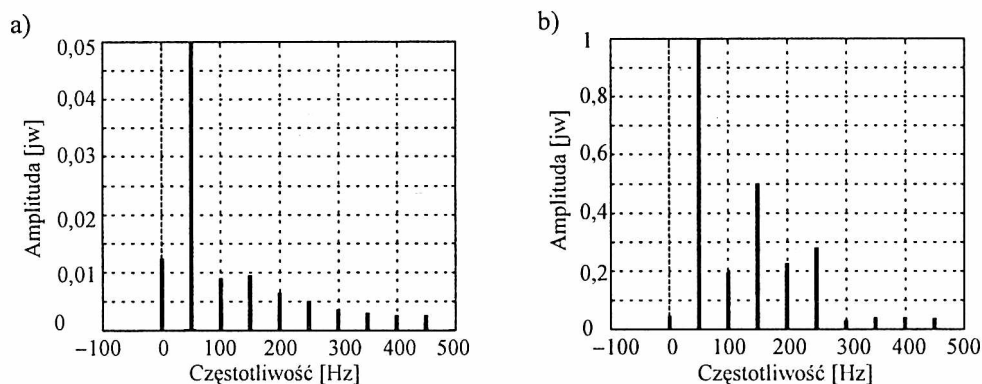
Rys. 5.20. Laboratoryjne stanowisko do praktycznej implementacji algorytmów pomiarowych  
Fig. 5.20. Laboratory stand for practical implementation of measuring algorithms

Testowanie układu przeprowadzono dla dwóch wersji oprogramowania procesora sygnałowego:

- a) oprogramowanie hardware'u napisane w języku maszynowym (assembler), wszystkie równania pomiarowe zapisane w języku C (wersja optymalna dla wstępnych testów układu),

b) j.w., z implementacją części filtracyjnej algorytmu pomiarowego również w języku maszynowym.

Testy w czasie rzeczywistym pokazały, że w przypadku realizacji adaptacyjnego algorytmu pomiarowego z oprogramowaniem układu w wersji a) czas potrzebny na wykonanie wszystkich równań algorytmu w jednym kroku próbkowania był równy 0,4 ms. Zapisanie większej części algorytmu w assemblerze (wersja b) – także równania filtrów) przyniosło znaczne skrócenie czasu egzekucji równań algorytmu – do wartości 0,14 ms, co pozwala na wykonywanie całości procedury pomiarowej przy częstotliwości próbkowania do 7 kHz. Przy zastosowaniu szybszych procesorów sygnałowych (dostępnych obecnie z zegarem powyżej 200 MHz) i implementacji całości oprogramowania w języku maszynowym możliwe jest nawet 10-krotne przyspieszenie realizacji algorytmu, a zatem praca układu ze znacznie wyższą częstotliwością próbkowania. Oznacza to również możliwość praktycznej implementacji algorytmu adaptacyjnego pomiaru amplitudy zarówno dla sygnałów prądowych, jak i napięciowych (ze wszystkich faz jednocześnie), czyli możliwość kompleksowego pomiaru amplitudy pełnego zestawu napięć i prądów danego odpływu szyn zbiorczych stacji rozdzielczej.



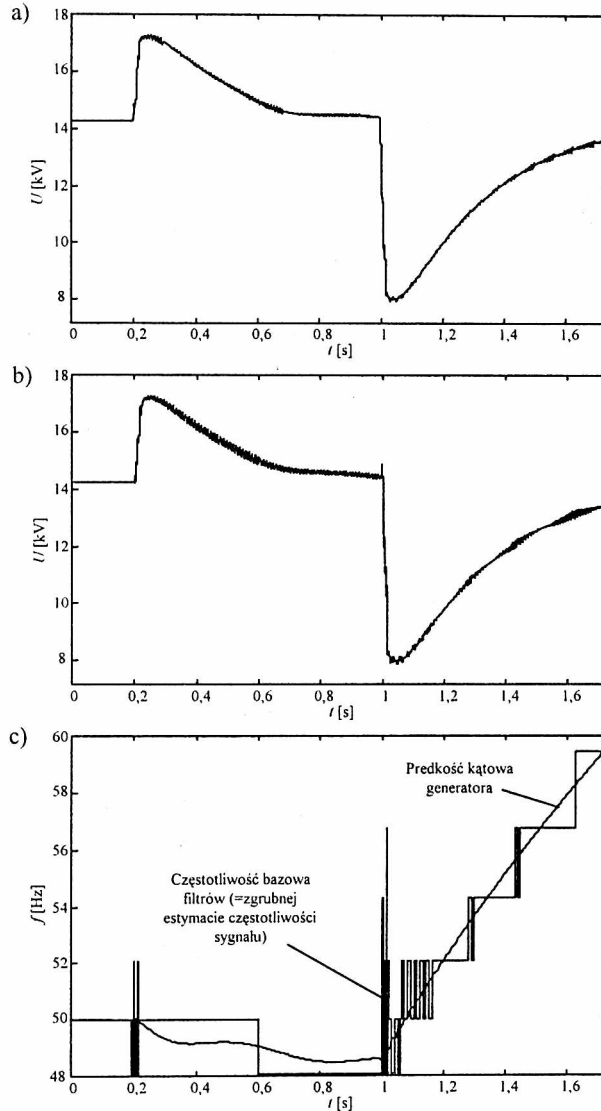
Rys. 5.21. Widmo częstotliwościowe (moduł) sygnału po 14-bitowym przetworniku A/C: a) niezakłócony sygnał o  $f = 50\text{ Hz}$ , b) sygnał 50 Hz z czterema składowymi harmonicznymi (opis w tekście)

Fig. 5.21. Frequency spectrum of the signal after 14-bit A/D conversion:

a) pure 50 Hz signal, b) 50 Hz plus four harmonic components (as described in the text)

Odrębną kwestią, oprócz czasu realizacji procedury pomiarowej w czasie rzeczywistym, jest jej dokładność w obecności zakłóceń w mierzonych sygnałach, związana także z rozdzielczością zastosowanego przetwornika A/C. Dla ilustracji wpływu jakości przetwornika A/C na wynik pomiaru przeprowadzono analizę widmową sygnałów przed i za przetwornikiem. Rysunek 5.21a uwidacznia zniekształcenie widma częstotliwościowego sygnału dla przypadku bez zakłóceń. Oprócz prążka o wysokości 1 dla 50 Hz (wartość poprawna, obcięta na rysunku dla lepszej czytelności poziomu pozo-

stałych składowych), w sygnale na wyjściu przetwornika pojawia się szum pomiarowy w postaci wielu dodatkowych składowych harmonicznich (włącznie ze składową stałą) o amplitudzie względnej do ok. 1,3%. Podobne zniekształcenie obserwuje się również dla przypadku sygnału zakłóconego czterema wybranymi harmonicznymi



Rys. 5.22. Wyniki adaptacyjnego pomiaru amplitudy wg równania (5.2a): a) symulacja, b) pomiar w czasie rzeczywistym, c) pomiar częstotliwości i zmiana długości okna filtrów w trybie on-line

Fig. 5.22. Results of adaptive amplitude estimation with algorithm (5.2a): a) simulations, b) real-time measurement, c) frequency estimation and on-line upgrading of filter DW length

(100 Hz – 0,2 jw, 150 Hz – 0,5 jw, 200 Hz – 0,2 jw., 250 Hz – 0,25 jw), co zilustrowano na rysunku 5.21b. W związku z tym należy się oczywiście spodziewać negatywnego wpływu błędów przetwarzania A/C na dokładność wyznaczania parametrów mierzonego sygnału w czasie rzeczywistym.

Na rysunku 5.22 pokazano przebieg czasowy pomiaru amplitudy napięcia (sygnał napięciowy EMTP-ATP z przykładu opisanego w podrozdziale 5.7.3, rys. 5.14b) w czasie rzeczywistym z wykorzystaniem estymatora (5.2a) z adaptacją do zmian  $\Delta\omega$ . Wyniki pomiarów w trybie on-line porównano przy tym z wynikami symulacyjnej realizacji algorytmu w środowisku programu MATLAB. Rezultaty pomiaru w trybie off-line (rys. 5.22a) oraz on-line (rys. 5.22b) są niemalże identyczne. Wyższy poziom „zaszumienia” towarzyszący pomiarowi w czasie rzeczywistym jest wynikiem nieidealnego przetwarzania sygnału wejściowego przez przetwornik A/C oraz gorszej dokładności obliczeń na użytym 32-bitowym zmiennooprzecinkowym procesorze sygnałowym. Rysunek 5.22c ilustruje proces adaptacji on-line zgodnie z procedurą (5.19). Bieżące uaktualnianie długości okna filtrów cyfrowych  $N$  sprawia, że częstotliwość bazowa filtrów nadąża z dobrą dynamiką za zmianami częstotliwości sygnału wejściowego. Stan przejściowy estymacji częstotliwości zauważalny jest w momentach nagłej zmiany w sygnale napięcia, tj. bezpośrednio po otwarciu połączenia RS oraz w momencie rozpoczęcia stanu zwarcowego w linii.

## 5.10. PODSUMOWANIE

W rozdziale przedstawiono nowy adaptacyjny algorytm pomiaru wielkości kryterialnych zabezpieczeń, w tym składowych impedancji i częstotliwości, wykorzystujący składowe ortogonalne napięcia i prądu z różnych chwil czasowych. Zastosowana adaptacja polega na zmianie długości okien filtrów ortogonalnych i wielkości opóźnienia w algorytmie pomiarowym stosownie do aktualnej wartości częstotliwości. Częstotliwość ta estymowana jest w sposób zgrubny w oddzielnym bloku pomiarowym z rozdzielczością zależną od częstotliwości próbkowania i przyjętego progu przełączania między sąsiednimi dyskretnymi wartościami częstotliwości. W drugiej wersji algorytm adaptacyjny bazuje na estymacji okresu sygnału, do którego dostrajane są okna pomiarowe stosowanych filtrów cyfrowych.

Uzyskiwane wyniki pomiarów są całkowicie niezależne od wartości częstotliwości, jeśli sygnały są niezakłócone. Zrealizowano to dzięki kompensacji wzmocnień filtrów stosowanych do wytworzenia składowych ortogonalnych. W przypadku zakłóconych sygnałów wejściowych otrzymuje się poprawne wyniki w szerokim paśmie częstotliwości z oscylacyjnym błędem pomiaru na poziomie kilku procent wartości mierzonej. Oscylacje te można usunąć za pomocą dodatkowego półokresowego filtra uśredniającego.

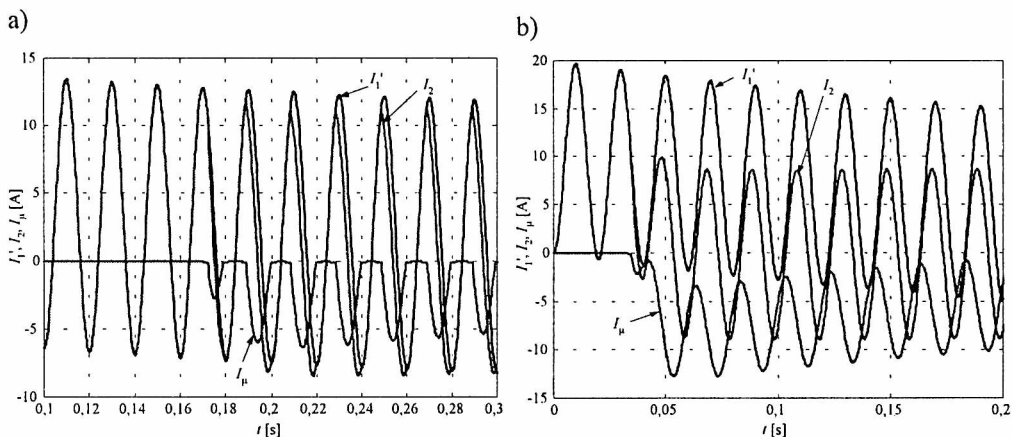
Rezultaty przeprowadzonych badań symulacyjnych pozwalają oczekiwać wysokiej efektywności estymacji także dla sygnałów rzeczywistych. Wykorzystanie proponowanej metody w układach zabezpieczeń elektroenergetycznych umożliwi pełną ochronę zabezpieczanego obiektu także wówczas, gdy aktualna częstotliwość będzie znacznie odbiegać od wartości nominalnej, czego nie sposób zapewnić przy zastosowaniu standardowych algorytmów pomiarowych.

## 6. ZABEZPIECZENIE GENERATORA Z ADAPTACJĄ STABILIZACJI CHARAKTERYSTYKI RÓŻNICOWEJ W CZASIE NASYCENIA PRZEKŁADNIKÓW PRĄDOWYCH

### 6.1. WSTĘP

Zabezpieczenie różnicowe stabilizowane stanowi podstawowy, powszechnie uznany sposób ochrony generatora synchronicznego od zwarców wewnętrznych. Charakterystyka różnicowa zabezpieczenia jest wyposażona w mechanizm stabilizacji, dzięki czemu uzyskuje się prawidłowe działanie w przypadkach, w których mierzony jest znaczny prąd różnicowy, niewywołany przez zwarcie w uzwojeniach generatora. Sytuacje te związane są np. z nasyceniem przekładników prądowych przy zwiarcach zewnętrznych (niejednakowe po obu stronach zabezpieczanego obiektu). Ustawienie odpowiedniego nachylenia charakterystyki różnicowej  $I_d = f(I_s)$  chroni w takich przypadkach przed niepożądanym zadziałaniem zabezpieczenia i wyłączeniem generatora.

Opisane w niniejszym rozdziale pracy zabezpieczenie generatora z adaptacją stabilizacji charakterystyki różnicowej jest odpowiedzią na sygnalizowane przez producentów zabezpieczeń i ich użytkowników przypadki nieprawidłowego działania zabezpieczenia różnicowego podczas zwarców zewnętrznych w pobliżu generatora syn-



Rys. 6.1. Przykładowe sygnały w przekładniku prądowym podczas zwarcia bliskiego:

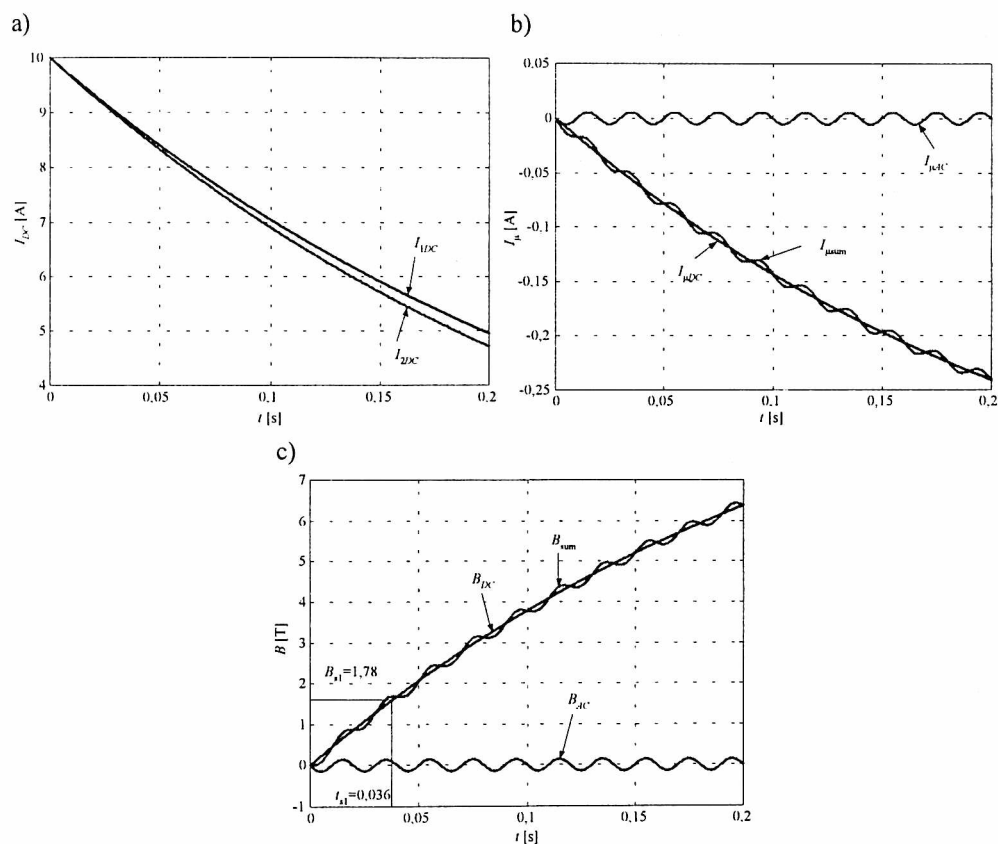
a)  $I_1 = 2I_m$ ,  $I_{DC} = 0,5I_1$ ,  $T_N = 300$  ms, b) jak a) lecz dla  $I_{DC} = I_1$

Fig. 6.1. Sample current signals in a CT for a close fault:

a)  $I_1 = 2I_m$ ,  $I_{DC} = 0,5I_1$ ,  $T_N = 300$  ms, b) same as a) but for  $I_{DC} = I_1$

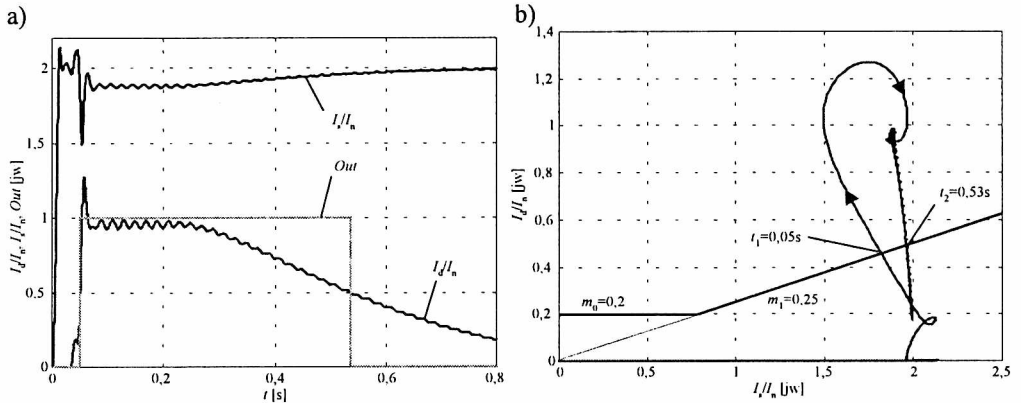
chronicznego. Zwarcioom takim towarzyszą prądy o stosunkowo niewielkich amplitudach (rzędu 2–3 krotności prądu znamionowego maszyny), ale ze składową aperiodyczną o znacznej stałej czasowej (300–400 ms). Kłopoty w pracy zabezpieczenia różnicowego w takich przypadkach związane są z nasyceniem się przekładników prądowych, spowodowane magnesowaniem rdzenia prądem stałym, przy pomijalnym znaczeniu składowej podstawowej prądu. Pojawia się w związku z tym znaczny prąd różnicowy, co przy stosunkowo niewielkim prądzie hamującym powoduje błędne zadziałanie zabezpieczenia.

Otrzymane w wyniku symulacji sygnały dla takiej sytuacji przedstawiono na rysunkach 6.1–6.3. Zasymulowano pracę przekładnika o granicznym współczynniku dokładności (dawniej liczba przetężeniowa)  $K_n \approx 10$  i znamionowym prądzie wtórnym  $I_{n2} = 5\text{ A}$  (pozostałe parametry podano w podrozdziale 6.4). Jak widać na rysunku 6.1,



Rys. 6.2. Przebiegi: a) składowej aperiodycznej w prądach pierwotnym i wtórnym, b) składowych prądu magnesującego, c) składowych indukcji magnetycznej w rdzeniu;  $I_1 = 2I_{n1}$ ,  $I_{DC} = I_1$ ,  $T_N = 300\text{ ms}$

Fig. 6.2. Sample waveforms of: a) DC components in primary and secondary CT currents, b) components of the magnetising current, c) flux density components in the CT core;  $I_1 = 2I_{n1}$ ,  $I_{DC} = I_1$ ,  $T_N = 300\text{ ms}$



Rys. 6.3. Prądy różnicowy i hamujący: a) w funkcji czasu, b) na płaszczyźnie różnicowej;  $I_1 = 2I_m$ ,  $I_{DC} = I_1$ ,  $T_N = 300$  ms; Out – sygnał przekroczenia charakterystyki stabilizowanej

Fig. 6.3. Differential vs. stabilising current: a) as function of time, b) at the differential plane;  $I_1 = 2I_m$ ,  $I_{DC} = I_1$ ,  $T_N = 300$  ms, Out – relay operate signal

nasycenie przekładnika prądowego nie następuje natychmiast, lecz dopiero po pewnym czasie ( $\geq$  dwa okresy składowej podstawowej), który zależy od poziomu składowej aperiodycznej w prądzie pierwotnym. Czas ten potrzebny jest na stopniowe przemagnesowanie rdzenia przekładnika przez odpowiedzialną za to składową aperiodyczną strumienia wywołanego aperiodyczną składową prądu magnesującego (różnica między składowymi aperiodycznymi w prądach pierwotnym i wtórnym, rysunek 6.2). Przekładnik wchodzi w nasycenie w momencie przekroczenia przez indukcję magnetyczną poziomu nasyceniowego, który w tym przypadku wynosił 1,78 T dla czasu  $t_{s1} = 0,036$  s mierzonego od początku powstania zaburzenia.

Przebiegi prądów różnicowego i hamującego (przy założeniu, że po jednej stronie zabezpieczanego obiektu przekładniki się nie nasycą, po drugiej zaś nasycają tak jak na rysunku 6.1c) w funkcji czasu i we wzajemnej relacji na płaszczyźnie różnicowej pokazano na rysunku 6.3. Przy klasycznym nastawieniu charakterystyki różnicowej (krzywa łamana, rys. 6.3b), tj. dla wartości  $m_0 = 0,2$  (poziom pobudzenia bez stabilizacji) oraz  $m_1 = 0,25$  (nachylenie pierwszego odcinka stabilizowanego), zabezpieczenie pobudza się po czasie  $t_1 = 50$  ms, czyli 14 ms po rozpoczęciu nasycenia przekładników, „odwzbudza” natomiast po czasie  $t_2 = 0,53$  s, kiedy przekładniki zaczynają wychodzić z nasycenia. Opóźnienie momentu aktywacji zabezpieczenia związane jest po pierwsze ze stopniowym wzrostem prądu różnicowego w miarę rozwoju zjawiska nasycenia w przekładniku, po drugie zaś – z dynamiką pełnookresowej filtracji i jednoczesnej ortogonalizacji sygnałów (filtry o oknach sinus i kosinus) wykorzystanej w procesie pomiaru amplitudy. Należy w tym miejscu zaznaczyć, że klasyczna charakterystyka różnicowa ma jeszcze jeden odcinek o nachyleniu  $m_2 \approx 0,5$  (nie pokazany na rysunku 6.3b), którego znaczenie ujawnia się dla prądów hamujących powyżej ok.



$5I_n$ , zapewniający dobrą stabilizację zabezpieczenia dla zwarć zewnętrznych wysokoprądowych. W przypadkach zwarć niskoprądowych blisko generatora ta część charakterystyki jest nieaktywna, co może prowadzić do niepożądanego zadziałania zabezpieczenia.

W dalszej części rozdziału opisano ideę nowego zabezpieczenia stabilizowanego z adaptacją charakterystyki różnicowej dla przypadków zwarć blisko generatora synchronicznego, zapewniającą poprawną pracę zabezpieczenia dla niewielkich prądów hamujących, także w przypadku nasycenia przekładników prądowych od składowej aperiodycznej o znacznej stałej czasowej. Przedstawiono schemat blokowy procedury adaptacji, algorytmy pomiaru parametrów składowej aperiodycznej w sygnale prądowym oraz zaproponowano metodę szacowania czasów wejścia i wyjścia przekładników prądowych w/ze stan(-u) nasycenia. Przedyskutowano również i przetestowano procedurę dostosowania charakterystyki różnicowej do sytuacji zwarć bliskich, a uzyskane wyniki porównano z efektami pracy klasycznego zabezpieczenia różnicowego nie stosującego podobnej adaptacji.

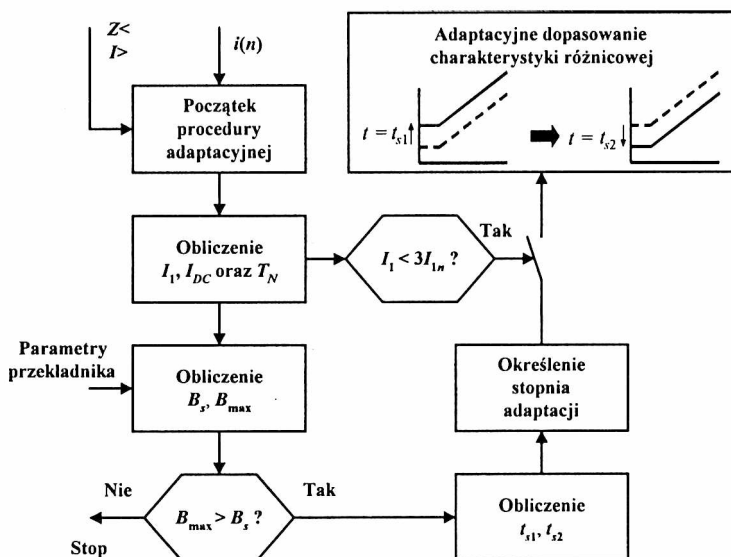
## 6.2. SCHEMAT BLOKOWY ADAPTACYJNEGO ZABEZPIECZENIA RÓŻNICOWEGO

Na rysunku 6.4 pokazano zaproponowany w [66] schemat blokowy adaptacyjnego zabezpieczenia różnicowego. Procedura adaptacji charakterystyki różnicowej zabezpieczenia składa się z następujących etapów:

- obliczenie amplitudy  $I_{DC}$  i stałej czasowej  $T_N$  składowej aperiodycznej oraz amplitudy składowej podstawowej  $I_1$  prądu zwarciovego,
- wyznaczenie wartości indukcji nasycenia  $B_s$  oraz maksymalnej spodziewanej indukcji  $B_{max}$  w rdzeniu przekładnika, porównanie obu wielkości,
- obliczenie czasów wejścia  $t_{s1}$  i wyjścia  $t_{s2}$  przekładnika z nasycenia,
- określenie stopnia koniecznej adaptacji charakterystyki różnicowej (wielkości przesunięcia charakterystyki),
- kontrola poziomu składowej podstawowej prądu (modyfikacja charakterystyki różnicowej będzie wykonana tylko dla małych prądów, tj. do  $3I_n$ ),
- przeprowadzenie adaptacji charakterystyki różnicowej poprzez jej przesunięcie w górę i w dół lub odpowiednią chwilową zmianę nachylenia odcinka stabilizowanego, odpowiednio w momentach czasowych  $t_{s1}$  i  $t_{s2}$ .

Koniecznym rozszerzeniem procedury adaptacyjnej są algorytmy:

- określenia momentu powstania zaburzenia (zwarcia), np. w wersji podimpedancyjnej lub nadprądowej, od którego rozpoczyna się pomiary i dalsze obliczenia,
  - pomiaru amplitudy składowej podstawowej sygnału,
- które tutaj nie będą omawiane.



Rys. 6.4. Schemat blokowy układu adaptacyjnego zabezpieczenia różnicowego

Fig. 6.4. Block scheme of the adaptive differential protection

Wielkościami wejściowymi procedury są także parametry przekładników prądowych dostarczających sygnały do zabezpieczenia różnicowego.

W kolejnych podrozdziałach przedstawiono algorytmy i procedury niezbędne do określenia w trybie on-line wszystkich wielkości wykorzystywanych w opracowanej adaptacyjnej procedurze zabezpieczeniowej.

### 6.3. METODY WYZNACZANIA PARAMETRÓW SKŁADOWEJ NIEOKRESOWEJ PRĄDU ZWARCIOWEGO

Stała czasowa składowej aperiodycznej  $T_N$  prądu zwarciovego, będąca pochodną stałej czasowej generatora, transformatora blokowego, linii, a także odległości do miejsca zwarcia oraz rezystancji zwarcia, może być wyznaczona teoretycznie na podstawie znajomości impedancji wszystkich elementów pętli zwarciovowej. Podejście takie jest jednak nieprzydatne w praktyce przynajmniej z dwóch powodów:

- miejsce zwarcia w sieci jest zmienną losową i nie jest znane *a priori*,
- rezystancja przejścia w miejscu zwarcia nie jest znana,
- impedancje elementów systemu nie są znane z należytą dokładnością (dokładne parametry nie są z reguły dostępne).

Biorąc powyższe czynniki pod uwagę, za jedyne rozsądne rozwiązanie należy zatem uznać wyznaczanie stałej czasowej  $T_N$  na drodze pomiarowej. Wyborowi odpowiedniego algorytmu pomiarowego – dokładnego i jednocześnie odpornego na różne

go rodzaju zakłócenia – poświęcone będą opisane dalej rozważania. Oprócz stałej czasowej  $T_N$  wyznaczana będzie również amplituda składowej aperiodycznej  $I_{DC}$ , obie wielkości są bowiem potrzebne do określenia kolejnych parametrów w łańcuchu proponowanej procedury adaptacyjnej.

Doniesienia literaturowe z zakresu dotyczącego metod eliminacji i pomiaru składowej nieokresowej można streścić w następujących punktach:

- Duża grupa algorytmów koncentruje się na usuwaniu składowej aperiodycznej z przetwarzanych sygnałów, nie zaś na jej dokładnym pomiarze. Przykłady – zastosowanie pasmowych nierekursywnych filtrów typu fourierowskiego (o oknach typu sinus i kosinus lub też samego filtru kosinus) [60] czy też tzw. filtrów naśladowczych (ang. *mimic filters*) [5] opartych na cyfrowym modelu linii, które ze względu na swoją górnoprzepustową charakterystykę pomagają skutecznie odfiltrować składowe o niskich częstotliwościach (eliminują one składową aperiodyczną całkowicie, jeśli stała czasowa filtru pokrywa się ze stałą czasową  $T_N$ , tzn. model jest dokładnie dobrany).
- Metody oparte na technice najmniejszych kwadratów (ang. *least error squares*) [93, 100] są także algorytmami rekursywnej bądź nierekursywnej filtracji zakłóceń z uwzględnieniem składowej aperiodycznej w modelu sygnałowym.
- Algorytmy stanowe, traktujące składową aperiodyczną jako dodatkową zmienną stanu, mają charakter pośredni tzn. filtrująco-pomiarowy. Przykładami w tej kategorii są obserwatory stanu i filtry Kalmana [94, 25], których wspólną słabością jest konieczność dostarczenia apriorycznych informacji dotyczących statystycznych parametrów spodziewanych zakłóceń.
- Algorytmy eliminacji składowej aperiodycznej z elementami jej pomiaru oparte na szczegółowym modelu sygnałowym i zmodyfikowanych algorytmach pół- i pełnokresowych filtrów Fouriera i Walsha [27, 95, 96].

Do pomiaru parametrów składowej nieokresowej w sygnale prądowym autor wybrał i przeanalizował działanie trzech algorytmów z ostatniej grupy metod wymienionych wyżej. Podstawowe równania algorytmów i ich cechy, w tym dokładność i dynamika pomiaru, zostały opisane w dalszej części rozdziału.

### 6.3.1. ALGORYTM PÓŁOKRESOWY OPARTY NA FILTRACH FOURIERA

Algorytm zaproponowany w pracy [27] oparty jest na półokresowej filtracji sygnału prądowego, którego model jest opisany równaniem

$$i(t) = Ae^{-t/\tau} + \sum_{n=1,3,\dots,N-2} A_n \cos(n\omega t + \varphi_n) \quad (6.1)$$

W modelu tym  $A$  jest amplitudą bądź wartością początkową ( $I_{DC}$ ), natomiast  $\tau$  – stałą czasową ( $T_N$ ) składowej aperiodycznej, która ma być zmierzona. Można pokazać,

że w odniesieniu do składowej bezpośredniej wektora prądu wyznaczonego w wyniku filtracji obowiązują zależności:

$$i_c(N/2) = \frac{4}{N} \sum_{k=1, \dots, N/2} [Ae^{-1/\tau} + A_1 \cos(2k\pi/N + \varphi_1)] \cos(2k\pi/N), \quad (6.2a)$$

$$i_c(N/2+1) = i_c(N/2) - \frac{4}{N} Ae^{-1/q} (1 + e^{-N/(2q)}) \cos(2\pi/N), \quad (6.2b)$$

$$i_c(N/2+2) = i_c(N/2+1) - \frac{4}{N} Ae^{-2/q} (1 + e^{-N/(2q)}) \cos(4\pi/N). \quad (6.2c)$$

Odpowiednia aranżacja równań (6.2) prowadzi do końcowych zależności pomiarowych:

$$e^{-1/q} = \frac{[i_c(N/2+2) - i_c(N/2+1)] \cos(2\pi/N)}{[i_c(N/2+1) - i_c(N/2)] \cos(4\pi/N)} = Q, \quad T_N = \tau = qT_i = -\frac{T_i}{\ln(Q)}, \quad (6.3)$$

$$I_{DC} = A = \frac{N[i_c(N/2) - i_c(N/2+1)]}{4 \cos(2\pi/N) e^{-1/q} (1 + e^{-N/(2q)})} = \frac{N[i_c(N/2) - i_c(N/2+1)]}{4 \cos(2\pi/N) Q(1 + Q^{N/2})}. \quad (6.4)$$

Z równań (6.3) i (6.4) wynika, że do wyznaczenia poszukiwanych wartości  $I_{DC}$  i  $T_N$  wystarczą  $N/2 + 2$  próbki sygnału prądowego, zebrane od momentu rozpoczęcia zwarcia (umownie – od rozpoczęcia procesu pomiarowego). W wersji z pełnookresową filtracją do wyznaczenia parametrów składowej aperiodycznej potrzeba  $N + 2$  próbki sygnału.

### 6.3.2. ALGORYTMY Z FILTRAMI WALSHA

Algorytmy pomiarowe przedstawione w pracach [95, 96] oparte są na adaptacji odpowiednich współczynników i równań, których zasadniczym celem jest całkowita eliminacja składowej aperiodycznej z sygnału wejściowego, co umożliwia w drugim etapie dokładne obliczenie amplitudy składowej podstawowej. Interesujące będą w tym momencie jedynie te fragmenty algorytmów, które dotyczą wyznaczania parametrów składowej aperiodycznej.

Algorytm w wersji opisanej w [96] bazuje na półokresowym filtrowaniu (korelacji) kombinacji liniowej próbek sygnału z funkcją Walsha pierwszego rzędu, będącą falą prostokątną o jednostkowej amplitudzie i okresie równym połowie okresu częstotliwości podstawowej, według rekursywnej zależności

$$i_{w1}(k) = i_{w1}(k-1) + wal_1(k)[i(k) + i(k - N/2)]. \quad (6.5)$$

Dalsza procedura polega na obliczeniu współczynnika  $r$  ściśle zależnego od stałej czasowej składowej aperiodycznej

$$r(k) = \frac{|i_{w1}(k) - i_{w1}(k-1)|}{|i_{w1}(k-1) - i_{w1}(k-2)|}, \quad (6.6)$$

z którego wyznacza się już bezpośrednio stałą czasową  $T_N$

$$T_N = \tau = -\frac{T_i}{\ln[r(k)]}. \quad (6.7)$$

W przypadkach bezzakłóceńowych jest obojętne, który moment czasowy  $k$  po zwarcu wybierze się do obliczenia wartości  $r$ . W praktyce jednak należy korzystać z próbek sygnału bezpośrednio po rozpoczęciu procesu pomiarowego, a najwcześniejszym momentem, w którym można uzyskać poprawne wyniki jest chwila  $k = N/2 + 1$ . Dodatkowym zabiegiem poprawiającym funkcjonowanie algorytmu jest kilkupróbkowa filtracja (uśrednianie) sygnału  $r$  oraz jego ograniczenie – od góry wartością 1, od dołu zaś – wartością wynikającą z minimalnej „rozsądnej” stałej czasowej. Autorzy pracy [96] proponują tutaj ograniczenie na poziomie  $T_N = 4$  ms, co odpowiada wartości  $r = \exp(-T_i/T_N) = 0,79$ , dla  $f_p = 1$  kHz. Wartość początkową składowej aperiodycznej można w tej wersji algorytmu wyznaczyć z równania

$$I_{DC} = \frac{r(k)}{2} e^{kT_i}, \quad (6.8)$$

przy czym człon eksponentyjalny w (6.8) jest wprowadzony w celu korekcji związanej z upływem czasu od początku zwarcia do momentu pomiarowego  $k$ .

Algorytm wyznaczania parametrów składowej aperiodycznej w wersji opisanej w [95] oparty jest na pełnookresowym uśrednianiu sygnału prądowego, co odpowiada pełnookresowej filtracji z oknem Walsha zerowego rzędu. Odpowiednikiem współczynnika  $r$  z równania (6.6) jest tutaj stosunek aktualnej i poprzedniej wartości uśrednionego sygnału wejściowego

$$r(k) = \frac{i_{w0}(k)}{i_{w0}(k-1)}, \quad (6.9)$$

a wartość stałej czasowej oblicza się tak samo jak poprzednio, tzn. według zależności (6.7). Po prostych przekształceniach otrzymuje się odpowiedni algorytm pomiaru amplitudy w postaci

$$I_{DC} = \frac{i_{w0}(k)}{\sum_{n=0}^{N-1} r(k-n)^n} e^{kT_i}. \quad (6.10)$$

W tym przypadku stan przejściowy pomiaru trwa jeden okres składowej podstawowej, poprawne wyniki pomiarowe otrzymuje się zatem najwcześniej w chwili  $k = N + 1$ .

W opisanych w pracach [95, 96] metodach pomiarowych można otrzymać w formie jawnej jedynie zależności dotyczące obliczania stałej czasowej składowej aperiodycznej. Wzory (6.8) i (6.10) określające wartość początkową  $I_{DC}$  zostały wyprowadzone przez autora. Wypada w tym miejscu nadmienić, że możliwe jest również przemieszczanie prezentowanych tutaj algorytmów. Po obliczeniu wartości stałej czasowej  $T_N$  według (6.6) można jej wartość podstawić do równania (6.4) należącego do algorytmu z filtracją Fouriera i odwrotnie.

Należy także stwierdzić, szczególnie w odniesieniu do algorytmów półokresowych, że poprawny pomiar amplitudy składowej podstawowej (z wykorzystaniem składowych ortogonalnych otrzymanych z odpowiednich filtrów) możliwy jest dopiero po odjęciu wyestymowanej składowej aperiodycznej od przebiegu wejściowego, zgodnie z równaniem

$$i_f(k) = i(k) - I_{DC} e^{-kT_i/T_N}. \quad (6.11)$$

### 6.3.3. PORÓWNANIE ALGORYTMÓW POMIAROWYCH

W tabeli 6.1 zebrano wyniki pomiaru wartości początkowej  $I_{DC}$  i stałej czasowej  $T_N$  składowej aperiodycznej uzyskane za pomocą algorytmów opisanych w podrozdziałach 6.3.1 i 6.3.2 dla kilku wybranych sygnałów prądowych: zdefiniowanego zgodnie z modelem (6.1), z symulacji EMTP (przy niepełnej i ponadpełnej składowej aperiodycznej) oraz z rejestratora rzeczywistego zabezpieczenia różnicowego.

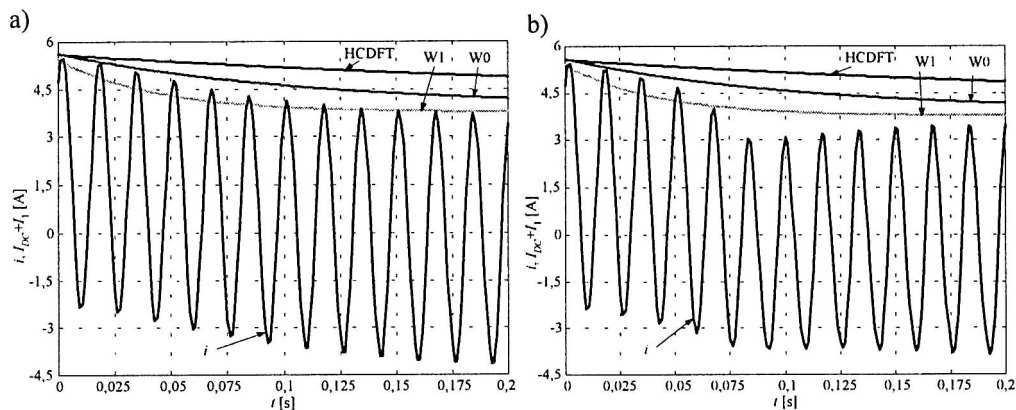
Dane zebrane w tabeli 6.1 pozwalają ustalić pozycje rankingowe poszczególnych algorytmów. Mimo iż wszystkie one dostarczają poprawnych wyników, tj. z zerowym lub nieznacznym błędem dla sygnałów zdefiniowanych (odpowiadających przyjętemu modelowi sygnałowemu, bez zakłóceń), to już dla sygnałów pochodzących z symulacji, a także z rejestracji w warunkach rzeczywistych – błędy pomiarowe mogą być znaczne, szczególnie przy pomiarze stałej czasowej  $T_N$ . Najlepszy i najbardziej odporny na zakłócenia jest algorytm pomiarowy z uśrednianiem pełnookresowym, najgorszy zaś (najbardziej związany z wyjściowym modelem sygnałowym i najmniej odporny) – algorytm wykorzystujący półokresową filtrację Fouriera.

Tabela 6.1. Błędy pomiaru parametrów składowej aperiodycznej dla wybranych algorytmów  
 Table 6.1. Errors of DC parameter calculation with the proposed algorithms

| Przypadek | Błąd pomiaru         | $T_N$ [ms]  |                       |                     | $I_{DC}$ [A] |                |               |
|-----------|----------------------|-------------|-----------------------|---------------------|--------------|----------------|---------------|
|           |                      | HCDFT (6.3) | W1 (N/2) (6.6), (6.7) | W0 (N) (6.9), (6.7) | HCDFT (6.4)  | W1 (N/2) (6.8) | W0 (N) (6.10) |
| 1         | Bezwzględny [ms]/[A] | 0,0         | 0,0                   | 0,0                 | 0,0          | 0,05           | 0,1           |
|           | Względny [%]         | 0,0         | 0,0                   | 0,0                 | 0,0          | 1,7            | 0,3           |
| 2         | Bezwzględny [ms]/[A] | 0,8         | 3,9                   | 2,9                 | 0,9          | 0,4            | 0,1           |
|           | Względny [%]         | 4,0         | 19,5                  | 14,5                | 40,9         | 18,2           | 4,5           |
| 3         | Bezwzględny [ms]/[A] | 250         | 70                    | 41                  | 6,1          | 7,1            | 4,3           |
|           | Względny [%]         | 208         | 58,3                  | 33,2                | 7,8          | 9,1            | 5,5           |
| 4         | Bezwzględny [ms]/[A] | 190         | 72                    | 6                   | 0,14         | 0,04           | 0,02          |
|           | Względny [%]         | 158         | 60                    | 5                   | 8,2          | 2,3            | 1,1           |
|           | Ranking              | 3           | 2                     | 1                   | 3            | 2              | 1             |

- 1) Sygnał zdefiniowany (MATLAB) wg (6.1):  $T_N = 300$  ms,  $I_{DC} = 3$  A,  $I_1 = 5$  A,  $f = 50$  Hz.
- 2) Sygnał zwarciovzy z EMTP:  $T_N = 20$  ms,  $I_{DC} = 2,2$  A,  $I_1 = 3,9$  A,  $f = 50$  Hz.
- 3) Sygnał zwarciovzy z EMTP:  $T_N = 120$  ms,  $I_{DC} = 78$  A,  $I_1 = 45$  A,  $f = 50$  Hz.
- 4) Sygnał z rejestratora (przypadek rzeczywisty):  $T_N = 120$  ms,  $I_{DC} = 1,7$  A,  $I_1 = 3,8$  A,  $f = 60$  Hz.

Na rysunku 6.5 na przetwarzany sygnał prądowy (przypadek 4 – sygnały rzeczywiste z rejestratora, z obu stron zabezpieczonego generatora) nałożono sygnały aperiodyczne o parametrach  $I_{DC}$  i  $T_N$  obliczonych z użyciem omawianych algorytmów pomiarowych, powiększone o składnik równy wartości zmierzonej amplitudy składowej podstawowej. Można powiedzieć, że w przypadku takiej ilustracji dokładność pomiaru składowej aperiodycznej odpowiada jakości śledzenia maksimum sygnału wejściowego. Najdokładniejszy jest w takim ujęciu algorytm z pełnookresowym uśrednianiem W0, co widać na rysunku oraz co pokazują wartości liczbowe zebrane w tabeli 6.1. Algorytmy HCDFT i W1 mierzą odpowiednio zawyżoną i zaniżoną wartość  $T_N$ , przy zbliżonej wartości początkowej  $I_{DC}$ . Pomiaru parametrów składowej aperiodycznej dokonano jednorazowo tuż po rozpoczęciu zwarcia i pomiaru tego nie kontynuowano zakładając, że parametry te powinny być niezmiennie. Ponieważ jednak analizowany sygnał zawierał oprócz zmierzonego składnika aperiodycznego również inne składowe, w miarę upływu czasu zaczęła się ujawniać rozbieżność między sygnałem wyestymowanym a rzeczywistym. Zmiany w sygnale mierzonym wynikają głównie z wywołanego składową stałą nasycenia przekładników prądowych (niewielkiego po stronie punktu gwiazdowego – rys. 6.5a, głębszego dla prądu na zaciskach generatora – rys. 6.5b), które nastąpiło po ok. 35 ms, czyli dwóch okresach składowej podstawowej ( $f = 60$  Hz) licząc od początku pomiaru. Czas liniowej pracy do momentu wejścia w nasycenie dla rozważanych przekładników, według danych z miejsca ich zainstalowania



Rys. 6.5. Porównanie efektów pomiaru składowej aperiodycznej dla wybranych algorytmów:

a) prąd po stronie punktu gwiazdowego, b) prąd na zaciskach generatora

Fig. 6.5. Comparison of DC component measurement results for chosen algorithms:

a) current at the star-point side, b) current at the generator terminals

wania otrzymanych od partnera przemysłowego, zgadza się z dużą dokładnością z teorią i równaniami przedstawionymi w następnej części niniejszego rozdziału.

## 6.4. WYZNACZANIE CZASU NASYCENIA PRZEKŁADNIKA PRĄDOWEGO

Zależności prowadzące do określenia czasu nasycenia przekładnika prądowego, tj. okresu od wejścia w nasycenie do jego ustąpienia, określono najpierw teoretycznie, a następnie sprawdzono ich dokładność symulacyjnie dla wybranego przekładnika prądowego.

### 6.4.1. POCZĄTEK I KONIEC NASYCENIA PRZEKŁADNIKA

Praca przekładników prądowych w warunkach nasycenia ich rdzenia magnetycznego opisana jest w wielu powszechnie znanych pracach (np. [22, 122]). Odpowiednie zależności i wytyczne dotyczące zastosowania przekładników prądowych do celów pomiarowych i zabezpieczeniowych podają również międzynarodowe standardy [3]. Przedstawione poniżej związki zaczerpnięte są z cytowanej literatury, przy czym część z nich została zmodyfikowana przez autora dla lepszego opisu zjawisk w obszarze niskich prądów pierwotnych zawierających składową aperiodyczną o znacznej stałej czasowej.

Czas wejścia przekładnika prądowego w nasycenie, mierzony od momentu powstania zaburzenia, można określić (oszacować) na podstawie jednej z trzech zależności:



- nieliniowego równania określającego indukcję magnetyczną  $B_s$  w momencie nasycenia [22]

$$B_s = \frac{\mu w_2 I_2}{l} \left( \frac{T_N}{T_W - T_N} (e^{-t_{s1}/T_W} - e^{-t_{s1}/T_N}) \right), \quad (6.12)$$

którego rozwiązanie względem  $t_{s1}$  może być uzyskane np. techniką najmniejszych kwadratów, przy czym:

$\mu$  – przenikalność magnetyczna blach rdzenia przekładnika,

$w_2$  – ilość uzwojeń po stronie wtórnej,

$l$  – średnia długość drogi strumienia magnetycznego w rdzeniu przekładnika,

$I_2$  – amplituda składowej podstawowej prądu w uzwojeniu wtórnym,

$T_W$  – stała czasowa przekładnika,

$T_N$  – stała czasowa zanikania składowej aperiodycznej, wynikająca ze stosunku  $X/R$  impedancji systemu widzianej z miejsca zwarcia,

- uproszczonej wersji równania (6.12), przy założeniu bardzo dużej stałej czasowej  $T_W$  przekładnika (nieskończonej w porównaniu ze stałą czasową zanikania  $T_N$  składowej aperiodycznej w sygnale prądowym)

$$t_{s1} = -T_N \ln \left( 1 - \frac{B_s q}{T_N R_2 I_2} \right), \quad (6.13)$$

- równania proponowanego w standardzie IEEE [3]

$$t_{s1} = \frac{-(X/R)}{2\pi f} \ln \left( 1 - \frac{K_s - 1}{(X/R)} \right) = -T_N \ln \left( 1 - \frac{K_s - 1}{\omega T_N} \right), \quad (6.14)$$

gdzie:

$K_s = \frac{V_{sat}}{I_2(R_2 + R_s + Z_b)}$  – współczynnik nasycenia, określający również konieczny stopień przewymiarowania rdzenia przekładnika dla uzyskania pracy bez nasycenia (nasycenie przekładnika nie wystąpi, jeżeli  $K_s \geq 1 + \frac{X}{R} = 1 + \omega T_N$ ),

$R_2$  – rezystancja uzwojenia wtórnego przekładnika,

$R_s$  – rezystancja przewodów doprowadzeń od punktu zainstalowania przekładnika do miejsca zainstalowania zabezpieczenia,

$Z_b$  – moduł impedancji obciążenia przekładnika.

Zależności powyższe obowiązują przy założeniu wyidealizowanych warunków w odniesieniu do remanentu (pozostałości) magnetycznego w rdzeniu przekładnika, tzn. jego braku ( $B_r = 0$  T). W rzeczywistych przypadkach, gdy remanent magnetyczny

jest niezerowy, równania (6.12)–(6.14) dostarczają wartości czasów wejścia w nasycenie z nieznacznym przeszacowaniem. Jest tak oczywiście w sytuacjach, gdy pozostałość magnetyczna w rdzeniu ma taki znak, że dodaje się ona do strumienia wywołanego prądem zwarciovym. W przeciwnym wypadku remanent magnetyczny może zmniejszyć potencjalne nasycenie i wówczas otrzymane z obliczeń czasy są krótsze niż w rzeczywistości.

Wyprowadzenie zależności określającej czas wyjścia przekładnika z nasycenia oparte jest na równaniu prawa przepływu

$$B_s = \frac{\mu}{l} w_2 i_s', \quad (6.15)$$

w którym  $i_s = I_{DC} e^{-t_{s2}/T_N}$  jest prądem w chwili wyjścia z nasycenia wywołanym tylko składową aperiodyczną o wartości początkowej  $I_{DC}$ , przy pominięciu wpływu składowej podstawowej na wielkość indukcji magnetycznej (teoretycznie przy pełnym nasyceniu  $i_2 = 0$  oraz  $i_\mu = i_1 = i_s$ ). Odpowiednie przekształcenia prowadzą do równania

$$t_{s2} = T_N \ln \left( \frac{\mu w_2 I_{DC}}{l B_s} \right). \quad (6.16)$$

Wartości indukcji magnetycznej nasycenia  $B_s$  (dla prądu zwarciovego bez składowej aperiodycznej) oraz maksymalnej  $B_{\max}$  (maksymalna oczekiwana indukcja w rdzeniu przekładnika) obliczane są z zależności [22]:

$$B_s = \frac{\mu w_1 K_n I_{n1}}{l \omega T_w}, \quad (6.17)$$

$$B_{\max} = \frac{\mu}{l} w_2 I_2 \left[ \left( \frac{T_N}{T_w} \right)^{\frac{T_w}{T_w - T_N}} + \frac{1}{\omega T_w} \right]. \quad (6.18)$$

Wartość stałej czasowej przekładnika  $T_w$  oblicza się z parametrów przekładnika

$$T_w = \frac{L_w}{R_w} = \frac{L_0 + L_s + L_b}{R_2 + R_s + R_b}, \quad (6.19)$$

albo, przy znajomości przekroju poprzecznego rdzenia  $q$  i średniej drogi  $l$  strumienia magnetycznego w rdzeniu, z zależności

$$T_W = \frac{w_2^2 q \mu}{l R_W}. \quad (6.20)$$

W prezentowanych równaniach (6.12)–(6.20) zakłada się, że  $I_2$  jest amplitudą prądu strony wtórnej przekładnika przy pełnym przesunięciu prądu w chwili zwarcia, tzn. gdy wartość początkowa  $I_{DC}$  składowej aperiodycznej jest równa amplitudzie składowej podstawowej. Taka sytuacja zdarza się jednak jedynie w przypadku zwarcia w momencie przejścia napięcia fazy zwartej przez zero. W pozostałych przypadkach  $I'_{DC}$  jest mniejsze od  $I_2$ , jednak to właśnie tę wartość należy podstawiać do odpowiednich równań w przypadku zwarć niskoprądowych, gdyż (jak to ilustruje rysunek 6.2) składowa podstawowa prądu ma znikomy wpływ na wartości indukcji w przekładniku i w efekcie na jego ewentualne nasycenie. Jak pokazały badania symulacyjne, uwzględnienie takiej poprawki pozwala uzyskać wyniki znacznie bliższe rzeczywistości niż po podstawianiu do równań (6.12)–(6.14) oraz (6.18) wartości  $I_2$  we wszystkich przypadkach, niezależnie od poziomu składowej aperiodycznej.

#### 6.4.2. BADANIA SYMULACYJNE

Wstępne badania przeprowadzono w celu stwierdzenia wpływu stałej czasowej składowej aperiodycznej w prądzie zwarciovym na warunki i czasy ewentualnego nasycenia przekładników prądowych.

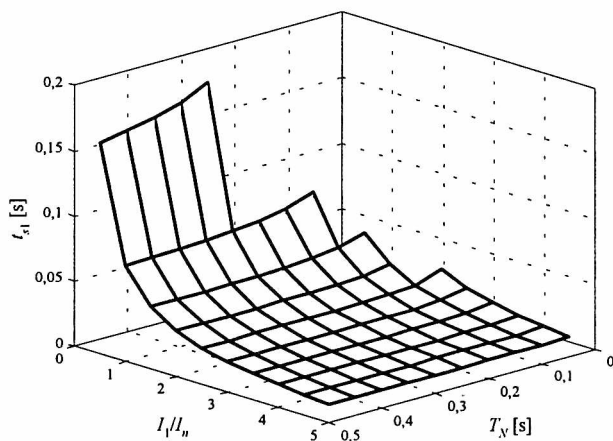
Czasy wejścia  $t_{s1}$  i wyjścia  $t_{s2}$  przekładnika z nasycenia zostały określone:

- na podstawie symulacji pracy przekładnika, z zastosowaniem progu pomiarowego 0,5 A dla prądu magnesującego, jednakowego dla obu warunków brzegowych (chwila przekroczenia wartości progowej przez prąd magnesujący w górę/dół rejestrowana była jako czas wejścia/wyjścia przekładnika z nasycenia),
- z wykorzystaniem zależności uproszczonej (6.13),
- według formuły zalecanej przez IEEE (6.14).

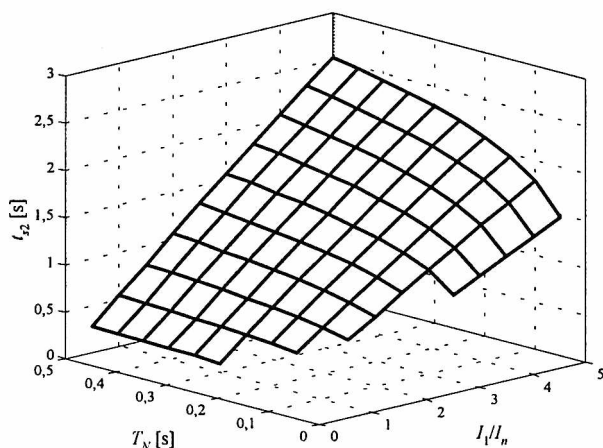
Podczas obliczeń zastosowano korektę wzorów podstawowych (dla prądów z pełnym przesunięciem), uwzględniającą aktualną wartość amplitudy składowej aperiodycznej, zamiast proponowanej standardowo amplitudy składowej podstawowej.

Parametry modelowanego przekładnika prądowego: typ C-200 (oznaczenie wg standardów ANSI), napięcie kolanowe  $V_{sat} = 200$  V, przekrój poprzeczny rdzenia  $q = 16$  cm<sup>2</sup>, średnia długość drogi magnetycznej  $l = 0,7$  m, rezystancja uzwojenia wtórnego  $R_2 = 2$  Ω, przekładnia zwojowa  $w_2/w_1 = 160/1$ , przekładnia prądowa  $I_{n1}/I_{n2} = 800/5$  A, graniczny współczynnik dokładności  $K_n = 10$ , indukcyjność główna  $L_0 = 12$  H, obciążenie znamionowe (typu B-2)  $Z_{hn} = 1 + j0,0046$  Ω, obciążenie aktualne  $Z_{ha} = R_{hn} + j\omega L_{ha} = 0,05$  Ω, rezystancja przewodów doprowadzających  $R_s = 2$  Ω. Stała czasowa przekładnika obliczona według (6.19) wynosi  $T_W = 5,85$  s.

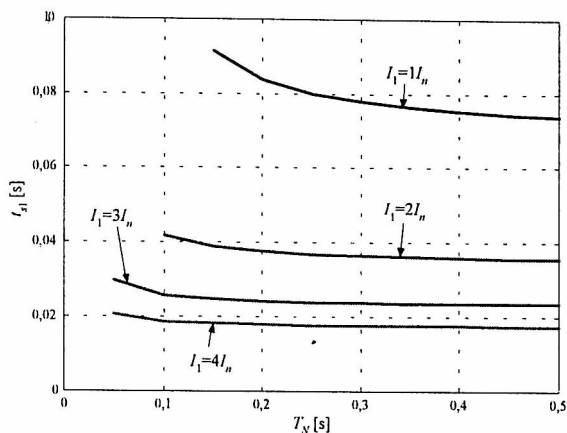
Na rysunkach 6.6–6.9 pokazano zależności czasów wejścia  $t_{s1}$  i wyjścia  $t_{s2}$  przekładnika prądowego w/z nasycenia w funkcji amplitudy składowej podstawowej prądu zwarciovego  $I_1$  oraz wielkości stałej czasowej składowej aperiodycznej  $T_N$ , przy założeniu pełnego przesunięcia prądu w chwili początkowej, tj. dla największej możliwej wartości składowej nieokresowej  $I_{DC} = I_1$ . Przedstawione wyniki są wartościami odczytanymi (zmierzonymi względem przyjętego progu 0,5 A) z przebiegów prądowych uzyskanych w wyniku symulacji pracy przekładnika.



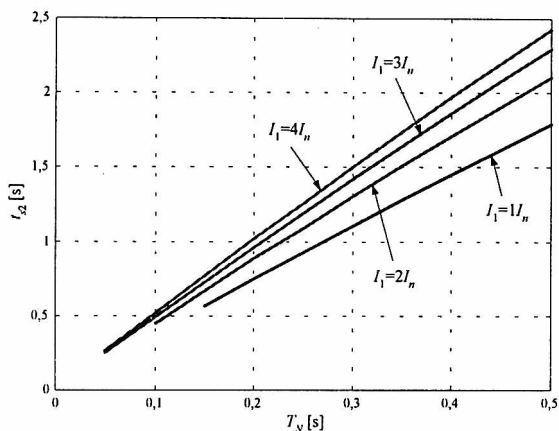
Rys. 6.6. Czas wejścia PP w nasycenie w funkcji stałej czasowej  $T_N$  i amplitudy prądu  $I_1$   
Fig. 6.6. CT time-to-saturation as a function of time constant  $T_N$  and current amplitude  $I_1$



Rys. 6.7. Czas wyjścia PP z nasycenia w funkcji stałej czasowej  $T_N$  i amplitudy prądu  $I_1$   
Fig. 6.7. CT time-out-of-saturation as a function of time constant  $T_N$  and current amplitude  $I_1$



Rys. 6.8. Czas wejścia PP w nasycenie w funkcji stałej czasowej  $T_N$  dla wybranych amplitud  $I_1$   
 Fig. 6.8. CT time-to-saturation as a function of time constant  $T_N$  for chosen amplitudes  $I_1$

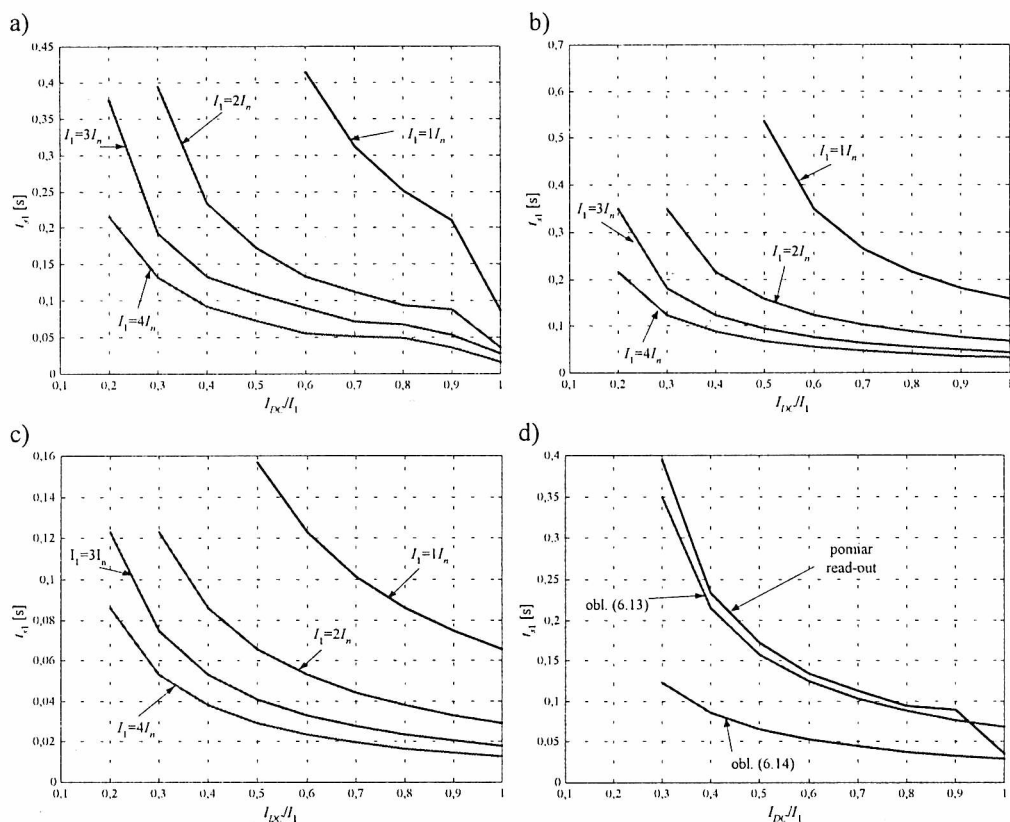


Rys. 6.9. Czas wyjścia PP z nasycenia w funkcji stałej czasowej  $T_N$  dla wybranych amplitud  $I_1$   
 Fig. 6.9. CT time-out-of-saturation as a function of time constant  $T_N$  for chosen amplitudes  $I_1$

Przedstawione charakterystyki nie są pełne w zakresie niskich stałych czasowych  $T_N$  i małych amplitud  $I_1$ , gdyż dla takich przypadków nasycenie przekładnika nie wystąpiło. Można zauważyć, że przekładnik prądowy może wejść w stan nasyceniowy nawet przy bardzo niewielkim prądzie, równym np.  $I_{n1}$ , jeżeli towarzyszy mu składowa nieokresowa o stałej czasowej  $T_N \geq 300$  ms. Czas wejścia w stan nasycenia  $t_{s1}$  jest tym krótszy, a czas wyjścia z nasycenia  $t_{s2}$  – tym dłuższy, im większa jest wartość stałej czasowej  $T_N$ . Zrozumiała (i intuicyjna) jest przy tym także zależność czasów  $t_{s1}$  i  $t_{s2}$  od amplitudy składowej podstawowej  $I_1$  – wraz z jej wzrostem czas nasycenia jest dłuższy, tzn.  $t_{s1}$  maleje, a  $t_{s2}$  proporcjonalnie wzrasta.

Podczas dalszych badań, tj. dla wszystkich kolejnych przypadków symulacyjnych, przyjęto stałą wartość stałej czasowej składowej aperiodycznej prądu  $T_N = 300$  ms, typową dla rozważanych przypadków zwarciovych w pobliżu generatora synchronicznego. Dodatkową zmienną była natomiast wielkość składowej aperiodycznej odniesiona do amplitudy składowej podstawowej prądu w zakresie  $I_{DC} = (0, 1-1, 0) I_1$ . Przedstawione wyniki są wartościami odczytanymi (zmierzonymi względem przyjętego progu 0,5 A) z przebiegów prądowych otrzymanych z symulacji pracy przekładnika.

Można zauważyć (rysunek 6.10), że wykorzystanie formuły uproszczonej (6.13) do obliczeń czasu  $t_{N1}$  daje wyniki, które najbardziej przybliżają wartości rzeczywiste (otrzymane z symulacji i pomiarów). Wyniki uzyskane według zależności (6.14)



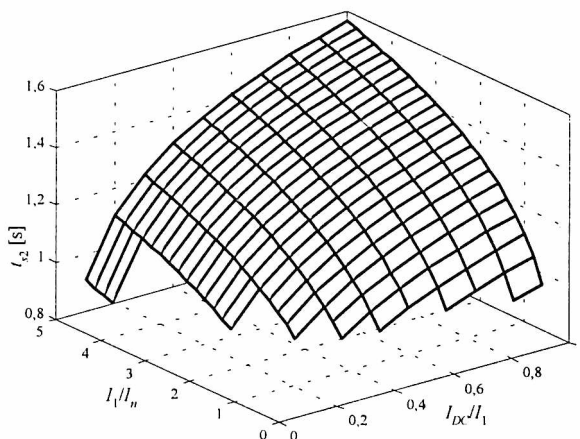
Rys. 6.10. Czas wejścia PP w nasycenie w funkcji amplitud składowej aperiodycznej  $I_{DC}$  i składowej podstawowej  $I_1$  prądu zwarciovego: a) wyniki pomiaru, b) wyniki obliczeń wg (6.13), c) wyniki obliczeń wg (6.14), d) porównanie wyników dla przypadku  $I_1 = 2I_{n1}$

Fig. 6.10. CT time-to-saturation as a function of DC and fundamental components amplitudes  $I_{DC}$  and  $I_1$ : a) simulations and read-out, b) results of calculations acc. to (6.13), c) results of calculations acc. to (6.14), d) comparison of the results for the case  $I_1 = 2I_{n1}$

zalecanej przez IEEE są znacznie niedoszacowane względem wartości zmierzonych. Można jednak powiedzieć, że wyniki te znajdują się po „właściwej stronie” i ewentualne ich wykorzystanie do adaptacji charakterystyki różnicowej może skutkować jedynie wcześniejszym przestawieniem charakterystyki na nowe warunki pracy.

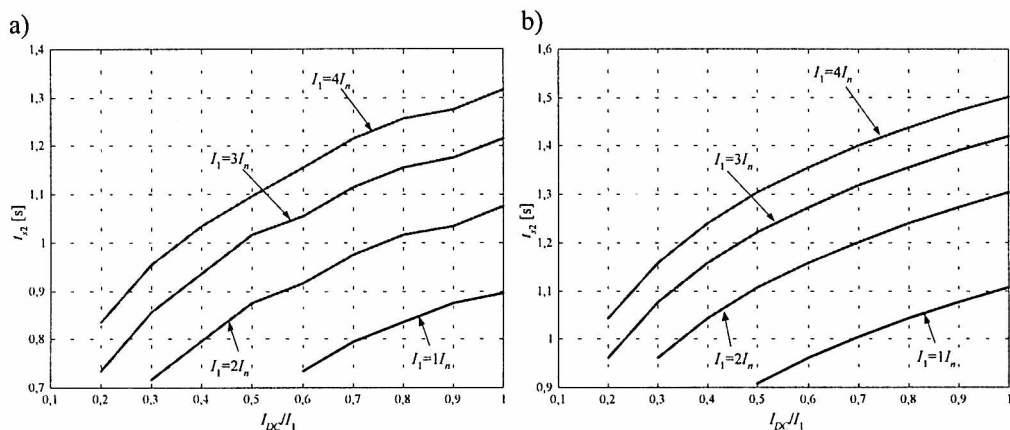
Wyniki pokazują ponadto, że w zakresie amplitud składowej podstawowej prądu do  $3I_{n1}$  oczekiwany czas wejścia przekładnika w nasycenie jest nie krótszy niż 30 ms (wartości dla pełnego przesunięcia prądu przez składową aperiodyczną, tj. w warunkach najbardziej niekorzystnych). Wobec tego można powiedzieć, że na konieczne obliczenia amplitudy i stałej czasowej składowej aperiodycznej pozostaje do dyspozycji wystarczająca ilość czasu, zarówno z wykorzystaniem algorytmów półokresowych, jak i pełnookresowych.

Wyniki pomiaru i obliczeń czasu wyjścia przekładnika z nasycenia pokazano na rysunkach 6.11 i 6.12. Można zauważyć, że obliczone według (6.16) wartości czasu wyjścia przekładnika z nasycenia są o ok. 0,2 s większe niż wartości zmierzone (odnotowane dla przebiegów uzyskanych z symulacji pracy przekładnika), przy zachowaniu tych samych tendencji i zależności od amplitudy składowej podstawowej i wartości początkowej składowej aperiodycznej. Należy jednak podkreślić, że wykorzystany w pomiarach (odczyt) próg detekcji (0,5 A) był identyczny jak dla określania chwili wejścia przekładnika w nasycenie. Wybrany próg detekcji wydaje się właściwy dla wykrywania początku nasycenia, gdy prąd magnesujący przekładnika  $I_\mu$  zmienia się bardzo szybko, prawie skokowo, jest on jednak zbyt zgrubny dla fazy wychodzenia z nasycenia.



Rys. 6.11. Czas wyjścia PP z nasycenia w funkcji amplitud składowej aperiodycznej  $I_{DC}$  i składowej podstawowej  $I_1$  prądu zwarcowego – wartości odczytane z symulacji

Fig. 6.11. CT time-out-of-saturation as a function of DC and fundamental components amplitudes  $I_{DC}$  and  $I_1$  – simulations and read-out results



Rys. 6.12. Czas wyjścia PP z nasycenia w funkcji amplitud składowej aperiodycznej  $I_{DC}$  i składowej podstawowej  $I_1$  prądu zwarciovego: a) wyniki pomiaru, b) wyniki obliczeń wg (6.16)

Fig. 6.12. CT time-out-of-saturation as a function of DC and fundamental components amplitudes  $I_{DC}$  and  $I_1$ : a) simulations and read-out, b) results of calculations acc. to (6.16)

Przedstawione wyniki pozwalają stwierdzić, że zadowalającą dokładność obliczenia czasów wejścia i wyjścia przekładnika prądowego w/z nasycenia zapewniają odpowiednio zależności (6.13) i (6.16). Wzory te będą zatem wykorzystane do obliczania momentów czasowych  $t_{s1}$  i  $t_{s2}$ , w których zgodnie z zaproponowaną procedurą adaptacyjną modyfikowana będzie charakterystyka różnicowa zabezpieczenia.

## 6.5. ADAPTACJA CHARAKTERYSTYKI RÓŻNICOWEJ

Z rozważań i przykładów zamieszczonych w podrozdziale 6.1 wynika, że w przypadkach zewnętrznych zwarć w pobliżu generatora, którym towarzyszy prąd zawierający składową aperiodyczną o znacznej stałej czasowej, w celu poprawy warunków stabilizacji należy zastosować czasową (pomiędzy chwilami  $t_{s1}$  i  $t_{s2}$ ) modyfikację charakterystyki różnicowej zabezpieczenia. Modyfikacja ta może polegać na:

- przesunięciu charakterystyki podstawowej w górę w kierunku wyższych prądów różnicowych,
- zmianie (zwiększeniu) nachylenia charakterystyki różnicowej, czyli zwiększeniu współczynnika  $m_1$ , przy nie zmienionej wartości współczynnika  $m_0$  (rysunek 6.3).

Niezależnie od wybranego sposobu modyfikacji niezbędne jest przeprowadzenie badań, zmierzających do określenia stopnia koniecznej adaptacji charakterystyki różnicowej. Czynniki, które należy wziąć pod uwagę są obliczone wcześniej czasy spodziewanego wejścia i wyjścia przekładnika w/z nasycenia oraz oczekiwany maksymalny w danym przypadku zwarciovym poziom prądu różnicowego przy danym prądzie hamującym, który jednoznacznie definiuje krytyczne położenie punktu pracy

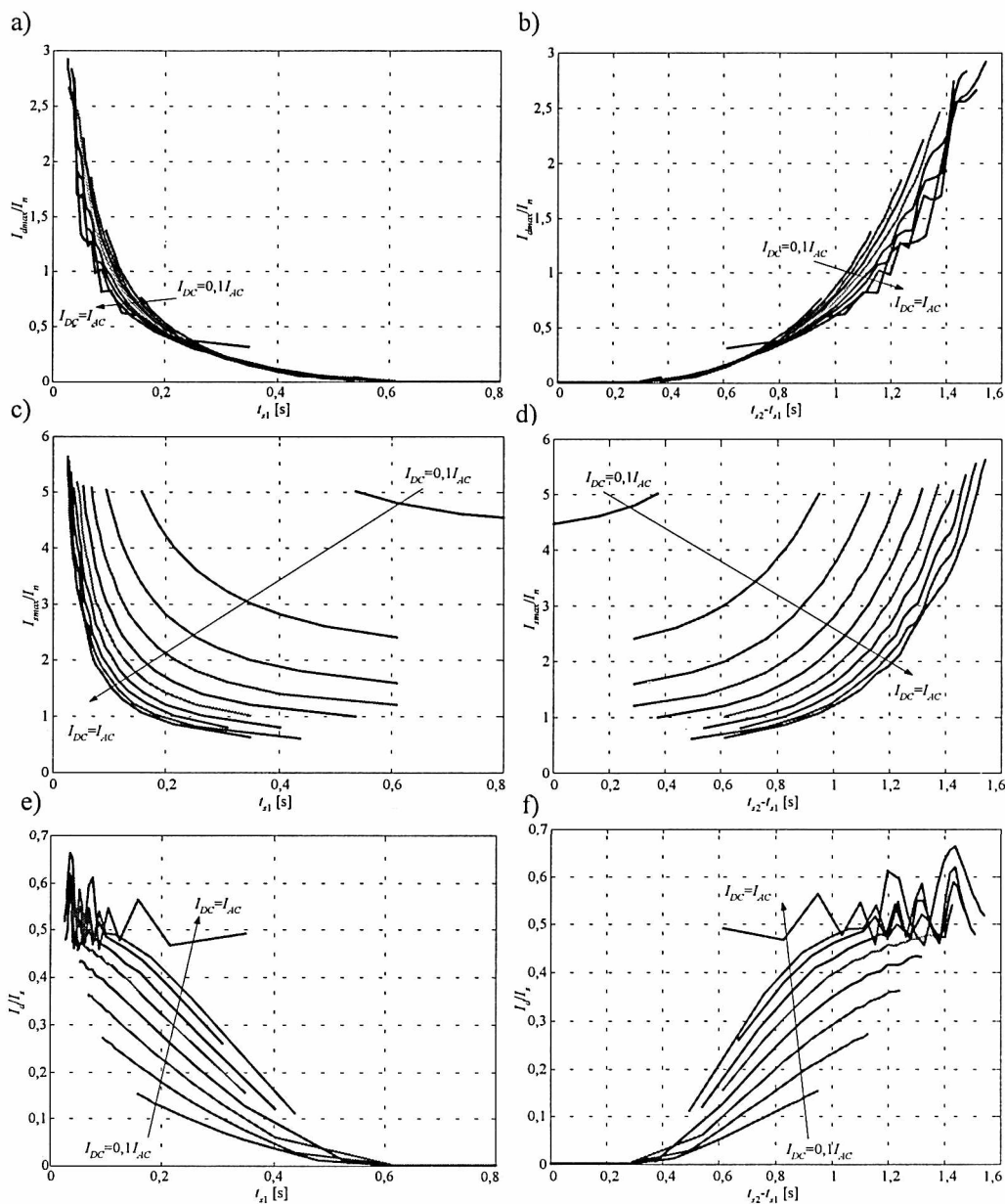


zabezpieczenia na płaszczyźnie  $I_d = f(I_s)$ . Ze względu na to, że modyfikacji charakterystyki różnicowej należy dokonać przed wejściem przekładnika w nasycenie, a więc wtedy, gdy poziom prądu różnicowego wywołanego przez nasycenie nie jest jeszcze znany, konieczne jest opracowanie procedury oszacowania tego prądu na podstawie dostępnych na tym etapie informacji.

W podrozdziale przedstawiono wyniki badań symulacyjnych i obliczeń prowadzonych dla modelowego przekładnika prądowego, których celem było określenie zależności maksymalnej spodziewanej amplitudy prądu różnicowego w czasie nasycenia przekładnika w funkcji zmierzonych wcześniej: amplitudy składowej podstawowej prądu zwarcowego  $I_1$ , wielkości składowej aperiodycznej  $I_{DC}$ , jej stałej czasowej  $T_N$  oraz obliczonych czasów  $t_{s1}$  i  $t_{s2}$ .

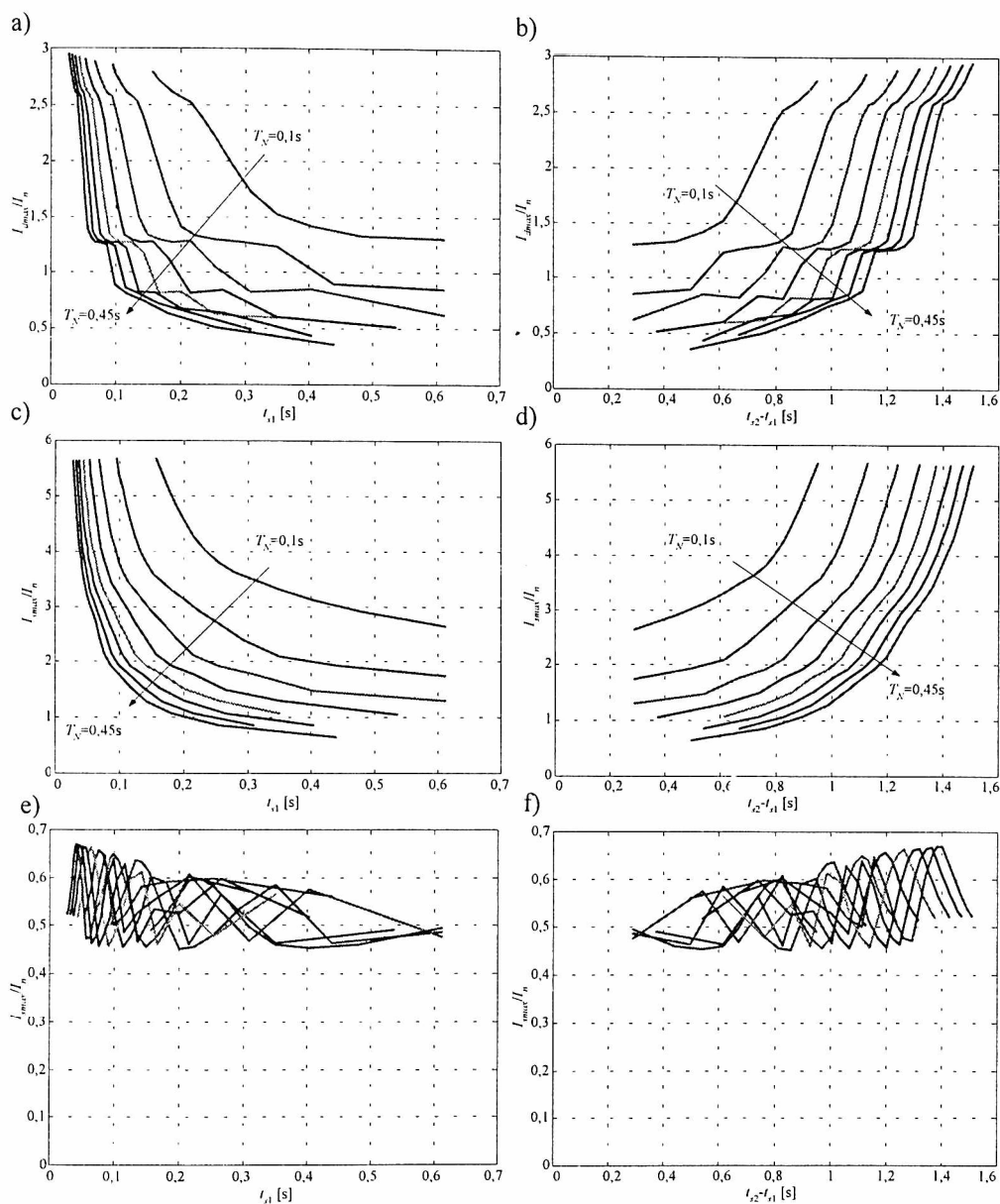
Wykresy przedstawione na rysunkach 6.13–6.14 można podsumować następująco:

- spodziewana maksymalna amplituda prądu różnicowego  $I_d$  jest odwrotnie proporcjonalna do czasu wejścia przekładnika w nasycenie, według przybliżonej zależności  $I_{dmax} = k_1/t_{s1}$ , przy czym wartość współczynnika  $k_1$  zależy bardzo nieznacznie od poziomu  $I_{DC}$ , w dużym stopniu natomiast od stałej czasowej  $T_N$  ( $k_1 \approx 0,04/T_N$ ),
- maksymalna amplituda prądu różnicowego jest w przybliżeniu proporcjonalna do kwadratu czasu nasycenia przekładnika,  $I_{dmax} = k_2(t_{s2} - t_{s1})^2$ , przy czym większe wartości współczynnika proporcjonalności  $k_2$  obowiązują dla mniejszych wartości początkowych składowej aperiodycznej  $I_{DC}$  ( $k_2 = 0,6-0,8$  dla  $I_{DC} = (1,0-0,1)I_1$ , przy  $T_N = 0,3$  s) oraz dla mniejszych wartości stałej czasowej  $T_N$  ( $k_2 \approx 0,3/T_N$ ),
- spodziewana maksymalna amplituda prądu hamującego (stabilizującego)  $I_s$  jest odwrotnie proporcjonalna do czasu wejścia przekładnika w nasycenie  $t_{s1}$ , przy silnej odwrotnie proporcjonalnej zależności zarówno od poziomu składowej aperiodycznej  $I_{DC}$ , jak i wartości jej stałej czasowej  $T_N$ ,
- spodziewana maksymalna amplituda prądu hamującego  $I_s$  jest w przybliżeniu proporcjonalna do kwadratu czasu nasycenia przekładnika  $t_{s2} - t_{s1}$ , przy odwrotnie proporcjonalnej zależności zarówno od poziomu składowej aperiodycznej  $I_{DC}$ , jak i wartości jej stałej czasowej  $T_N$ ,
- spodziewany stosunek maksymalnych amplitud prądu różnicowego  $I_d$  do prądu hamującego  $I_s$  jest w przybliżeniu liniowo malejący względem czasu wejścia przekładnika w nasycenie  $t_{s1}$  ze współczynnikiem proporcjonalności zależnym również liniowo od poziomu składowej aperiodycznej  $I_{DC}$ , przy braku wyraźnej zależności od stałej czasowej składowej aperiodycznej  $T_N$ ,
- spodziewany stosunek maksymalnych amplitud prądu różnicowego  $I_d$  do prądu hamującego  $I_s$  jest w przybliżeniu proporcjonalny do czasu nasycenia przekładnika  $t_{s2} - t_{s1}$ , ze współczynnikiem proporcjonalności zależnym liniowo od poziomu składowej aperiodycznej  $I_{DC}$ , również przy braku wyraźnej zależności od stałej czasowej składowej aperiodycznej  $T_N$ .



Rys. 6.13. Wartości maksymalne oczekiwanych amplitud: a) prądu różnicowego w funkcji  $t_{s1}$ , b) prądu różnicowego w funkcji  $t_{s2} - t_{s1}$ , c) prądu hamującego w funkcji  $t_{s1}$ , d) prądu hamującego w funkcji  $t_{s2} - t_{s1}$ , e) stosunku  $I_d/I_s$  w funkcji  $t_{s1}$ , f) stosunku  $I_d/I_s$  w funkcji  $t_{s2} - t_{s1}$ ; wyniki dla  $T_N = 300 \text{ ms} = \text{const}$

Fig. 6.13. Maximum expected amplitudes of: a) diff-current as a function of  $t_{s1}$ , b) diff-current as a function of  $t_{s2} - t_{s1}$ , c) stab-current as a function of  $t_{s1}$ , d) stab-current as a function of  $t_{s2} - t_{s1}$ , e) ratio  $I_d/I_s$  as a function of  $t_{s1}$ , f) ratio  $I_d/I_s$  as a function of  $t_{s2} - t_{s1}$ ; results for  $T_N = 300 \text{ ms} = \text{const}$



Rys. 6.14. Wartości maksymalne oczekiwanych amplitud: a) prądu różnicowego w funkcji  $t_{s1}$ , b) prądu różnicowego w funkcji  $t_{s2} - t_{s1}$ , c) prądu hamującego w funkcji  $t_{s1}$ , d) prądu hamującego w funkcji  $t_{s2} - t_{s1}$ , e) stosunku  $I_d/I_s$  w funkcji  $t_{s1}$ , f) stosunku  $I_d/I_s$  w funkcji  $t_{s2} - t_{s1}$ ; wyniki dla  $I_{DC} = I_1 = \text{const}$

Fig. 6.14. Maximum expected amplitudes of: a) diff-current as a function of  $t_{s1}$ , b) diff-current as a function of  $t_{s2} - t_{s1}$ , c) stab-current as a function of  $t_{s1}$ , d) stab-current as a function of  $t_{s2} - t_{s1}$ ; results for  $I_{DC} = I_1 = \text{const}$

Wyrażone słownie spostrzeżenia można także zapisać w postaci empirycznych wzorów, opisujących poziom spodziewanego prądu różnicowego i jego stosunek do prądu hamującego:

$$I_{d \max} \cong \frac{1}{25T_N t_{s1}}, \quad (6.21)$$

$$I_{d \max} \cong \frac{(t_{s2} - t_{s1})^2 (4 - I_{DC} / I_1)}{10T_N}, \quad (6.22)$$

$$\frac{I_d}{I_s} \cong -\frac{3I_{DC}}{I_1} (t_{s1} - 0,6), \quad (6.23)$$

$$\frac{I_d}{I_s} \cong (\frac{5}{9} I_{DC} / I_1 + 0,2)(t_{s2} - t_{s1} - 0,3). \quad (6.24)$$

Dwie pierwsze zależności mogą stanowić podstawę adaptacji charakterystyki różnicowej w wersji polegającej na jej przesunięciu, przy czym górny pułap tego przesunięcia, obliczony z równań (6.21) i (6.22), należy dodatkowo powiązać z amplitudą prądu hamującego. Obliczone wartości stosunku  $I_d/I_s$  według równań (6.23) i (6.24) mogą być natomiast przyjęte jako wytyczne zmiany współczynnika nachylenia charakterystyki różnicowej  $m_1$  w drugim typie adaptacji. Dla zapewnienia odpowiedniej selektywności proponuje się dodatkowo pomnożyć otrzymane wartości  $I_d$  oraz  $I_d/I_s$  przez współczynnik bezpieczeństwa o wartości 1,15–1,2.

Przy określaniu stopnia koniecznej adaptacji charakterystyki różnicowej można również skorzystać z wyznaczonych symulacyjnie zależności prądu różnicowego od wartości prądu hamującego i poziomu składowej aperiodycznej oraz jej stałej czasowej, przedstawionych graficznie na rysunkach 6.15a i 6.16a. Jak widać, dla danego poziomu składowej aperiodycznej zależność prądu różnicowego od prądu hamującego jest w przybliżeniu liniowa, z punktem początkowym na osi poziomej dla prądu hamującego, od którego dochodzi do nasycenia przekładnika. Górnym ograniczeniem krzywych z rysunku 6.15a może być prosta przechodząca przez początek układu współrzędnych o współczynniku nachylenia

$$m_1 = \frac{I_d}{I_s} \cong 0,8 \frac{I_{DC}}{I_1}. \quad (6.25)$$

Należy przy tym pamiętać, że punkt pracy na płaszczyźnie  $(I_s, I_d)$  przesunie się podczas nasycenia przekładnika o ok. 10–20% w lewo, czyli w kierunku niższych

prądów hamujących, ze względu na zmniejszenie się tego prądu wskutek zmniejszenia się amplitudy jednego z jego składników pochodzącego z nasyczonego przekładnika prądowego. Wskutek tego rzeczywisty współczynnik nachylenia charakterystyki różnicowej powinien być o 10–20% większy, aby ów wpływ zrównoważyć. Dodatkowe uwzględnienie wielkości stałej czasowej  $T_N$  w określaniu wartości współczynnika  $m_1$  nie jest konieczne, gdyż stała ta ma pomijalny wpływ na wielkość prądu różnicowego (rysunek 6.16a).

W tabeli 6.2 zebrano wartości błędów popełnianych przy korzystaniu z szacunkowych wskaźników (6.21)–(6.25), policzone dla całej dostępnej populacji 250 przypadków symulacyjnych. Wartości błędów względnych odniesione są do wartości maksymalnych, zmierzonych odpowiednio dla prądu różnicowego i stosunku prądu różnicowego do prądu hamującego. W tabeli podano wartości średnie i maksymalne bezwzględne oraz błąd średniokwadratowy obliczania wartości rzeczywistych oczekiwanych prądów z wykorzystaniem proponowanych wskaźników. W ostatnim wierszu tabeli 6.2 podano pozycję rankingową określającą jakość danego wskaźnika na tle pozostałych, osobno dla wzorów dotyczących wartości  $I_d$  i stosunku  $I_d/I_s$ . Jak widać, w pierwszej grupie najbardziej użyteczny jest wzór (6.21), w drugiej zaś prawie równorzędne są zależności (6.24) i (6.25), przy czym ta ostatnia daje lepsze wyniki (mniejsze błędy), jeśli stała czasowa składowej aperiodycznej  $T_N$  zmienia się w szerokich granicach. Dodatkową wspólną cechą przybliżonych zależności (6.24) i (6.25) jest to, że otrzymywane z ich użyciem wartości stosunku  $I_d/I_s$  są z reguły, a w przypadku wskaźnika (6.25) prawie wyłącznie, przeszacowane. Jeśli zatem nawet obliczone wielkości są podane z pewnym błędem, to spowoduje to ustawienie nieco większej niż to jest konieczne wartości współczynnika  $m_1$  nachylenia charakterystyki różnicowej zabezpieczenia, a więc w efekcie lepszą stabilizację dla rozważanych przypadków zwarc blisko chronionego generatora, a przez to dodatkową ochronę przed zadaniami nadmiarowymi.

Tabela 6.2. Wartości błędów średnich bezwzględnych i względnych dla wskaźników (6.21)–(6.25)

Table 6.2. Direct and relative average errors for the proposed indices (6.21)–(6.25)

a) testy dla  $T_N = 0,3 \text{ s} = \text{const}$ ,  $I_{DC}/I_I = \text{var}$ ; a) tests for  $T_N = 0,3 \text{ s} = \text{const}$ ,  $I_{DC}/I_I = \text{var}$

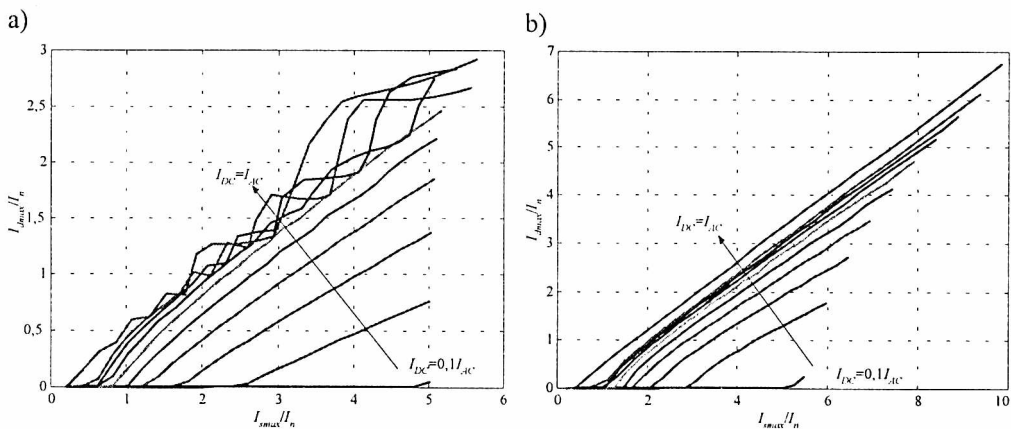
| Błąd<br>(error)       | $I_d$  |        | $I_d/I_s$ |        |        |
|-----------------------|--------|--------|-----------|--------|--------|
|                       | (6.21) | (6.22) | (6.23)    | (6.24) | (6.25) |
| Mean_abs [A], [pu]    | 0,36   | 0,21   | 0,39      | 0,06   | 0,09   |
| Max_abs [A], [pu]     | 2,36   | 0,55   | 1,21      | 0,42   | 0,61   |
| Square_root [A], [pu] | 0,38   | 0,07   | 0,29      | 1,22   | 2,00   |
| Mean_abs_rel [%]      | 13,4   | 7,33   | 60,2      | 9,60   | 14,2   |
| Max_abs_rel [%]       | 80,8   | 18,8   | 182,0     | 63,2   | 91,7   |
| Square_root_rel [%]   | 4,50   | 0,87   | 66,6      | 2,77   | 4,55   |
| Ranking               | 2      | 1      | 3         | 1      | 2      |

b) testy dla  $I_{DC} = I_I = \text{const}$ ,  $T_N = \text{var}$ ; tests for  $I_{DC} = I_I = \text{const}$ ,  $T_N = \text{var}$

| Błąd<br>(error)       | $I_d$  |        | $I_d/I_s$ |        |        |
|-----------------------|--------|--------|-----------|--------|--------|
|                       | (6.21) | (6.22) | (6.23)    | (6.24) | (6.25) |
| Mean_abs [A], [pu]    | 2,42   | 0,62   | 0,94      | 0,33   | 0,19   |
| Max_abs [A], [pu]     | 18,3   | 2,25   | 1,29      | 1,14   | 0,34   |
| Square_root [A], [pu] | 93,2   | 0,69   | 1,08      | 0,21   | 0,05   |
| Mean_abs_rel [%]      | 179,4  | 21,1   | 139,8     | 49,7   | 28,2   |
| Max_abs_rel [%]       | 1641   | 76,3   | 191,7     | 170,8  | 50,8   |
| Square_root_rel [%]   | 1067   | 7,76   | 239,4     | 45,4   | 10,4   |
| Ranking               | 2      | 1      | 3         | 2      | 1      |

Rysunki 6.15b i 6.16b ilustrują dodatkowo wzajemną zależność maksymalnych wartości chwilowych prądów różnicowego i hamującego, nie mogą być one jednak podstawą określania niezbędnego stopnia korekty charakterystyki różnicowej zabezpieczenia.

Na rysunku 6.17, dla przykładu pokazanego wcześniej na rysunku 6.3b ( $I_I = 2I_n$ ,  $I_{DC} = I_I$ ,  $T_N = 300$  ms), zilustrowano możliwe położenia charakterystyki różnicowej zabezpieczenia po modyfikacji polegającej na jej ewentualnym przesunięciu w górę



Rys. 6.15. Wartości prądu różnicowego w funkcji prądu hamującego:

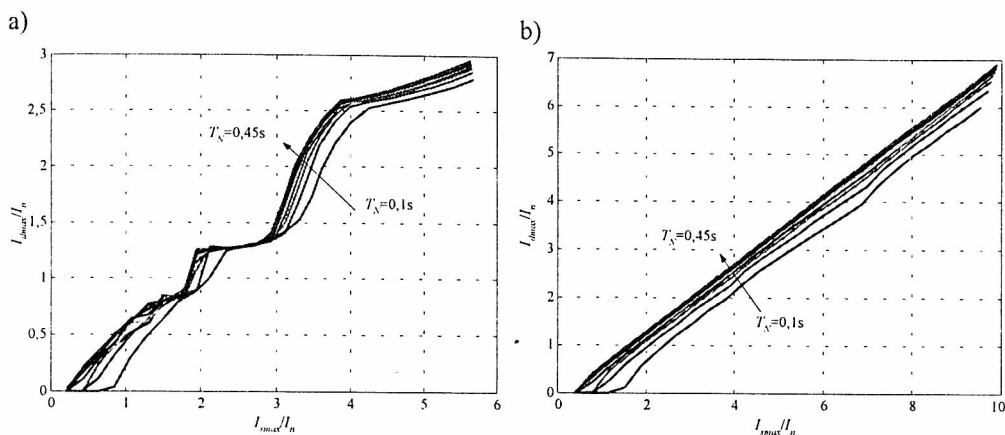
a) maksymalne amplitudy, b) maksymalne wartości chwilowe;

wyniki dla  $T_N = 300$  ms = const

Fig. 6.15. Diff-current as a function of stab-current:

a) max. amplitudes, b) max. instantaneous values;

results for  $T_N = 300$  ms = const



Rys. 6.16. Wartości prądu różnicowego w funkcji prądu hamującego:

a) maksymalne amplitudy, b) maksymalne wartości chwilowe;

wyniki dla  $I_{DC} = I_1 = \text{const}$

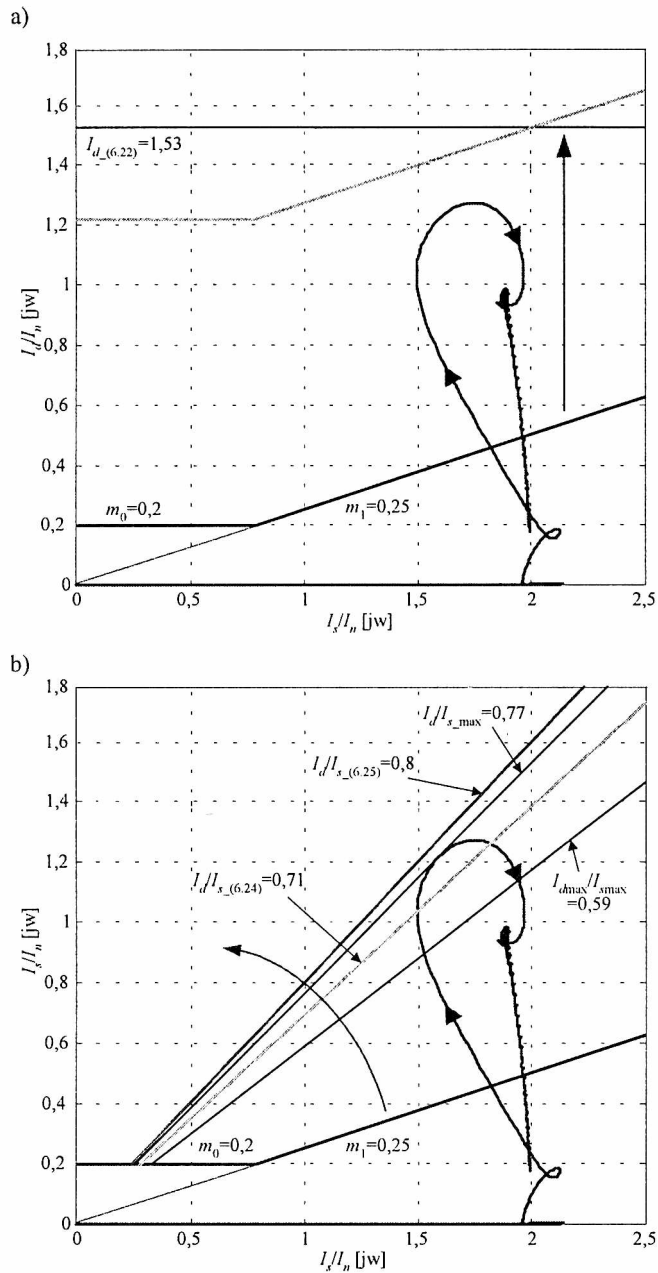
Fig. 6.16. Diff-current as a function of stab-current:

a) max. amplitudes, b) max. instantaneous values;

results for  $I_{DC} = I_1 = \text{const}$

bądź zmianie współczynnika nachylenia odcinka stabilizowanego, odpowiednio do wartości oczekiwanej prądu  $I_d$  oraz stosunku  $I_d/I_s$ , oszacowanych według zaproponowanych zależności empirycznych (6.22), (6.24) i (6.25).

Przesunięcie charakterystyki różnicowej w górę (rysunek 6.17a) jest, jak widać, operacją zapewniającą skuteczną stabilizację dla rozważanego przypadku zwarciowego. Niekorzystnym jest jednakże równoległe podniesienie charakterystyki w obszarze niskich prądów hamujących, co skutkuje obniżeniem czułości zabezpieczenia w tym zakresie. Wady tej nie ma zabezpieczenie z adaptacją poprzez zmianę współczynnika nachylenia charakterystyki różnicowej (rysunek 6.17b), które pozostaje czułe dla niskich prądów hamujących także po zastosowaniu korekty krzywej stabilizacji. Wartość  $I_d/I_s$  otrzymana z równania (6.25), przekraczająca wartość maksymalnego odchylenia trajektorii zmierzonego wektora prądowego ( $I_d/I_{s \max} = 0,77$ ), jest wystarczająca do zapewnienia stabilizacji przy bardzo niewielkim zapasie. Wartość  $I_d/I_s$  według (6.24) jest nieco niedoszacowana i nie zapewnia należytej stabilizacji. Potwierdza to wcześniejszą sugestię o konieczności wprowadzenia współczynnika bezpieczeństwa na poziomie 1,15–1,2, przez który należy przemnożyć wartości otrzymane z równań empirycznych. Wówczas osiągnięta zostanie zamierzona selektywność pracy zabezpieczenia różnicowego dla przypadków zwarć blisko generatora synchronicznego.



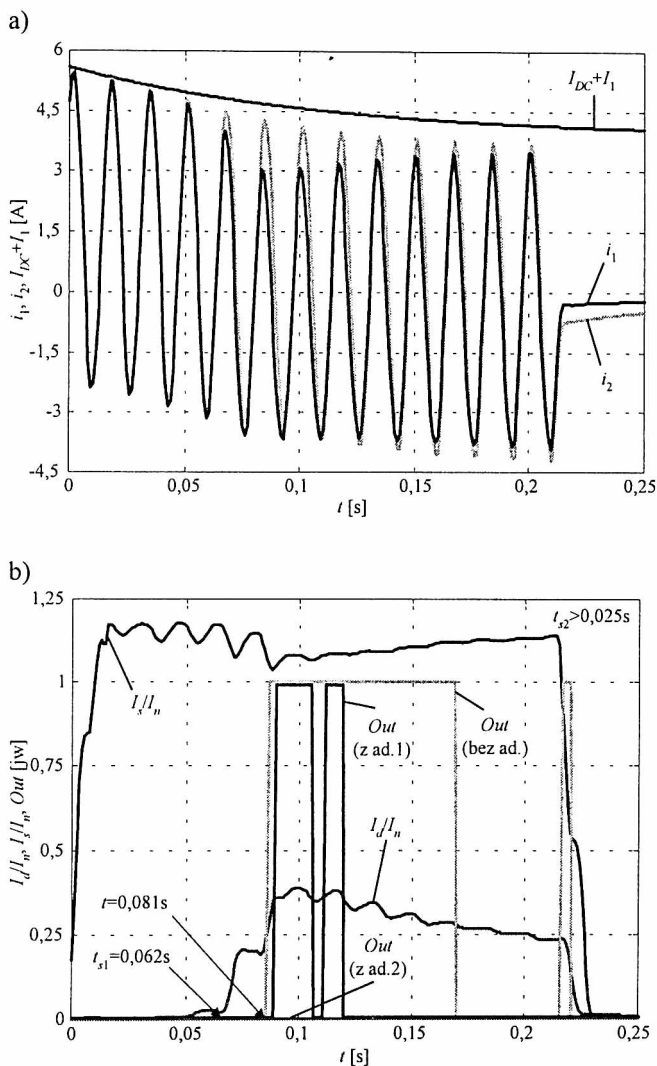
Rys. 6.17. Modyfikacja charakterystyki różnicowej dla przykładu z rys. 6.3: a) przesunięcie w górę do wartości  $I_d$  wg (6.22) przy  $I_1 = 2I_n$ , b) zmiana nachylenia  $m_1$  do wartości  $I_d/I_s$  wg (6.24) i (6.25)

Fig. 6.17. Modification of differential curve for the case shown in Fig. 6.3: a) shifting up to the  $I_d$  value acc. to (6.22) with  $I_1 = 2I_n$ , b) change of slope coeff.  $m_1$  to the value of  $I_d/I_s$  acc. to (6.24) and (6.25)

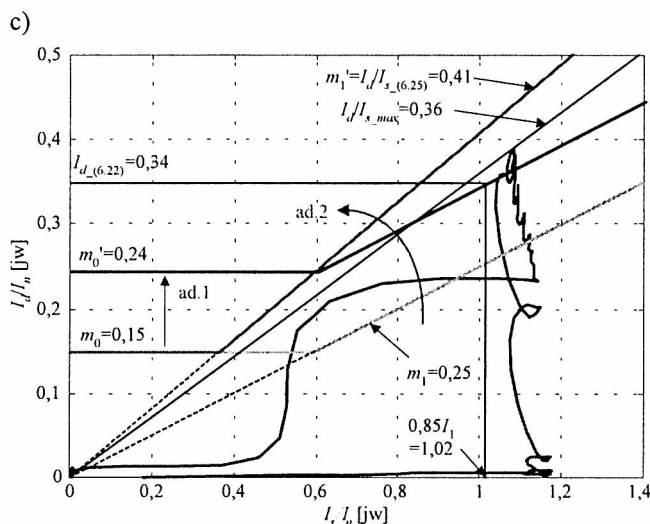


## 6.6. TESTOWANIE ZABEZPIECZENIA

W podrozdziale przedstawiono przykład pracy adaptacyjnego zabezpieczenia różnicowego generatora działającego według opisanych wyżej reguł i algorytmów dla sygnałów prądowych pochodzących z rejestracji rzeczywistego przypadku niskoprądowego zwarcia zewnętrznego w pobliżu generatora synchronicznego.



Rys. 6.18



Rys. 6.18. Analiza działania zabezpieczenia adaptacyjnego dla przykładu z rejestratora:  
a) sygnały prądowe i aproksymacja składowej aperiodycznej, b) prądy różnicowy, hamujący i sygnały wyjściowe zabezpieczenia, c) adaptacja na płaszczyźnie  $I_d = f(I_s)$

Fig. 6.18. Analysis of the adaptive protection operation for the registered case:  
a) current signals and DC-approximation, b) differential and through currents, relay output signals,  
c) adaptation of the differential characteristic at the  $I_d = f(I_s)$  plane

Na rysunku 6.18a pokazano sygnały prądowe fazy L1 po obu stronach chronionego obiektu, z nałożeniem składowej aperiodycznej zmierzonej według zależności (6.7) i (6.10). Jak widać, przed wejściem przekładników w nasycenie wyestymowany przebieg składowej aperiodycznej, podniesiony do góry o wartość amplitudy składowej podstawowej, wiernie śledzi maksima w sygnałach prądów wejściowych. Jako parametry niezbędne do dalszych obliczeń przyjęto większe z wyznaczonych dla obu prądów wartości stałej czasowej ( $T_N = 114,5$  ms), wartości początkowej składowej aperiodycznej ( $I_{DC} = 1,7$  A) oraz amplitudy składowej podstawowej ( $I_1 = 3,89$  A). Efekty przeprowadzonej adaptacji charakterystyki różnicowej zabezpieczenia dla analizowanego przykładu pokazano na rysunkach 6.18b i c. Adaptacji, tzn. przesunięcia charakterystyki różnicowej w górę (wersja 1) lub zmiany kąta nachylenia odcinka stabilizowanego (wersja 2) dokonano w chwili  $t_{s1(6.13)} = 62,3$  ms, czyli przed momentem, gdy zabezpieczenie działające bez adaptacji pobudzało się, powodując w efekcie zbędne wyłączenie generatora. Czas wyjścia przekładników z nasycenia  $t_{s2(6.16)} = 363$  ms był większy niż przedstawiony na rysunkach przedział czasowy. Adaptacja w wersji 1 okazała się tutaj nieskuteczna, tzn. zabezpieczenie pobudziło się, ze względu na zbyt małe przesunięcie charakterystyki różnicowej (jedynie o  $m_p = 0,09$ ), wynikające z różnicy między spodziewanym maksymalnym prądem różnicowym według (6.22) a wartością tego prądu na charakterystyce dla  $I_s = 0,85 I_1$  (założono 15% obniżenie prądu  $I_s$  w czasie nasycenia przekładników). Zmiana kąta

nachylenia charakterystyki różnicowej (adaptacja w wersji 2) wyrażona wartością współczynnika  $m_1$  przyniosła spodziewane efekty, tzn. poprawę stabilizacji zabezpieczenia i pożądaną brak zadziałania dla rozważanego przypadku zwarcia zewnętrznego.

## 6.7. PODSUMOWANIE

W rozdziale przedstawiono ideę i szczegółowe rozwiązanie adaptacyjnego zabezpieczenia różnicowego dla zwarć zewnętrznych w pobliżu generatora synchronicznego. Zwarcia takie charakteryzują się obecnością w mierzonych prądach składowej aperiodycznej o znacznej stałej czasowej przy niewielkim wzroście amplitudy składowej podstawowej. Wywoływane nasyceniem przekładników prądowych nadmierowe zadziałanie zabezpieczenia w wersji standardowej nie będzie występować, gdy przeprowadzi się w odpowiednim czasie adaptację charakterystyki różnicowej. W rozdziale przedstawiono i z wykorzystaniem symulacji oceniono algorytmy cyfrowego pomiaru parametrów sygnałów prądowych, a także wyznaczenia czasów i stopnia adaptacji charakterystyki różnicowej, niezbędne na poszczególnych etapach procedury adaptacyjnej. Wykazano istotną poprawę stabilizacji w rozważanych przypadkach zwarciovych, a przez to zwiększenie selektywności działania zabezpieczenia.

## 7. TECHNIKI INTELIGENTNE W AUTOMATYCE ELEKTROENERGETYCZNEJ

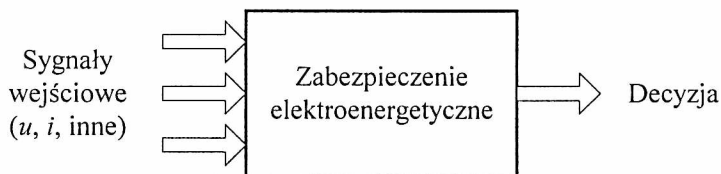
### 7.1. WSTĘP

Przedstawiony w rozdziale wstępnym monografii podział metod inteligentnych w odniesieniu do układów automatyki elektroenergetycznej ujmuje, oprócz układów adaptacyjnych (inteligentnych w sferze koncepcyjnej), także tzw. techniki lub narzędzia inteligentne. Chodzi tutaj o takie rozwiązania, w których odpowiednio ukształtowany algorytm matematyczny odwzorowuje sposób myślenia i logicznego zestawiania faktów przez eksperta, czy też po prostu sposób przetwarzania informacji i strukturę ludzkiego mózgu.

Metody omawiane w tym rozdziale należą do grupy określanej ogólnie nazwą „sztucznej inteligencji” (ang. *artificial intelligence*). Nawiązują bowiem swoją ideą i cechami do tych aspektów ludzkiej inteligencji, które dają się wyrazić w pewien sposób ścisłą procedurą postępowania lub algorytmem matematycznym. Metody te realizuje się za pomocą układów mikroprocesorowych i odpowiedniego oprogramowania, a więc niejako sztucznie w porównaniu z naturalnym sposobem stosowania inteligencji przez człowieka.

W kolejnych podrozdziałach opisane zostaną podstawowe i najczęściej stosowane w automatyce elektroenergetycznej techniki sztucznej inteligencji, tj.:

- sztuczne sieci neuronowe, SSN (ang. *artificial neural networks*, ANN),
- układy rozmyte, UR (ang. *fuzzy logic systems*, FLS),
- systemy ekspertowe, SE (ang. *expert systems*, ES).



Rys. 7.1. Zabezpieczenie elektroenergetyczne widziane z zewnątrz  
Fig. 7.1. Protection relay seen from outside

Metody te znajdują zastosowanie w wielu gałęziach techniki. W odniesieniu do zabezpieczeń i automatyki elektroenergetycznej można podać wiele przykładów, w których przyniosły one znaczącą poprawę funkcjonowania tych układów. Rozpatrując

cyfrowe zabezpieczenie elektroenergetyczne (rysunek 7.1) jako urządzenie przetwarzające pewne sygnały wejściowe (analogowe i dwustanowe z systemu elektroenergetycznego) w określoną decyzję wyjściową (meldunek, sygnał na wyłączenie chronionego obiektu), można powiedzieć, że realizuje ono w istocie jedną z dwóch funkcji. Jeżeli zadanie zabezpieczeniowe potraktuje się jako rozwiązanie pewnego problemu decyzyjnego, to z pomocą, szczególnie w przypadkach złożonych czy wątpliwych, mogą pospieszyć techniki systemów ekspertowych i wnioskowania rozmytego (logiki rozmytej). Rozpatrując z kolei problem zabezpieczeniowy jako zadanie z kategorii rozpoznawania wzorców (w istocie zabezpieczenie realizuje klasyfikację stanu obiektu na podstawie rozpoznania, do jakiej klasy należą dostarczone na jego wejście sygnały), naturalnym wydaje się zastosowanie do realizacji tej funkcji sztucznych sieci neuronowych.

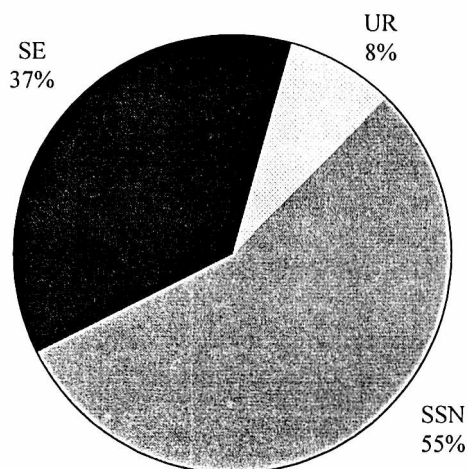
Wymienione techniki sztucznej inteligencji wzbudzają zainteresowanie naukowców w ośrodkach badawczych na całym świecie już od ponad dziesięciu lat. Zauważalne jest także zainteresowanie wielu uznanych gremiów i organizacji, jak:

- komitety CIGRE (SC38 Power System Analysis and Techniques, SC39 Power System Operation and Control, SC34 Protection),
- amerykańska organizacja inżynierów elektroników i elektryków IEEE i jej gałąź energetyczna Power Engineering Society,

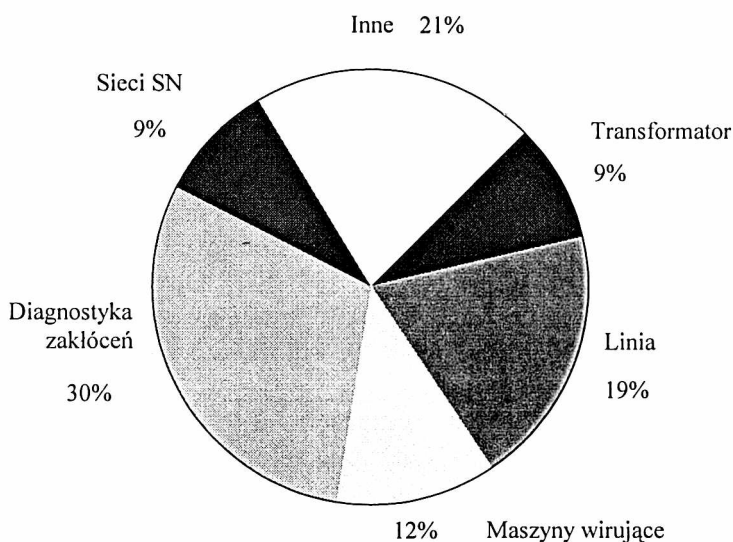
które utworzyły odpowiednie grupy robocze do zbadania możliwości zastosowań technik inteligentnych do zadań związanych z planowaniem, rozwojem i prowadzeniem ruchu w systemie elektroenergetycznym. Owocem prac tych grup jest seria raportów i publikacji w materiałach CIGRE, w czasopiśmie i materiałach konferencyjnych [14, 19, 20, 36, 40, 47, 49, 58, 101, 102]. Cytowane pozycje literatury nie wyczerpują całości tematu, ciągle bowiem powstają nowe pomysły i wdrożenia, pozwalają jednak na wyciągnięcie ogólnych wniosków i sporządzenie statystyk zastosowania metod sztucznej inteligencji.

Jak pokazują wykresy kołowe na rysunkach 7.2 i 7.3 [101], większość zastosowań metod sztucznej inteligencji w dziedzinie automatyki elektroenergetycznej stanowią aplikacje sieci neuronowych i systemów ekspertowych. W odniesieniu do poszczególnych obiektów systemu i zadań rozkład ten jest w miarę równomierny, przy czym najwięcej przykładów zastosowań jest dla linii przesyłowych i rozdzielczych oraz w dziedzinie diagnostyki i analizy zakłóceń. Statystyki zaczerpnięte z pracy [101] odnoszą się do pewnej ograniczonej bazy publikacyjnej, oddając jednak ogólne tendencje aplikacji omawianych technik w automatyce elektroenergetycznej.

W dalszej części rozdziału omówione zostaną podstawowe cechy, wady i zalety, a także nieco dokładniej pola zastosowań dla poszczególnych metod sztucznej inteligencji.



Rys. 7.2. Statystyka zastosowania metod sztucznej inteligencji w automatyce elektroenergetycznej  
 Fig. 7.2. Statistics of AI methods used for power system protection applications

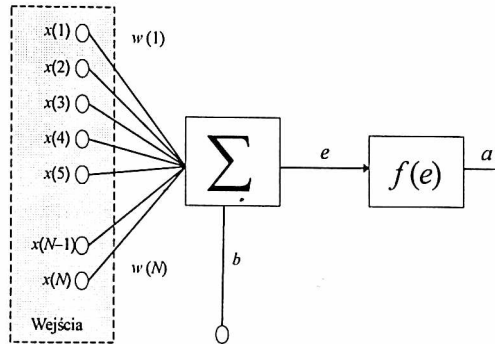


Rys. 7.3. Statystyka zastosowania metod sztucznej inteligencji do poszczególnych obiektów SEE  
 Fig. 7.3. Statistics of AI methods used for various objects in power system

## 7.2. SZTUCZNE SIECI NEURONOWE

Sztuczne sieci neuronowe są tworem, które poprzez swoją budowę i wewnętrzne powiązania odwzorowują strukturę i funkcjonowanie ludzkiego mózgu. Zastosowanie sieci neuronowych wiąże się z możliwością ich uczenia do konkretnego zadania, tak

iż sieć taka staje się matematycznym modelem systemu czy procesu, który podlega analizie. Niezależnie od konkretnej struktury, każda sieć neuronowa zbudowana jest z pojedynczych modułów obliczeniowych, zwanych neuronami (rysunek 7.4).



Rys. 7.4. Model pojedynczego neuronu

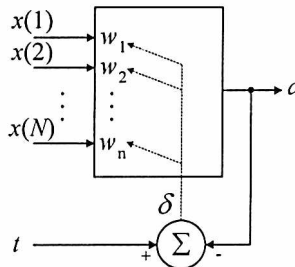
Fig. 7.4. Single neuron model

Wyjście pojedynczego neuronu określone jest zależnością

$$a = f(X * W + b), \quad (7.1)$$

gdzie:  $X$  – wektor sygnałów wejściowych o rozmiarze  $[N \times 1]$ ,  
 $W$  – wektor wag synaptycznych o rozmiarze  $[1 \times N]$ ,  
 $f(e)$  – funkcja aktywacji neuronu, zwykle nieliniowa,  
 $b$  – współczynnik przesunięcia (ang. *bias*).

Projektowanie neuronowego układu rozpoznającego lub decyzyjnego zarówno jed-neuronowego, jak i wielowarstwowego, jest możliwe poprzez uczenie sieci neuro-nowej z wykorzystaniem odpowiednio przygotowanych wzorców uczących i stosow-nego algorytmu uczenia.



Rys. 7.5. Ilustracja procesu uczenia pojedynczego neuronu

Fig. 7.5. Single neuron training scheme

W procesie uczenia neuronu (sieci neuronowej) następuje dostosowanie wartości wag synaptycznych do sygnałów wejściowych w taki sposób, aby na wyjściu generowany był sygnał o pożądanej wartości. W metodzie uczenia z nauczycielem (rys. 7.5) korekty wag dokonuje się po kolejnych pokazach par sygnałów wejście – wyjście ( $X - t$ ), minimalizując odpowiednio zdefiniowaną funkcję celu. Funkcją tą może być np. błąd średniokwadratowy dany zależnością

$$sse = \sum_{k=1}^Q \delta(k)^2 = \sum_{k=1}^Q (t(k) - a(k))^2, \quad (7.2)$$

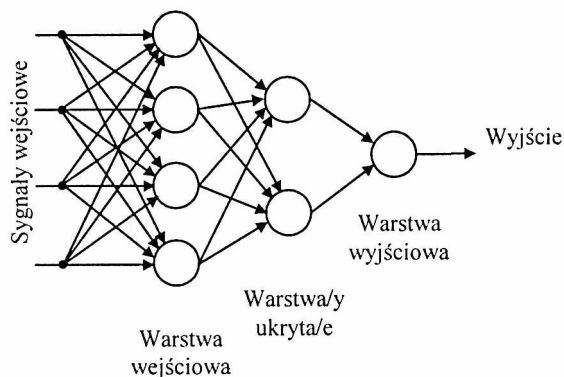
gdzie  $Q$  – liczba próbek sygnału, a ogólnie rozmiar bazy danych wejściowych.

Wartości wag są zmieniane według równania

$$w(k+1) = w(k) + \eta(k) \delta(k) x(k), \quad (7.3)$$

w którym  $\eta(k)$  – zmienny w czasie współczynnik uczenia sieci.

Ze względu na to, iż efektywność pojedynczego neuronu w rozwiązywaniu bardziej złożonych zadań jest niska, praktyczne zastosowanie znalazły różnego rodzaju połączenia neuronów, zwane sieciami neuronowymi. Sieci te są z reguły wielowarstwowe i przetwarzają sygnały z jednokierunkowym przepływem informacji, tak jak to pokazano na rysunku 7.6 dla wielowarstwowego perceptronu.



Rys. 7.6. Struktura wielowarstwowego perceptronu

Fig. 7.6. Multilayer perceptron architecture

Istnieje wiele rodzajów sieci neuronowych. Do najczęściej stosowanych należy zaliczyć (w nawiasie podano częstość stosowania danego rodzaju sieci do problemów automatyki elektroenergetycznej):



- sieci typu wielowarstwowy perceptron (81%) – trój- lub czterowarstwowe sieci jednokierunkowe, sieci z radialną funkcją bazową,
- sieci typu Hopfielda (6%) – maszyny Boltzmanna, Gaussa, sieci chaotyczne,
- sieci Kohonena (8%) – dwu- lub trójwymiarowe sieci kratowe,
- inne – rzadziej stosowane.

W przypadku sieci wielowarstwowych stosowane są bardziej złożone algorytmy uczenia, jak np. metoda wstecznego rzutowania błędów (ang. *backpropagation*), których szczegółowy opis można znaleźć w literaturze [43]. Przygotowanie efektywnego modułu decyzyjnego opartego na technice SSN wiąże się z rozwiązaniem zadań należących do dwóch grup problemowych:

- wybór optymalnej sieci neuronowej (rodzaj sieci, liczba warstw i neuronów w poszczególnych warstwach sieci, rodzaj funkcji aktywacji neuronów),
- uczenie sieci (algorytm uczenia, początkowe wartości wag synaptycznych i współczynników przesunięcia, dobór sygnałów uczących i testujących).

Zadania te zostaną szerzej skomentowane w rozdziałach 8 i 10 pracy, w których opisano zastosowanie techniki SSN do zabezpieczenia generatora synchronicznego przed poślizgiem biegunów i utratą synchronizmu.

Atrakcyjność i związana z tym częstość stosowania sieci neuronowych w technice wynika z następujących podstawowych zalet:

- zdolność do samouczenia i zapamiętywania informacji,
- możliwość generalizacji zdobytej w trakcie uczenia wiedzy (rozszerzenie na przypadki nieprezentowane na wejściach sieci podczas jej trenowania),
- odporność na zakłócenia i zafałszowanie danych wejściowych (tolerancja na błędy),
- szybkość przetwarzania danych (przetwarzanie równoległe).

Wśród wad tej techniki wymieniane są najczęściej:

- brak wglądu i możliwości analizy sygnałów wewnątrz sieci,
- problemy z uczeniem w przypadku dużych sieci i obszernych zestawów danych uczących,
- wysokie wymagania sprzętowe przy implementacji technicznej (często układy wieloprocesorowe lub procesory specjalizowane),
- konieczność ponownego uczenia dla każdej nowej konfiguracji układu (zmiany warunków działania układu opartego na SSN).

Do najczęstszych zastosowań sieci neuronowych w zabezpieczeniach i automatyce elektroenergetycznej należą [12, 39, 42, 50, 105, 118]:

- zadania zabezpieczeniowe dla linii przesyłowych (detekcja i klasyfikacja rodzaju zwarcia, realizacja członu kierunkowego, zabezpieczenie odległościowe dla linii z kompensacją szeregową, lokalizacja miejsca zwarcia, automatyka SPZ, detekcja zwarć wysokoomowych, adaptacyjne zabezpieczenie odległościowe),
- zabezpieczenia, monitorowanie i diagnostyka transformatorów energetycznych,
- analiza i lokalizacja zwarć w sieci,

oraz wiele zadań innych niż zabezpieczeniowe, np. prognozowanie obciążeń i zapotrzebowania na moc, optymalizacja pracy w elektrowniach, zagadnienia sterowania i automatyzacji, przetwarzanie sygnałów itp.

Wśród problemów rozwiązywanych przez autora z wykorzystaniem sztucznych sieci neuronowych, nie opisywanych szerzej w niniejszej pracy, można wymienić między innymi [31, 37, 38, 51]:

- zastosowanie SSN do filtracji sygnałów harmoniczych,
- realizację detekcji i klasyfikacji zwarcia z wykorzystaniem SSN.

### 7.3. ALGORYTMY BAZUJĄCE NA LOGICE ROZMYTEJ

Kolejna grupa metod, które znalazły zastosowanie również w zagadnieniach automatyki elektroenergetycznej, jest oparta na tzw. teorii zbiorów rozmytych lub też logice rozmytej [10, 11, 99, 130]. Opracowanie i dynamiczny rozwój teorii zbiorów rozmytych związane były i są nadal z koniecznością znalezienia odpowiedniego podejścia do wielu problemów technicznych, w których obserwowane zjawiska i definiowane pojęcia mają charakter wieloznaczny i nieprecyzyjny. Wykorzystanie dotychczas znanych metod matematycznych, opartych na klasycznej teorii zbiorów i logice dwuwartościowej, nie pozwalało bowiem na skuteczne rozwiązywanie tego typu problemów. Opracowane zostały w związku z tym teoretyczne podstawy zbiorów o nieostrych, a więc rozmytych granicach oraz odpowiednie narzędzia i algorytmy operacji na takich zbiorach. Logika wielowartościowa (rozmyta) stała się w ten sposób rozszerzeniem logiki Boole'a i jej uzupełnieniem na przypadki o nieprecyzyjnych wartościach i regułach. Ze szczegółami samej teorii czytelnik może się zapoznać, sięgając do cytowanych pozycji literaturowych. W niniejszym rozdziale zaprezentowane zostaną jedynie najistotniejsze pojęcia oraz podstawy zastosowania teorii zbiorów rozmytych do problemów zabezpieczeniowych.

Podstawową definicję zbioru rozmytego można wyrazić zależnością

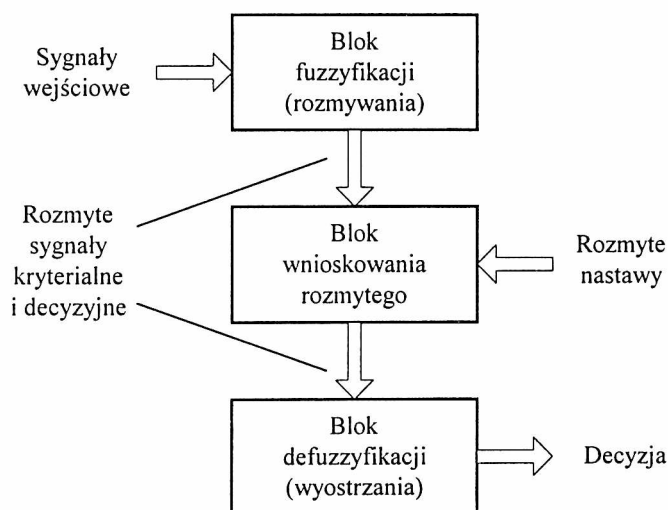
$$A = \{(x, \mu_A(x)); x \in X\}, \quad \mu_A: X \rightarrow [0, 1]. \quad (7.4)$$

Każdemu elementowi zbioru  $X$  przyporządkowana jest zatem funkcja przynależności  $\mu_A$  określająca stopień przynależności danego elementu do zbioru rozmytego  $A$ . Pełnej przynależności odpowiada przy tym wartość 1, brakowi przynależności – wartość 0, natomiast wartości  $\mu_A$  z przedziału  $(0, 1)$  można interpretować jako częściową przynależność do zbioru rozmytego  $A$ . Definicja (7.4) odnosi się do zbioru zawierającego elementy dowolnego typu, mogą to być również nieprecyzyjne wyrażenia typu „lingwistycznego”, określające np. „wysoką temperaturę” czy „niską prędkość obrotową”. Tego typu sformułowania mogą być wykorzystane w intuicyjnym opisie pracy pewnego obiektu, a przy odpowiednim doborze reguł wnioskowania w postaci

„jeżeli ..., to ...”, mogą posłużyć do zaprojektowania rozmytego regulatora lub sterownika [99].

W zabezpieczeniach elektroenergetycznych szczególnego znaczenia nabierają zbiory rozmyte określone na obiektach będących liczbami rzeczywistymi, ze względu na podstawowe zadanie zabezpieczenia polegające na wypracowaniu decyzji co do stanu chronionego obiektu na podstawie sygnałów wejściowych będących liczbami rzeczywistymi. Zbiór rozmyty  $A$  w zbiorze liczb rzeczywistych  $R$  nazywany jest liczbą rozmytą, jeżeli posiada on funkcję przynależności  $\mu_A : R \rightarrow [0, 1]$ , która jest normalna, wypukła i przynajmniej przedziałami ciągła [99]. Praktyczne wykorzystanie tej definicji, a także reguł wykonywania działań na liczbach rozmytych i prowadzenia wnioskowania z ich udziałem, prowadzi do bardzo ogólnego schematu blokowego zabezpieczenia rozmytego, pokazanego na rysunku 7.7. Wyróżniono w nim bloki:

- rozmywania, w którym rzeczywiste sygnały wejściowe zostają zamienione w liczby rozmyte,
- wnioskowania rozmytego, w którym dokonuje się przetwarzania rozmytych sygnałów kryterialnych i – poprzez ich porównanie z rozmytymi nastawami – generacji rozmytych sygnałów decyzyjnych,
- wyostrzania, które polega na przetwarzaniu sygnałów rozmytych w rzeczywisty sygnał wyjściowy bądź konkretną decyzję.

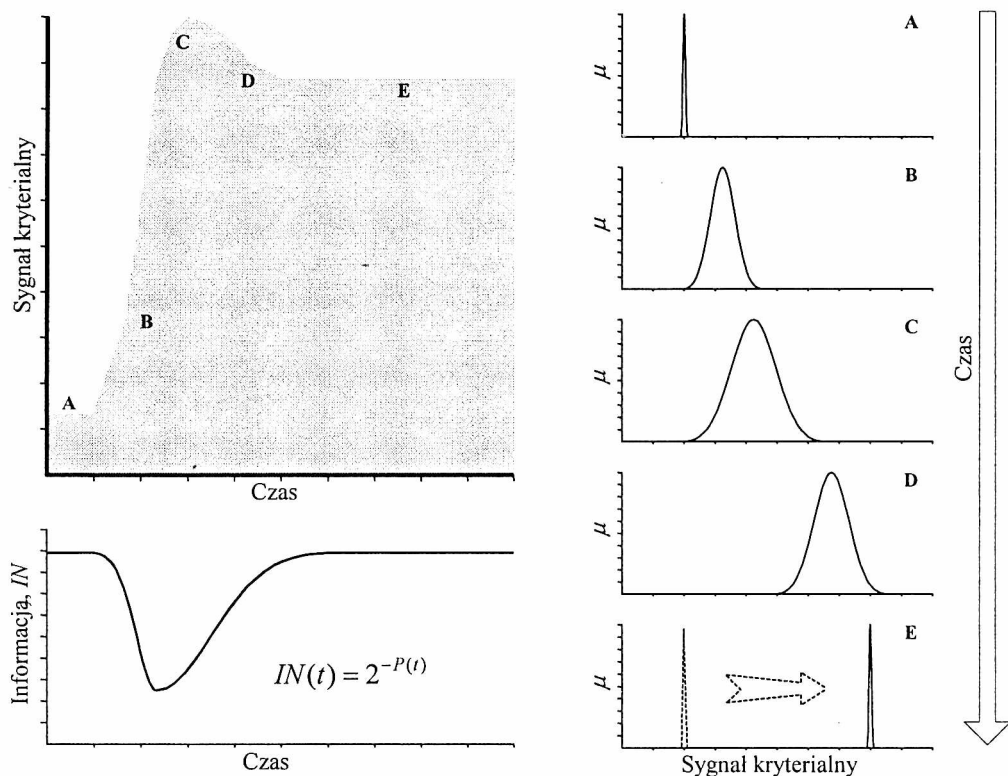


Rys. 7.7. Struktura rozmytego zabezpieczenia lub układu automatyki

Fig. 7.7. Architecture of a fuzzy protection relay or control unit

Przykład rozmytego sygnału kryterialnego odpowiadającego pewnemu nierozmytemu sygnałowi prądowemu pokazano na rysunku 7.8 [36]. Dla kolejnych momentów

czasowych od A (początek pomiaru, stan przedzwarcia) do E (ustalenie się wyniku pomiaru, stan ustalony zwarcia) zmierzonym wartościom amplitudy prądu przyporządkowano funkcje przynależności, które odzwierciedlają stopień zaufania do przeprowadzonego pomiaru w danej chwili. Centrum funkcji  $\mu$  na osi poziomej odpowiada aktualnej amplitudzie sygnału wejściowego, jej szerokość natomiast, a więc stopień rozmycia, jest funkcją szybkości zmian sygnału w danej chwili. Można także powiedzieć, że ze względu na dynamikę samego pomiaru, uzależnioną od rodzaju wykorzystywanych filtrów cyfrowych i samych równań pomiarowych, funkcja przynależności koduje w pewien sposób poprawność pomiaru, a więc stopień zgodności wartości uzyskanych z pomiaru z rzeczywistą (nieznaną dokładnie) amplitudą prądu zwarcia. Stopień rozmycia sygnału, wyrażony wielkością pola  $P$  ograniczonego funkcją  $\mu$ , jednoznacznie określa również ilość informacji  $IN$  zawartą w mierzonym sygnale w danej chwili. Jest ona, co zrozumiale, największa w stanie ustalonym pomiaru (punkty A, E), najmniejsza zaś w stanie przejściowym podczas dynamicznych zmian sygnału (punkty B, C, D).

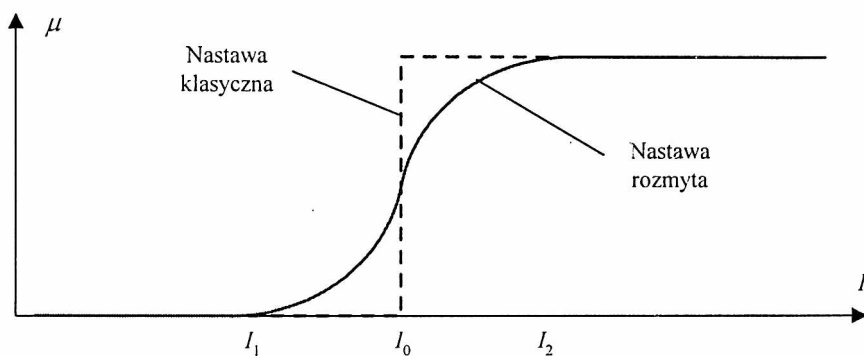


Rys. 7.8. Klasyczny i rozmyty sygnał kryterialny

Fig. 7.8. Classical and fuzzy criterion signals

Zastosowanie rozmytych sygnałów kryterialnych w miejsce ich rzeczywistych odpowiedników pozwala zatem na matematyczne ujęcie niepewności pomiaru, szczególnie w stanach przejściowych, a więc np. tuż po rozpoczęciu zwarcia.

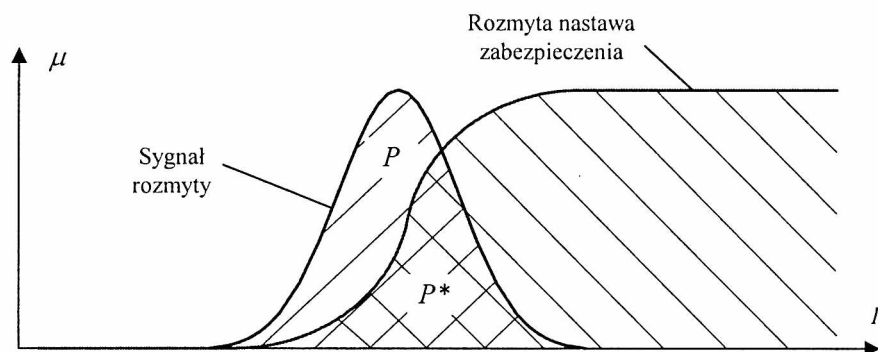
Konsekwencją stosowania rozmytych sygnałów kryterialnych jest konieczność wprowadzenia pojęcia rozmytej nastawy, tj. nieostrej liczby rozdzielającej stany podlegające rozróżnieniu. Przykładowo (rysunek 7.9) – w miejsce klasycznego progu decyzyjnego  $I_0$  zabezpieczenia nadprądowego można zastosować nastawę rozmytą, płynnie rozdzielającą obszary działania i blokowania zabezpieczenia. Jednoznaczna decyzja (ze stopniem zaufania 1,0) podejmowana jest dla wartości amplitudy prądu mniejszych od  $I_1$  i większych od  $I_2$ , natomiast w przedziale  $(I_1, I_2)$  każdej wartości prądu odpowiada wartość funkcji  $\mu$  z przedziału  $(0, 1)$ , kodująca stopień przynależności tej wartości rzeczywistej do kategorii sytuacji zwarciovych. Im większa jest wartość tej zmiennej, tym bardziej (z większą pewnością) może być podjęta ostateczna decyzja o wyłączeniu chronionego obiektu. Zastosowanie rozmytych nastaw może być w wielu trudnych przypadkach remedium na problemy z nastawianiem zabezpieczeń, stanowiąc swego rodzaju kompromis pomiędzy czułością i selektywnością.



Rys. 7.9. Klasyczna i rozmyta nastawa zabezpieczenia nadprądowego  
Fig. 7.9. Classical and fuzzy overcurrent decision threshold

Rysunek 7.10 ilustruje jeden z możliwych sposobów porównania rozmytego sygnału kryterialnego z rozmytą nastawą. Stopień przekroczenia nastawy (wartość z przedziału  $[0, 1]$ ) jest tutaj określony jako stosunek pola powierzchni  $P^*$  tej części sygnału rozmytego, która znajduje się pod funkcją nastawy rozmytej, do całkowitego pola powierzchni  $P$  ograniczonego funkcją przynależności sygnału rozmytego, tj.

$$\nu = \frac{P^*}{P}. \quad (7.5)$$



Rys. 7.10. Porównanie rozmytego sygnału z rozmytą nastawą  
Fig. 7.10. Comparison of fuzzy decision signal with fuzzy threshold

Przy tak zdefiniowanym sposobie porównania, jeżeli sygnał  $\nu$  będzie interpretowany jako stopień wypełnienia danego kryterium, nie jest konieczne przeprowadzanie jego wyostrzenia (defuzyfikacji). Może on być wykorzystany bezpośrednio do wypracowania ostatecznej decyzji również w zabezpieczeniach wielokryterialnych, tzn. wtedy, gdy równolegle mierzonych i ocenianych jest wiele sygnałów decyzyjnych. Wprowadzając współczynniki wagowe  $w_i$  dla poszczególnych kryteriów, wielkość wsparcia dla decyzji o wyłączeniu danego obiektu można zdefiniować jako sumę ważoną

$$\delta = \sum_{i=1}^N w_i \nu_i, \quad (7.6)$$

a ostateczna decyzja podejmowana jest po przekroczeniu przez współczynnik  $\delta$  pewnej nierozmytej wartości progowej  $\Delta$  [123].

Zastosowanie innych metod porównania, na przykład na zasadzie iloczynu bądź implikacji zbiorów rozmytych, prowadzi do sygnału wyjściowego będącego również liczbą rozmytą, w związku z czym potrzebne jest jej wyostrzenie (defuzyfikacja) do liczby rzeczywistej. Spośród wielu opisywanych w literaturze sposobów defuzyfikacji należy wymienić takie, jak: metoda środka zbioru rozmytego (ang. *center average defuzzification*), metoda środka ciężkości (ang. *center of gravity method* lub *center of area method*) czy metoda maksimum funkcji przynależności.

Metody wnioskowania stosowane w układach rozmytych są rozszerzeniem reguł implikacyjnych logiki binarnej na przypadki zmiennych rozmytych. W logice rozmytej zarówno przesłanka implikacji, jak i jej rezultat są zbiorami bądź liczbami rozmytymi o funkcjach przynależności  $\mu_{A \rightarrow B}(x, y)$ . Wartość i postać tej funkcji zależy od szczegółowej definicji implikacji rozmytej [99], przy czym do najbardziej popularnych jej wersji należą metody: Mamdaniego (minimum funkcji przynależności), Lar-

sena (reguła iloczynowa), Zadeha (reguła max-min) i reguła probabilistyczna. Szczegółowy opis tych metod można znaleźć w literaturze.

Jeżeli przetwarzanie informacji rozmytej nie polega tylko na operacjach matematycznych na liczbach rozmytych, a jest wynikiem zastosowania i kombinacji reguł rozmytych o postaci „jeżeli ..., to ...”, to układ o takim sposobie wnioskowania określa się mianem sterownika rozmytego. Zastosowanie teorii zbiorów rozmytych do sterowania procesów technologicznych jest szczególnie proste i w dużej mierze intuicyjne, gdyż nie wymaga znajomości modeli matematycznych tych procesów.

Przykładem szczególnym sterownika rozmytego jest sterownik Takagi–Sugeno, w którym rozmyta pozostaje jedynie część wejściowa, a część wnioskująca i wyjściowa mają postać zdeterminowaną zależnościami funkcyjnymi. W rozdziale 9 pracy opisano strukturę oraz przykład zastosowania sterownika Takagi–Sugeno do przetwarzania informacji w zabezpieczeniu generatora synchronicznego przed poślizgiem biegunów i utratą synchronizmu, jako rozwiązanie alternatywne do opisanego w rozdziale 8 zabezpieczenia opartego na sieciach neuronowych.

Na zakończenie tego rozdziału wypada podsumować cechy układów rozmytych, wyróżniając zalety i wady oraz podać inne przykłady typowych zastosowań tych układów w automatyce elektroenergetycznej. Do najważniejszych zalet układów rozmytych należą:

- zdolność przetwarzania niepewnych, niedokładnych i zniekształconych danych,
- możliwość wyrażania nieostrych zależności i reguł w sposób zbliżony do naturalnego języka (zmienne lingwistyczne, reguły „jeżeli ..., to ...”),
- możliwość przynajmniej częściowej interpretacji sygnałów wewnętrznych układu rozmytego,
- poprawa skuteczności i selektywności przy podejmowaniu decyzji dzięki zastosowaniu rozmytych nastaw i charakterystyk decyzyjnych,
- względnie łatwy, intuicyjny dobór funkcji przynależności (przynajmniej w pierwszej, jeszcze nieoptymalnej wersji),
- możliwość prostego opisu układów, dla których dokładny opis matematyczny jest skomplikowany lub nie jest znany.

Wśród wad tej techniki wymieniane są najczęściej:

- brak możliwości uczenia układu rozmytego,
- problemy z wyborem rodzaju operacji rozmywania dla skomplikowanych układów i jej implementacją techniczną w czasie rzeczywistym,
- problemy ze zdobyciem danych do projektowania układów sterowania rozmytego dla obiektów już pracujących.

Do interesujących zastosowań układów rozmytych w elektroenergetyce, a szczególnie w automatyce elektroenergetycznej, należą [1, 14, 21, 40, 54, 123, 124]:

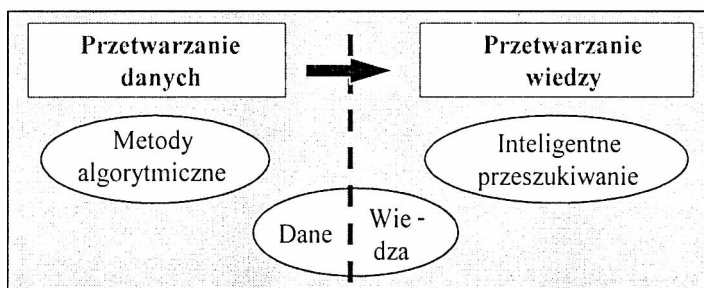
- identyfikacja rodzaju zwarcia w liniach przesyłowych,
- lokalizacja zwarcia w linii,
- rozmyte wielokryterialne zabezpieczenie różnicowe transformatora,

a także, jako przykłady inne niż zabezpieczeniowe:

- rozmyte regulatory napięcia i prędkości obrotowej generatora,
- diagnostyka transformatorów energetycznych,
- planowanie rozwoju i ocena niezawodności sieci,
- kontrola i sterowanie przepływem mocy biernej,
- prognozowanie obciążeń itp.

## 7.4. SYSTEMY EKSPERTOWE

Systemy ekspertowe można traktować jako rodzaj oprogramowania, które w pewien sformalizowany sposób ujmuje i przez to symuluje sposób postępowania eksperta podczas rozwiązywania problemów z danej dziedziny wiedzy. Projektowanie i stosowanie systemów ekspertowych znajduje uzasadnienie w sytuacjach, w których tradycyjne przetwarzanie danych jest czasochłonne, ze względu na znaczną liczbę tych danych bądź skomplikowany algorytm obliczeniowy, i w związku z tym nie przynosi w odpowiednim czasie zadowalających rezultatów. Wówczas (rysunek 7.11) zamiast metod algorytmicznych można zastosować techniki inteligentnego przeszukiwania, przechodząc tym samym na poziom większego uogólnienia, tj. od przetwarzania prostych danych i faktów do wnioskowania w przestrzeni wiedzy i reguł.



Rys. 7.11. Przetwarzanie danych a przetwarzanie wiedzy

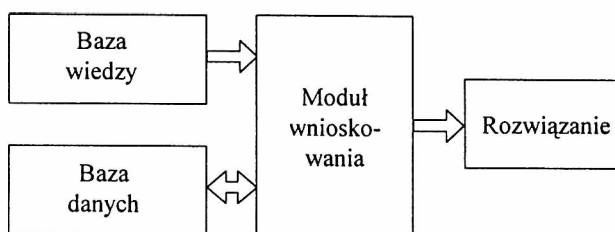
Fig. 7.11. Data processing and knowledge mining

Podstawowa struktura systemu ekspertowego (rysunek 7.12) składa się z bloków [102]:

- wnioskowania, stanowiącego serce systemu, korzystającego z informacji zgromadzonej w bazie wiedzy oraz danych i faktów dla wypracowania oczekiwanego rozwiązania,
- modułu bazy wiedzy, w którym zapisana jest w sformalizowany sposób wiedza ekspercka i eksperymentalna z danej dziedziny w postaci prostych reguł „jeżeli ..., to ...”, ale również struktur obiektowych, drzew logicznych i algorytmów,

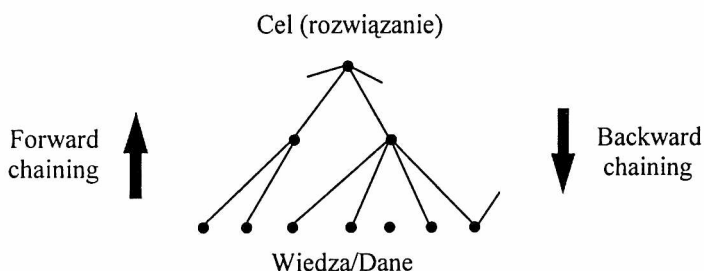


- bazy danych, w której zgromadzone są dane ogólne na temat analizowanego obiektu, a także aktualne i przeszłe fakty, sygnały i informacje o pracy tego obiektu; dwukierunkowość powiązania z blokiem wnioskowania oznacza możliwość modyfikacji i uzupełniania bazy danych w trakcie pracy systemu ekspertowego.



Rys. 7.12. Schemat blokowy układu ekspertowego  
Fig. 7.12. Block scheme of an expert system

Blok wnioskowania, oprócz podstawowego zadania, jakim jest symulacja strategii rozwiązywania problemów przez eksperta, wypełnia także funkcje sterowania i koordynacji pracy całego systemu ekspertowego. Określa również, które reguły bądź algorytmy powinny być zastosowane do analizowanego przypadku oraz, jeżeli to konieczne, zarządza procesem rozwiązywania konfliktów dla reguł o podobnej sile (ważności), ale prowadzących do sprzecznych wyników wnioskowania. Cel wnioskowania, jakim jest wypracowanie rozwiązania czy końcowej decyzji, osiąga się z reguły na drodze sprawdzania wszystkich sensownych hipotez na podstawie dostępnych danych pomiarowych (metoda zwana *forward chaining*), bądź poprzez dowodzenie wybranej hipotezy dla aktualnie znanych faktów (metoda *backward chaining*), co symbolicznie ilustruje rysunek 7.13.



Rys. 7.13. Metody wnioskowania w układzie ekspertowym  
Fig. 7.13. Inference methods of an expert system

Na tym krótkim opisie autor zakończy omawianie systemów ekspertowych z dwóch powodów. Po pierwsze – w literaturze nie spotyka się zastosowań systemów ekspertowych w zabezpieczeniach i układach automatyki elektroenergetycznej działających w trybie on-line, a tylko tego typu układów dotyczy niniejsza monografia. Możliwości potencjalnych zastosowań SE w automatyce elektroenergetycznej są ograniczone znaczną złożonością, a co za tym idzie – czasochłonnością wykonywania algorytmu wnioskowania, co niestety wyklucza implementację tej interesującej techniki w czasie rzeczywistym. Po drugie zaś – dlatego, iż – w przeciwieństwie do pozostałych dwóch technik – w dalszej części pracy nie jest opisywany dokładniej żaden konkretny przykład aplikacji systemu ekspertowego.

Jako charakterystyczne przykłady zastosowań systemów ekspertowych do zadań wykonywanych off-line (bądź on-line, ale w znacznie dłuższym horyzoncie czasowym) można natomiast wymienić [19, 23, 30, 32, 44, 48, 49, 117]:

- planowanie i prowadzenie ruchu sieci,
- wyznaczenie miejsca i diagnostyka sytuacji zwarciowej (post factum) na podstawie informacji z zabezpieczeń oraz stanu wyłączników,
- inteligentne przetwarzanie alarmów w układach EMS i SCADA,
- analiza stanu i bezpieczeństwa pracy sieci,
- prognozowanie zapotrzebowania energii,
- regulacja poziomu napięć i przepływu mocy biernej,
- koordynacja nastaw zabezpieczeń (w trybie off-line, tj. na etapie projektowania).

## 7.5. PODSUMOWANIE I PORÓWNANIE TECHNIK

W tabeli 7.1, w celu porównania, zgromadzono najważniejsze cechy, wady i zalety omawianych wcześniej metod sztucznej inteligencji [102].

Oceniając i porównując omawiane metody sztucznej inteligencji, nie sposób nie zauważyć, że pewne cechy danej metody mogą znaleźć uzupełnienie przy jej połączeniu z inną techniką. Powstają wówczas układy hybrydowe, w których wzmocnione zostają zalety każdej z metod, przy wzajemnej eliminacji wad poszczególnych technik. W literaturze można znaleźć wiele przykładów zastosowania hybrydowych układów inteligentnych, także w szeroko rozumianej automatyce elektroenergetycznej, jak np. [18, 55, 57, 120]:

- lokalizacja zwarc zwojowych w generatorze z wykorzystaniem rozmytych sieci neuronowych,
- rozmyte systemy ekspertowe do monitorowania stabilności napięciowej systemu,
- analiza sytuacji zwarciowych z zastosowaniem systemu ekspertowego z regułami rozmytymi itp.

Tabela 7.1. Porównanie najważniejszych cech metod sztucznej inteligencji  
 Table 7.1. Comparison of the most important features of artificial intelligence techniques

| Podstawa oceny                                        | Techniki sztucznej inteligencji                        |                                                                   |                                                                   |
|-------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------|
|                                                       | Systemy ekspertowe                                     | Układy rozmyte                                                    | Sztuczne sieci neuronowe                                          |
| Wykorzystywana wiedza                                 | wiedza ekspercka w postaci reguł, obiektów, drzew itp. | wiedza ekspercka w formie kryteriów zabezpieczeniowych            | informacje uzyskane z przykładów sytuacji zwarciovych             |
| Rozwiązywanie problemów i poprawa cech zabezpieczenia | konieczna zmiana reguł układu wnioskowania             | względnie proste – reguły wewnętrzne są zrozumiałe i analizowalne | trudne – sygnały wewnętrzne sieci nie nadają się do interpretacji |
| Samouczenie                                           | możliwe                                                | możliwe                                                           | naturalne                                                         |
| Ocena przypadków wątpliwych                           | możliwa                                                | naturalna                                                         | naturalna                                                         |
| Odporność rozwiązania                                 | niekrytyczna i łatwa do uzyskania                      | niekrytyczna i łatwa do uzyskania                                 | ciężka do uzyskania                                               |
| Nastawianie zabezpieczenia                            | wygodne i łatwe                                        | wygodne – z wykorzystaniem wiedzy eksperta i symulacji            | wymagana duża liczba przypadków symulacyjnych                     |
| Złożoność obliczeniowa                                | znaczna                                                | umiarkowana                                                       | specjalny hardware dla dużych SSN                                 |

Opisany w rozdziale 9 pracy układ wnioskowania rozmytego do zabezpieczenia generatora jest również swego rodzaju hybrydą. Struktura typu ANFIS (ang. *Adaptive Network Fuzzy Inference System*), czyli układu rozmytego wnioskowania w postaci sieci adaptacyjnej pozwala na uczenie układu do danego zadania, podobnie jak w przypadku klasycznej sieci neuronowej. W tym samym rozdziale przedstawiono również rozwiązanie będące kaskadowym połączeniem układu rozmytego i sieci neuronowej. Połączenie obydwu technik przyniosło tutaj poprawę selektywności zabezpieczenia i lepsze rozpoznawanie przypadków testowych, zarejestrowanych w rzeczywistej sieci przesyłowej.

## 8. NEURONOWE ZABEZPIECZENIE GENERATORA PRZED POŚLIZGIEM BIEGUNÓW

### 8.1. WSTĘP

Częstotliwość występowania zwarć i innych sytuacji awaryjnych we współczesnych generatorach synchronicznych jest stosunkowo niewielka, biorąc pod uwagę stosowane materiały i praktykę projektowo-konstrukcyjną. Sytuacje takie jednak zdarzają się i będą się zdarzały w przyszłości, co przy spóźnionym lub nieselektywnym działaniu układów zabezpieczeniowych może prowadzić do poważnych zniszczeń i długich przerw remontowych. Nienormalne warunki pracy generatora synchronicznego mogą wystąpić w wyniku: zwarć w uzwojeniach wirnika lub stojana, przeciążenia maszyny, przegrzania uzwojeń lub łożysk, przekroczenia prędkości synchronicznej, utraty wzbudzenia, pracy silnikowej, pracy jednofazowej lub niepełnofazowej, wypadnięcia z synchronizmu, a także oscylacji subharmonicznych itp.

Skuteczna ochrona generatora przed skutkami zwarć i innych warunków nienormalnej pracy wymaga realizacji różnych funkcji zabezpieczeniowych. Tradycyjny układ zabezpieczeń generatora składa się z wielu pojedynczych elementów zabezpieczeniowych, które połączone z przekaźnikami pomocniczymi tworzą odpowiednio skonfigurowany układ logiczny zapewniający poprawną pracę całego układu. Liczba i rodzaj realizowanych funkcji zabezpieczeniowych zależy każdorazowo od wielkości maszyny synchronicznej i jej ważności w rozważanym fragmencie systemu elektroenergetycznego.

Struktura dużych jednostek generacyjnych, zainstalowanych np. w elektrowniach szczytowo-pompowych, jest scharakteryzowana z jednej strony przez skomplikowaną konfigurację turbozespołu, z drugiej zaś przez różnorodność trybów pracy (np. praca generacyjna, praca silnikowa, rozruch asynchroniczny), dla których powinny być zaprojektowane odpowiednie funkcje i algorytmy zabezpieczeniowe oraz zadane prawidłowe nastawy. Potrzeba zastosowania adaptacyjnych układów automatyki i zabezpieczeń w takich systemach jest zdeterminowana przez dwa podstawowe warunki:

- zakres zmian częstotliwości sygnałów prądowych i napięciowych (np. podczas rozruchu częstotliwościowego sygnały o częstotliwości różnej od nominalnej są podstawowym źródłem danych dla funkcji pomiarowych, zabezpieczeniowych i automatyki),
- zakres możliwych zmian konfiguracji turbozespołu podyktowanych trybem i warunkami pracy, warunkami zwarciowymi itp.

Dąży się zatem do opracowania odpowiednich efektywnych oraz stabilnych metod, a także szczegółowych algorytmów realizacji poszczególnych funkcji zabezpieczeniowych i ich koordynacji w ramach całościowego cyfrowego systemu zabezpieczeń generatora. Istotną poprawę pracy, jak również stosunkowo proste uzyskanie cech adaptacyjnych układu zabezpieczeń generatora, można osiągnąć także dzięki zastosowaniu technik sztucznej inteligencji.

Kilka przykładów prób aplikacji metod sztucznej inteligencji w zabezpieczeniach generatora podano w literaturze. W artykułach [17, 28] przedstawiono pewne idee zastosowania sztucznych sieci neuronowych (SSN) do poprawy realizacji takich funkcji, jak lokalizacja zwarć zwojowych, detekcja i klasyfikacja zwarć w blokach generator-transformator itp. Techniki SSN zostały także wykorzystane do oceny stabilności i celów regulacyjnych [125, 126].

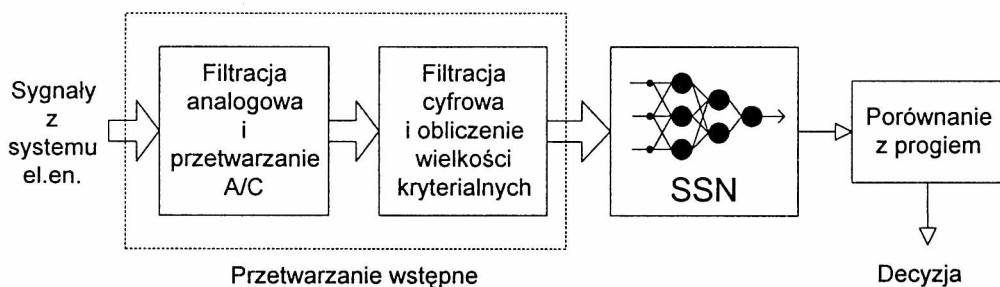
W ramach prac wykonywanych przez autora podczas wyjazdu na stypendium Humboldta podjęta została próba zaprojektowania neuronowego układu decyzyjnego dla wybranej funkcji zabezpieczeniowej bloku generator – transformator, tj. detekcji poślizgu biegunów i wypadnięcia maszyny z synchronizmu. Wcześniejsze wykrycie poślizgu biegunów może być podstawą podjęcia odpowiednich akcji zaradczych (w tym także wyłączenia bloku) i uniknięcia niebezpieczeństwa utraty stabilności przez system oraz zmniejszenia bądź zapobieżenia zagrożeń cieplnych i mechanicznych dla samego generatora.

Sytuacja poślizgu biegunów i utraty synchronizmu przez maszynę synchroniczną może mieć miejsce w efekcie długotrwałego zwarcia w systemie w punkcie elektrycznie bliskim generatorowi, a także w przypadku otwarcia ważnej linii łączącej dwie części systemu elektroenergetycznego. Obserwowane są wówczas kołysania mocy czynnej i biernej w systemie, które mogą być przyczyną poważnych obciążeń mechanicznych i cieplnych dla chronionego generatora. Parametrem nadzorowanym w celu detekcji poślizgu biegunów jest wektor impedancji mierzonej na zaciskach generatora. Wystąpienie poślizgu biegunów sygnalizowane jest w przypadku przekroczenia przez ten wektor odpowiednio ukształtowanych charakterystyk na płaszczyźnie impedancji (charakterystyki prostokątne lub soczewkowe). Generator wyłącza się z reguły po pierwszym wykrytym poślizgu, jeżeli centrum kołysań mocy leży we wnętrzu strefy generator – transformator, w innych przypadkach wyłączenie inicjuje się po określonej liczbie wykrytych poślizgów. Inne algorytmy wykorzystywane w zabezpieczeniach przed utratą synchronizmu bazują na kryterium równych pól [7], metodzie bezpośredniej Lapunova [92] lub obliczeniu zmian rezystancji mierzonej na zaciskach maszyny [113]. W przypadku dostępności kanału komunikacyjnego zabezpieczenie może także korzystać z informacji o aktualnej wartości rozchyłu kąтового między napięciami fazowymi w różnych stacjach [59].

Niestety, o wszystkich wymienionych tu metodach wykorzystywanych do kontroli stanu pracy generatora można powiedzieć, iż są one w stanie wykryć zaburze-

nia we współpracy maszyny z siecią dopiero wówczas, gdy zaburzenia te występują i negatywne ich skutki są już nie do uniknięcia. Jakościowy postęp mógłby zostać osiągnięty w przypadku opracowania metody, z pomocą której możliwe byłoby wykrycie nadchodzącej sytuacji niesynchronicznej pracy maszyny z pewnym wyprzedzeniem, tj. gdyby zamiast detekcji realizowana była predykcja przyszłej sytuacji awaryjnej. Dysponując wiarygodną informacją o nieuniknionym nadejściu poślizgu biegunów i utraty synchronizmu, zabezpieczenie mogłoby zainicjować odłączenie generatora od sieci, co wiązałoby się z uniknięciem jego narażenia na skutki kołysań mocy i naprężeń występujących na wale maszyny podczas poślizgu biegunów. Odpowiedni scenariusz wyłączeń pozwoliłby ponadto na zmniejszenie ryzyka utraty stabilności przez sieć.

Wychodząc z doświadczeń własnych oraz analizując doniesienia literaturowe, autor monografii widzi możliwość zaprojektowania układu zabezpieczenia generatora synchronicznego przed poślizgiem biegunów i pracą asynchroniczną o powyższych własnościach z wykorzystaniem sztucznych sieci neuronowych [61, 65]. Na rysunku 8.1 pokazano podstawowy schemat proponowanego neuronowego klasyfikatora stanu pracy generatora. Modułem głównym układu jest sieć neuronowa, na której wejście doprowadzane są odpowiednio przetworzone lub nieprzetworzone próbki wybranych sygnałów z systemu elektroenergetycznego. Wyjście sieci neuronowej porównywane jest z pewną wartością progową, wskutek czego generowana jest dwustanowa decyzja polegająca na określeniu aktualnego stanu pracy maszyny. Rozliczne wersje układu mogą uwzględniać specjalizowane układy wstępnego przetwarzania sygnałów, a także bardziej wymyślne procedury analizy sygnału (-ów) wyjściowego sieci neuronowej. Optymalizacji powinna być też poddana sama sieć neuronowa, tak aby opracowane rozwiązanie spełniało w jak najlepszym stopniu wymagania projektowe.



Rys. 8.1. Schemat neuronowego zabezpieczenia generatora przed utratą synchronizmu

Fig. 8.1. Scheme of the neural generator protection against loss of synchronism

Przygotowanie efektywnego modułu decyzyjnego opartego na technice SSN wiąże się z rozwiązaniem zadań należących do dwóch grup problemowych:

- wybór optymalnej sieci neuronowej (rodzaj sieci, liczba warstw i neuronów w poszczególnych warstwach sieci, rodzaj funkcji aktywacji neuronów),
- uczenie sieci (algorytm uczenia, początkowe wartości wag synaptycznych i współczynników przesunięcia, dobór sygnałów uczących i testujących).

Rozważając problemy związane z wyborem optymalnej sieci neuronowej, należy wspomnieć, że nie istnieją niestety żadne ogólne teoretyczne czy empiryczne reguły, pozwalające określić rodzaj i rozmiar sieci zapewniającej idealną realizację postawionego zadania decyzyjnego. Od doświadczenia projektanta systemu zależy jakość opracowanego układu neuronowego, mierzona odsetkiem poprawnie podejmowanych decyzji, a także wielkością samej sieci, zakresem koniecznych operacji wstępnego przetwarzania sygnałów itp. wpływających na możliwość praktycznej implementacji układu.

Istotnym problemem jest także wybór i przygotowanie zestawu reprezentatywnych „wzorców uczących”, tj. sygnałów, z pomocą których dokonywane będzie uczenie sieci neuronowej. Sygnały wejściowe sieci neuronowych otrzymywane są z reguły w wyniku symulacji pracy systemu elektroenergetycznego, ponieważ przebiegi rzeczywiste (z rejestratorów zainstalowanych w sieci) są z jednej strony trudno dostępne, z drugiej zaś nie tworzą odpowiednio wyczerpującej bazy sygnałowej, pokrywającej całą różnorodność sytuacji awaryjnych i stanów pracy normalnej rozważanej sieci. Sygnały te mogą jedynie uzupełniać wzorce uczące wygenerowane w ramach symulacji, mogą być także wykorzystane do późniejszego testowania gotowego układu neuronowego. Powszechnie przyjętą praktyką jest podział zbioru dostępnych sygnałów na dwa podzbiory (np. 50%–50%), z których jeden będzie wykorzystany w procesie uczenia, drugi zaś do weryfikacji działania układu. To ostatnie jest bardzo istotne, ponieważ poprawnie zaprojektowany układ neuronowy powinien także posiadać zdolność generalizacji zdobytej wiedzy, objawiającą się stabilnością wobec sygnałów wejściowych nieprezentowanych podczas uczenia. Oznacza to, że układ powinien generować właściwe sygnały wyjściowe także dla nowych, niewidzianych wcześniej sygnałów wejściowych.

Dodatkowe trudności związane są z wyborem „najlepszych” sygnałów dla danego zadania klasyfikacji. W tym miejscu należy szczegółowo rozważyć następujące kwestie:

- liczba i rodzaj sygnałów wejściowych sieci (składowych wektora uczącego i testującego) – niosących w miarę możliwości maksymalną ilość informacji o zjawiskach mających podlegać klasyfikacji,
- wstępne przetwarzanie sygnałów dostarczanych z systemu el.en. (algorytmy cyfrowego pomiaru wielkości decyzyjnych),
- długość okna decyzyjnego (ilość próbek sygnałów w wektorze wejściowym sieci).

Wymienione zadania projektowe zostaną zrealizowane w odniesieniu do układu neuronowego zabezpieczenia generatora od poślizgu biegunów i utraty synchronizmu. Opracowane rozwiązanie zostanie następnie przetestowane pod kątem

skuteczności działania i odporności na zmiany sygnałów wejściowych ze względu na:

- inne niż w założeniach projektowych parametry maszyny synchronicznej,
- inne przypadki sytuacji awaryjnych w sieci prowadzące potencjalnie do utraty synchronizmu generatora z siecią.

Realizacja zadania projektowego powinna uwzględniać w związku z tym następujące zadania:

- przeprowadzenie symulacji szerokiej gamy sytuacji awaryjnych i stanów pracy normalnej generatora z wykorzystaniem programu EMTP,
- analizę i wybór sygnałów wejściowych dla sieci neuronowej,
- określenie struktury i parametrów sieci neuronowej,
- przygotowanie wzorców uczących i trenowanie sieci,
- testowanie sieci neuronowej,
- optymalizację zaprojektowanej struktury klasyfikatora,
- sprawdzenie odporności opracowanego rozwiązania,
- porównanie działania klasyfikatora z rozwiązaniami klasycznymi.

## 8.2. SYGNAŁY UCZĄCE I TESTUJĄCE DLA SIECI NEURONOWEJ

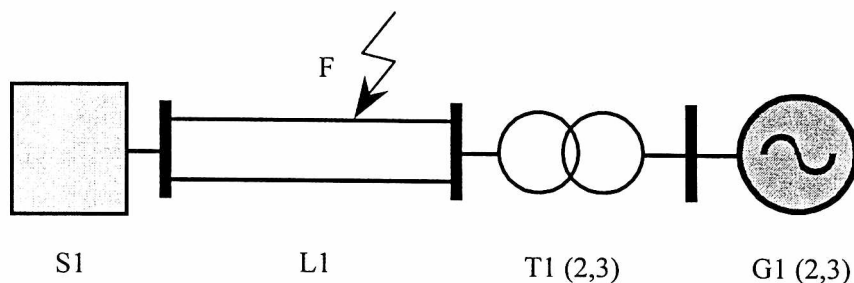
### 8.2.1. SYMULACJA SYTUACJI AWARYJNYCH Z WYKORZYSTANIEM ATP

Badanie możliwości zastosowania sztucznych sieci neuronowych do wykrywania stanu pracy asynchronicznej generatora przeprowadzono dla hipotetycznego układu maszyna synchroniczna – sieć sztywna, pokazanego na rysunku 8.2. Blok generator – transformator (G1–T1) jest połączony z resztą systemu (S1) poprzez linię dwutorową (L1) o długości 200 km. Model symulacyjny układu z rys. 8.2 przygotowany w standardzie ATP uwzględniał również układy regulacji prędkości obrotowej i napięcia generatora, a także elementy wstępnego przetwarzania sygnałów na drodze od systemu el.en. do części cyfrowej zabezpieczenia (przekładniki napięciowe i prądowe, filtry analogowe itp.), niezaznaczone na rysunku.

Z wykorzystaniem programu ATP zasymulowano szereg przypadków zwarć symetrycznych trójfazowych na jednym z torów linii L1, przy czym parametrami zmienianymi dla poszczególnych przypadków były:

- czas trwania zwarcia (80–120 ms),
- sposób zakończenia zwarcia (samoistne wygaszenie, wyłączenie zwartego odcinka linii, wyłączenie odcinka linii i skuteczny SPZ),
- obciążenie generatora przed wystąpieniem zwarcia ( $0,1-1,1 S_n$ ).



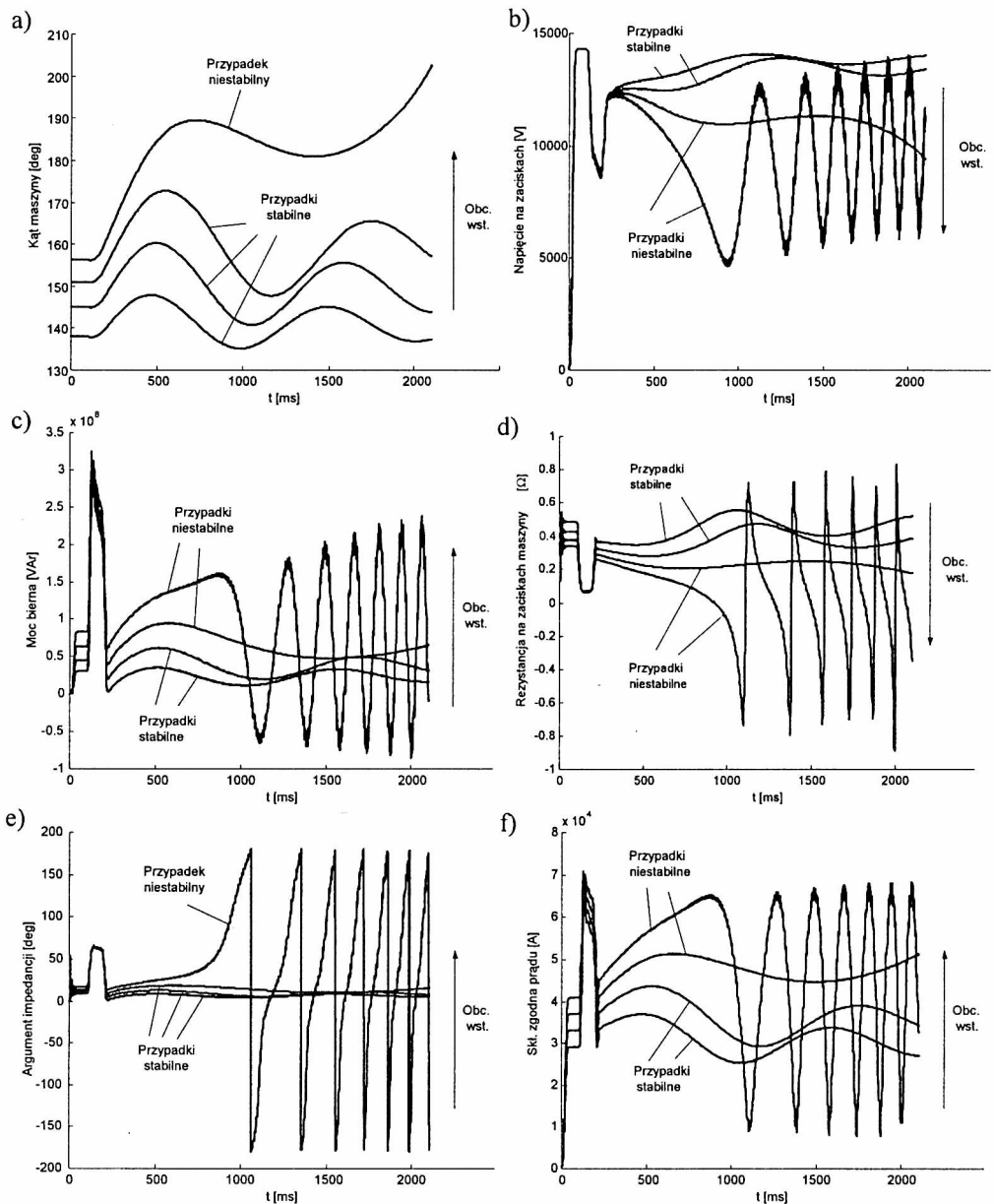


S1: 220 kV,  $Z = 0,05$ ; T1: 17,5/220 kV,  $d\dot{Y}$ ,  $Z = 0,1$   
 L1:  $l=200$  km,  $R'_1 = 0,056$ ,  $X'_1 = 0,39$ ,  $R'_0 = 0,206$ ,  $X'_0 = 0,96$ ,  $R'_m = 0,056$ ,  $X'_m = 0,63$   $\Omega/\text{km}$ ,  
 $B'_1 = 2,83$ ,  $B'_0 = 1,57$ ,  $B'_m = 1,24$   $\mu\text{S/km}$   
 G1:  $U_n = 17,5$  kV,  $S_n = 750$  MVA,  $X_d = X_q = 1,75$ ,  $X'_d = X'_q = 0,265$ ,  $X''_d = X''_q = 0,20$ ,  
 $J = 0,0532$   $\text{Mkg m}^2$   
 [pu] (odniesione do  $S_n$  generatora)

Rys. 8.2. Schemat i parametry fragmentu systemu modelowanego w programie ATP  
 Fig. 8.2. Test power system modelled in ATP

W plikach wyjściowych programu ATP zarejestrowane zostały wybrane sygnały napięciowe i prądowe, a także prędkość obrotowa wału generatora. Sygnały te poddano dalszemu przetwarzaniu w celu obliczenia wielkości pochodnych, takich jak: amplitudy składowych podstawowych napięć i prądów, moc czynna i bierna oddawane przez generator, składowe impedancji widzianej z zacisków maszyny itp. Zastosowane algorytmy pomiarowe bazowały na składowych ortogonalnych napięć i prądów wyznaczonych przez filtrację sygnałów z użyciem pełnookresowych filtrów cyfrowych typu sinus i kosinus [119].

Na rysunku 8.3 pokazano przykładowe sygnały uzyskane z symulacji dla kilku przypadków zwarć w linii L1, w wyniku których po ustąpieniu zwarcia (wyłączeniu w chwili  $t = 200$  ms) generator G1 utracił synchronizm z resztą systemu (sytuacje niestabilne) lub pozostał stabilny (każdy z sygnałów prezentowanych na rysunku 8.3 stabilizuje się wówczas wokół nowego punktu równowagi po krótszym lub dłuższym stanie przejściowym). Dla przypadków, w których wystąpił poślizg biegunów i utrata synchronizmu z siecią obserwuje się przyspieszenie generatora widoczne w formie wzrostu położenia kąтового maszyny (rys. 8.3a) i kąta impedancji mierzonej na jego zaciskach (rys. 8.3e). Szybkość zmian obu kątów zależy m.in. od obciążenia generatora przed wystąpieniem zwarcia, energii kinetycznej turbosespołu, średniego przyspieszenia podczas zwarcia itp. W przypadkach tych również układ regulacji napięcia nie jest w stanie utrzymać napięcia stojana generatora na stabilnym poziomie (rys. 8.3b), co pociąga za sobą (pokazane na rys. 8.3c i 8.3f) oscylacyjne przebiegi mocy biernej i amplitudy prądu stojana.



Rys. 8.3. Przykładowe sygnały obserwowane podczas stabilnych i niestabilnych przypadków pracy generatora z siecią: a) kąt generatora, b) amplituda napięcia na zaciskach, c) moc bierna oddawana, d) rezystancja na zaciskach generatora, e) argument impedancji, f) składowa zgodna prądu stojana

Fig. 8.3. Sample signals observed for stable and unstable cases of generator operation: a) machine angle, b) generator voltage amplitude, c) reactive power, d) resistance measured at the generator terminals, e) impedance angle, f) positive sequence component of the stator current

Teoretycznie każdy z prezentowanych sygnałów może być wykorzystany jako wielkość kryterialna w układzie neuronowego klasyfikatora stanu pracy generatora, ponieważ (przynajmniej na pierwszy rzut oka) istnieje wyraźna różnica w postaci w/w sygnałów dla przypadków należących do klas zjawisk mających podlegać klasyfikacji. Bez dokładnej analizy ilościowej trudno jednak jednoznacznie określić, który z dostępnych sygnałów byłby najbardziej użyteczny w sensie zapewnienia najlepszych wyników klasyfikacji, mierzonych ilością poprawnie podjętych decyzji dla szerokiego zakresu przypadków zwarciovych.

### 8.2.2. WYBÓR SYGNAŁÓW WEJŚCIOWYCH SIECI NEURONOWEJ

Dotychczasowe doświadczenia autora w dziedzinie wykorzystania sztucznych sieci neuronowych do realizacji algorytmów podejmowania decyzji wskazują, iż najlepszą efektywność rozpoznawania wzorców uzyskuje się, stosując w charakterze wielkości kryterialnych sygnały różniące się co do postaci i poziomu dla obu wyróżnionych klas zjawisk w możliwie najwyższym stopniu. Oceny zdolności decyzyjnej dostępnych sygnałów kryterialnych można dokonać z użyciem narzędzi i procedur statystyki matematycznej [62, 79].

W tym celu na podstawie zgromadzonych przypadków sytuacji awaryjnych pochodzących z symulacji oraz zarejestrowanych w sieci (pokrywających możliwie najwęższy zakres prawdopodobnych sytuacji, jakie mogą wystąpić w rzeczywistości w systemie el.en.) należy najpierw wyznaczyć warunkowe dynamiczne rozkłady prawdopodobieństwa  $f(X(k), H_i)$  wielkości kandydujących na sygnały wejściowe sieci neuronowej dla obu wyróżnionych do klasyfikacji sytuacji pozwarciovych ( $H_0$  – praca stabilna,  $H_1$  – utrata synchronizmu). Wyboru najwartościowszych sygnałów decyzyjnych proponuje się dokonać na podstawie obliczanych dla kolejnych chwil czasowych wskaźników odległości rozkładów prawdopodobieństwa, które można zdefiniować jako:

- różnica wartości oczekiwanych

$$\Delta_1(k) = E[f(X(k), H_0)] - E[f(X(k), H_1)] , \quad (8.1)$$

- różnica odchyleń standardowych

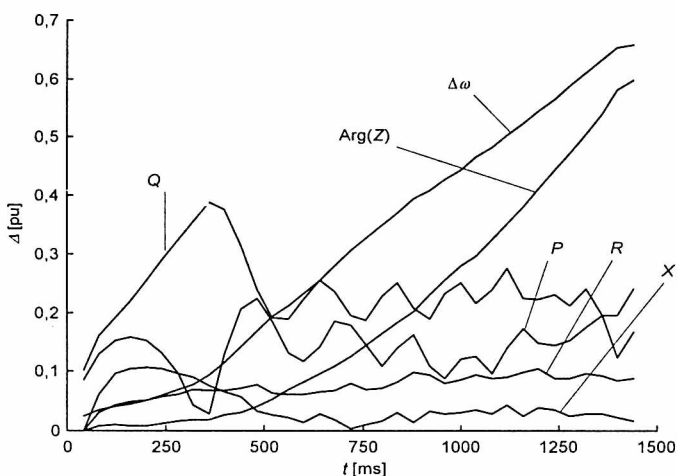
$$\Delta_2(k) = st\_dev[f(X(k), H_0)] - st\_dev[f(X(k), H_1)] , \quad (8.2)$$

- kumulacyjna średnia iloczynu wskaźników  $\Delta_1$  i  $\Delta_2$

$$\Delta_3(k) = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k [\Delta_1(i) * \Delta_2(i)] . \quad (8.3)$$

Wydaje się oczywiste, iż najlepszą efektywność podejmowania decyzji uzyska się wykorzystując jako wielkości wejściowe sieci te sygnały, dla których wartości obliczonych wskaźników  $\Delta$  będą najwyższe. Idealną wielkością decyzyjną będzie w tym sensie taka, dla której warunkowe rozkłady prawdopodobieństwa są całkowicie odseparowane od siebie, i to zarówno w stanie ustalonym procesu, jak i w stanie przejściowym bezpośrednio po wyłączeniu zwarcia. W takim przypadku decyzja o stanie pracy maszyny synchronicznej generowana byłaby na 100-procentowym poziomie ufności statystycznej.

Na rysunku 8.4 pokazano wartości wskaźnika  $\Delta_1$  jako funkcję czasu liczonego od chwili wyłączenia zwarcia dla sześciu wybranych sygnałów kryterialnych, w tabeli 8.1 natomiast zebrano wartości maksymalne i średnie omawianych wskaźników w przedziale czasowym 0–1500 ms. Wyraźny wzrost wartości wskaźnika odległości  $\Delta_1$  w funkcji czasu dla większości sygnałów decyzyjnych (rys. 8.4) wskazuje na to, iż wydłużanie okna obserwacji tych sygnałów (długości wektora wejściowego sieci neuronowej) powinno zapewnić istotną poprawę skuteczności klasyfikacji stanu maszyny. Wynika to ze stopniowego zwiększania się informacji zawartej w analizowanych sygnałach w miarę upływu czasu mierzonego od momentu wyłączenia zwarcia.



Rys. 8.4. Odległość  $\Delta_1$  rozkładów prawdopodobieństwa wybranych wielkości kryterialnych  
Fig. 8.4. Distribution distance  $\Delta_1$  for chosen criterion values

Analiza porównawcza wartości średnich i maksymalnych wskaźników odległości  $\Delta_{1-3}$  zebranych w tabeli 8.1 pozwala na uszeregowanie sygnałów kryterialnych według ich względnych zdolności klasyfikacyjnych – im większa wartość odległości rozkładów, tym wyższa pozycja rankingowa danego sygnału. W rozważanym przypadku najlepszymi statystycznie wielkościami decyzyjnymi okazały się odchyłka prędkości kątowej wału generatora (odchyłka częstotliwości) oraz kąt impedancji dla składowej zgodnej mierzonej na zaciskach maszyny. Statystyki uzyskane dla pozostałych sy-

gnałów kryterialnych nie wróżą wysokiej skuteczności klasyfikacji stanu pracy generatora z wykorzystaniem tych wielkości w procesie podejmowania decyzji.

Tabela 8.1. Wartości wskaźników odległości dla wybranych sygnałów decyzyjnych  
Table 8.1. Distribution distance values for chosen decision signals

| Wskaźnik odległości | Sygnał decyzyjny |                 |      |      |      |      |
|---------------------|------------------|-----------------|------|------|------|------|
|                     | $\Delta\omega$   | $\text{Arg}(Z)$ | $P$  | $Q$  | $R$  | $X$  |
| mean ( $\Delta_1$ ) | 0,31             | 0,20            | 0,14 | 0,24 | 0,07 | 0,04 |
| max ( $\Delta_1$ )  | 0,66             | 0,60            | 0,22 | 0,39 | 0,10 | 0,11 |
| mean ( $\Delta_2$ ) | 0,07             | 0,07            | 0,02 | 0,04 | 0,02 | 0,03 |
| max ( $\Delta_2$ )  | 0,10             | 0,10            | 0,03 | 0,06 | 0,07 | 0,08 |
| mean ( $\Delta_3$ ) | 1,04             | 0,49            | 0,17 | 0,75 | 0,18 | 0,33 |
| max ( $\Delta_3$ )  | 2,64             | 1,78            | 0,22 | 0,98 | 0,26 | 0,57 |
| Ranking             | 1                | 2               | 5a   | 3    | 5b   | 4    |

### 8.3. TESTOWANIE I OPTYMALIZACJA KLASYFIKATORA

Niezależnie od wersji klasyfikatora (detektor lub predyktor) główny moduł decyzyjny układu zrealizowano z wykorzystaniem trójwarstwowej sieci neuronowej typu wielowarstwowy perceptron bez sprzężeń zwrotnych, tj. z jednokierunkowym przepływem sygnałów (ang. *feed-forward*). Uczenie sieci przeprowadzono w programie MATLAB z użyciem przygotowanych wcześniej wzorców treningowych według reguły wstecznego rzutowania błędów (ang. *back-propagation*). Aby uniknąć koncentracji sieci neuronowej na pierwszych wzorcach, trenowanie powtarzano kilkakrotnie, stosując losową kolejność prezentacji wzorców uczących. Proces uczenia sieci prowadzono przez 1500 cykli bądź do momentu zmniejszenia się błędu średniokwadratowego poniżej poziomu 0,01. Sieci neuronowe klasyfikatora były uczone w taki sposób, aby na sygnały pochodzące z sytuacji stabilnych odpowiadały wartością 0, natomiast w przypadku wzorców niestabilnych generowały na wyjściu wartość 1. Ostateczną decyzję podejmowano po porównaniu sygnału wyjściowego sieci z progiem o wartości 0,5. Przekroczenie wartości progowej klasyfikowano jako utratę synchronizmu, w przeciwnym razie jako potwierdzenie normalnego stanu pracy generatora.

Podkreślenia wymaga fakt, iż w procesie uczenia sieci wykorzystano jedynie połowę wszystkich dostępnych wzorców (zbiór uczący). Reszta przypadków zwarciovych posłużyła w późniejszym czasie do testowania wyuczonych sieci neuronowych (zbiór testujący).

W kolejnych rozdziałach przedstawiono wyniki analiz i testów dla dwóch typów układów klasyfikacyjnych:

- detektora poślizgu biegunów i pracy asynchronicznej,
- układu predykcji stanu pracy asynchronicznej generatora.

### 8.3.1. DETEKCJA POŚLIZGU BIEGUNÓW GENERATORA

Analizie poddano układ z siecią neuronową trójwarstwową zasilaną 40-próbkowym wektorem wejściowym utworzonym z próbek wybranych sygnałów decyzyjnych obserwowanych w oknie pomiarowym o długości 1,6 s. Oznacza to, że kolejne próbki wielkości decyzyjnej pobierane były co 40 ms, począwszy od chwili wyłączenia zwarcia, a decyzja była generowana po zebraniu pełnego wektora, tj. po 1,6 s. Rozważono wektory wejściowe złożone z próbek sygnałów odchyłki częstotliwości  $\Delta\omega$  i argumentu impedancji mierzonej na zaciskach generatora  $\text{Arg}(Z)$ . Niezależnie od rodzaju sygnału wejściowego rozważono 10 przypadków sieci neuronowych różniących się rozmiarem, tj. liczbą neuronów w poszczególnych warstwach. Zachowując pojedynczy neuron w warstwie wyjściowej, dla kolejnych sieci zmieniano ilość neuronów w warstwach wejściowej i ukrytej, uzyskując sieci o rozmiarach 3-3-1, 6-6-1, ..., 30-30-1.

Zachowanie wyuczonych klasyfikatorów przetestowano dla przypadków należących zarówno do zbioru uczącego, jak i zbioru testowego. Mimo iż generowane przez sieci neuronowe sygnały wyjściowe różniły się do pewnego stopnia od wymaganych wartości 0 lub 1 (odpowiednio dla przypadków stabilnych i niestabilnych), zastosowanie bloku porównania w wersji opisanej wyżej zapewniło 100-procentową poprawność rozpoznawania dla wszystkich przypadków zwarcia. Należy podkreślić, że rezultaty te uzyskano dla obu sygnałów decyzyjnych oraz sieci o dowolnym rozmiarze spośród dziesięciu rozważanych. Do praktycznej implementacji powinno się więc wybrać sieć jak najmniejszą, np. siedmioneuronową, zapewniając minimalne obciążenie procesora realizującego numerycznie działanie sieci.

Pomimo uzyskanych efektów należy nadmienić, że zaprojektowane rozwiązanie nie stanowi znaczącego przełomu w dziedzinie zabezpieczenia generatora przed utratą synchronizmu, ponieważ istniejące układy (nie wykorzystujące zasad sztucznej inteligencji) dostarczają podobnych rezultatów klasyfikacyjnych. Istotną poprawę w stosunku do rozwiązań konwencjonalnych można by uzyskać, gdyby udało się zaprojektować neuronowy detektor potrafiący na podstawie wstępnych symptomów rozpoznać nadchodzący stan pracy asynchronicznej maszyny znacznie przed jego właściwym wystąpieniem. Możliwości takich nie oferuje niestety żadna z konwencjonalnych metod. Projektowany układ neuronowy zamiast detekcji dokonywałby predykcji stanu maszyny, pozwalając na wcześniejsze jej wyłączenie i uniknięcie zagrożeń utraty stabilności systemu i niebezpiecznych naprężeń w samym generatorze.

### 8.3.2. KLASYFIKATOR PREDYKCYJNY

W celu sprawdzenia, czy układ neuronowego klasyfikatora jest w stanie wykryć nadchodzący stan pracy asynchronicznej generatora w czasie, gdy symptomy zjawiska nie mogą być jeszcze obserwowane, przeprowadzono analizy działania sieci neuronowych o krótszych oknach pomiarowych. Rozważono 10 sieci neuronowych o rozmia-

rach jak poprzednio, zasilanych wektorem od 3 do 36 próbek sygnału, co przy odstępie 40 ms między kolejnymi próbkami odpowiada oknom o długości od 0,12 do 1,44 s. Analizę przeprowadzono dla sześciu wielkości kryterialnych, tj.  $\Delta\omega$ ,  $\text{Arg}(Z)$ ,  $P$ ,  $Q$ ,  $R$  oraz  $X$ , uzyskując w sumie 720 różnych konfiguracji neuronowych klasyfikatorów. Sygnały składowych mocy  $P$  i  $Q$  przeskalowano przed podaniem na wejście sieci poprzez ich podzielenie przez moc znamionową generatora, zapewniając w ten sposób uniezależnienie działania układu od parametrów (wielkości) maszyny oraz poprawę warunków uczenia sieci neuronowej.

Tabela 8.2. Średnie wartości błędów klasyfikacji dla:

Table 8.2. Mean values of classification errors for:

a) zbioru przypadków uczących

a) training data cases

| Sygnał<br>wejściowy | Długość okna sieci [s] |      |      |      |      |      |
|---------------------|------------------------|------|------|------|------|------|
|                     | 0,24                   | 0,48 | 0,72 | 0,96 | 1,20 | 1,44 |
| $\Delta\omega$      | 5,6                    | 0,6  | 0    | 0    | 0    | 0    |
| $\text{Arg}(Z)$     | 6,7                    | 0,6  | 0    | 0    | 0    | 0    |
| $P$                 | 6,7                    | 2,6  | 3,5  | 3,7  | 0    | 0    |
| $Q$                 | 6,5                    | 2,0  | 0,2  | 0,2  | 0,2  | 0,2  |
| $R$                 | 18,7                   | 14,0 | 10,2 | 4,3  | 0,6  | 0,6  |
| $X$                 | 19,4                   | 17,8 | 16,1 | 11,8 | 11,7 | 5,7  |

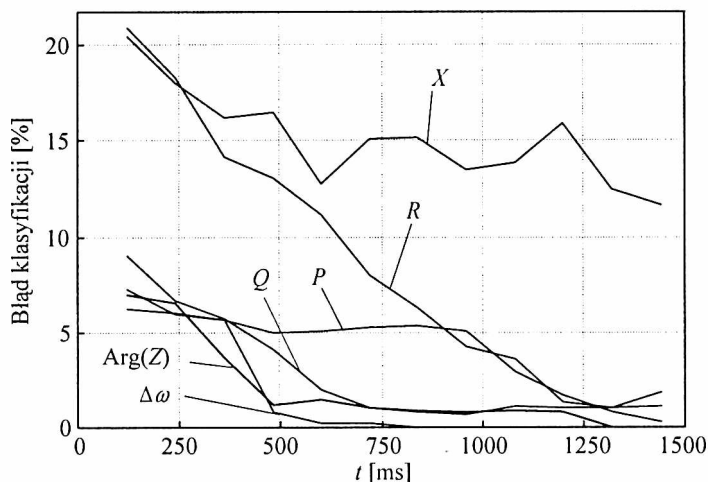
b) zbioru przypadków testowych

b) testing data cases

| Sygnał<br>wejściowy | Długość okna sieci [s] |      |      |      |      |      |
|---------------------|------------------------|------|------|------|------|------|
|                     | 0,24                   | 0,48 | 0,72 | 0,96 | 1,20 | 1,44 |
| $\Delta\omega$      | 5,9                    | 0,8  | 0,2  | 0    | 0    | 0    |
| $\text{Arg}(Z)$     | 6,5                    | 1,2  | 1,0  | 0,8  | 0,8  | 0    |
| $P$                 | 6,0                    | 5,0  | 5,3  | 5,1  | 1,7  | 0,3  |
| $Q$                 | 6,7                    | 4,1  | 1,8  | 0,6  | 1,0  | 1,8  |
| $R$                 | 18,3                   | 13,0 | 8,0  | 4,2  | 1,3  | 1,1  |
| $X$                 | 18,0                   | 16,5 | 15,1 | 13,5 | 15,9 | 11,7 |

W tabeli 8.2 zebrano średnie wyniki działania neuronowych klasyfikatorów o różnych rozmiarach sieci dla wymienionych wyżej sygnałów wejściowych i kilku długości okien pomiarowych. Otrzymane rezultaty potwierdzają wcześniejsze oczekiwania co do zdolności klasyfikacyjnych rozważanych sygnałów ocenianych wcześniej z użyciem wskaźników statystycznych. Najwyższą efektywność rozpoznawania stanu pracy generatora uzyskano dla sieci neuronowych o wektorach wejściowych złożonych z próbek sygnałów  $\Delta\omega$  i  $\text{Arg}(Z)$ . Bezbłędną klasyfikację dla przypadków ze zbioru uczącego otrzymano dla okna pomiarowego o długości 0,6 s, mniej niż 1% błędów

układ popełniał dla okna 0,48 s. Testowanie sieci neuronowych przypadkami nie prezentowanymi w fazie uczenia przyniosło również bardzo dobre wyniki (mniej niż 1% błędnie sklasyfikowanych przypadków po czasie 0,48 s od wyłączenia zwarcia), co dowodzi wysokiej odporności i zdolności generalizacji zaprojektowanego klasyfikatora. Rezultaty klasyfikacji dla przypadków ze zbioru testowego przedstawiono graficznie na rysunku 8.5.



Rys. 8.5. Błąd klasyfikacji stanu pracy generatora dla wybranych wielkości kryterialnych  
Fig. 8.5. Generator state classification error for chosen criterion values

Można zauważyć, że uzyskana efektywność działania jest funkcją czasu i rośnie, gdy stosowane są okna pomiarowe o większej długości. Właściwość ta jest efektem przetwarzania przez sieci neuronowe o dłuższych oknach większej ilości informacji także z przedziału czasowego, w którym symptomy zbliżającego się poślizgu biegunów są lepiej widoczne. Poprawa efektywności działania dla dłuższych okien jest również zrozumiała, gdy przeanalizuje się zmienność czasową omawianych wcześniej wskaźników odległości rozkładów prawdopodobieństwa wielkości decyzyjnych.

Przyglądając się bliżej результатам uzyskiwanym dla różnych sieci neuronowych (tabela 8.3), można powiedzieć, że zależność efektywności klasyfikatora od rozmiaru sieci jest bardzo niewielka. Z wyjątkiem najmniejszych struktur, dla których zaobserwowano większą ilość błędów dla sygnałów decyzyjnych  $P$ ,  $Q$ ,  $R$ ,  $X$  (sygnały o potencjalnie słabszej zdolności rozpoznawania wzorców), sieci o względnie małym rozmiarze (np. 9-9-1, 12-12-1) dostarczają wyników podobnych jak sieci o znacznie większej liczbie neuronów. Biorąc pod uwagę problemy praktycznej implementacji, tj. obciążenie procesora realizującego neuronowe przetwarzanie sygnałów, jest to sytuacja korzystna. Dla skutecznej realizacji postawionego zadania wystarczy bowiem zasymulować sieć np. 19-neuronową (9-9-1), z czym nie będą miały najmniejszego problemu dostępne obecnie na rynku procesory sygnałowe o średnich parametrach.



Tabela 8.3. Średnia efektywność klasyfikacji (procentowa ilość błędnych decyzji) dla różnych SSN  
 Table 8.3. Mean classification efficiency (percentage of wrong decisions) for various ANNs

| Wielkość<br>sieci<br>neuronowej | Rodzaj sygnału wejściowego |        |     |     |      |      |
|---------------------------------|----------------------------|--------|-----|-----|------|------|
|                                 | $\Delta\omega$             | Arg(Z) | P   | Q   | R    | X    |
| 3-3-1                           | 1,8                        | 1,8    | 6,6 | 5,2 | 11,7 | 19,1 |
| 6-6-1                           | 1,8                        | 1,5    | 4,2 | 2,9 | 9,3  | 15,3 |
| 9-9-1                           | 1,5                        | 1,7    | 3,1 | 2,3 | 10,4 | 15,9 |
| 12-12-1                         | 2,0                        | 1,5    | 3,1 | 2,2 | 8,2  | 12,8 |
| 15-15-1                         | 1,5                        | 1,5    | 2,6 | 2,2 | 8,3  | 14,0 |
| 18-18-1                         | 1,4                        | 1,5    | 2,6 | 1,4 | 9,3  | 11,6 |
| 21-21-1                         | 1,5                        | 1,5    | 2,9 | 2,2 | 8,6  | 13,4 |
| 24-24-1                         | 1,4                        | 1,4    | 2,6 | 1,8 | 8,6  | 13,4 |
| 27-27-1                         | 1,4                        | 1,7    | 2,3 | 2,0 | 7,9  | 11,4 |
| 30-30-1                         | 1,4                        | 1,8    | 2,6 | 1,8 | 7,8  | 10,9 |

## 8.4. BADANIE ODPORNOŚCI ROZWIĄZANIA

W celu sprawdzenia, czy opracowany neuronowy klasyfikator stanu pracy generatora ma szerzej rozumiane cechy odporności, wybrane struktury neuronowe poddano dalszemu testowaniu z wykorzystaniem sygnałów wygenerowanych w ramach dodatkowych symulacji EMTP-ATP.

Na początku przygotowano 72 przypadki zwarć niesymetrycznych jednofazowych i dwufazowych w układzie sieciowym jak na rysunku 8.1. Dla części z nich generator G1 tracił synchronizm z siecią po jednym lub kilku kolejnych poślizgach biegunów. Dwa rodzaje sieci neuronowych – o rozmiarze 6-6-1 i 18-18-1 – wyuczonych z wykorzystaniem poprzednio prezentowanych przypadków zwarć trójfazowych przetestowano dla nowo wygenerowanych zwarć niesymetrycznych. Opracowane układy detekcyjne potrafiły bezbłędnie lub niemal bezbłędnie sklasyfikować wszystkie przypadki testowe w zależności od rodzaju wektora wejściowego. Najlepsze efekty uzyskano dla sieci pobudzanych sygnałem odchyłki prędkości obrotowej generatora  $\Delta\omega$  – dla tego sygnału obie sieci popełniały dwie pomyłki dla okna czasowego o długości 0,48 s i zaledwie jedną dla okna 0,6 s, po tym czasie zaś rozpoznania były 100-procentowe. Zauważono także, że lepsze własności generalizacji zdobytej w procesie uczenia wiedzy osiągnięto dla mniejszej sieci neuronowej (6-6-1). Sieć większa (18-18-1) wydaje się wykazywać cechy przeuczenia (dokładniejszego odwzorowania wzorców uczących), co powoduje pewne problemy z rozpoznawaniem sygnałów już niewiele różniących się od prezentowanych podczas jej trenowania.

Drugą grupę 72 przypadków testowych stanowiły przypadki zwarć symetrycznych wygenerowanych w układzie sieciowym jak poprzednio, lecz dla dwóch innych ma-

szyn synchronicznych z odpowiednimi transformatorami blokowymi. Generatory G2, G3 różniły się zasadniczo od generatora G1 wielkością momentu bezwładności, który wynosił – odpowiednio –  $0,8 J_{G1}$  i  $0,4 J_{G1}$ . W wyniku analiz stwierdzono, że stopień odporności klasyfikatora mierzony ilością poprawnie podjętych decyzji dla nowych przypadków zwarciovych zależy silnie od rozbieżności parametrów mechanicznych generatorów i jest wyższy dla maszyny o inercji zbliżonej do maszyny bazowej, dla której przeprowadzone było uczenie sieci neuronowej. W przypadku generatora G2 (o inercji niewiele mniejszej od generatora G1) uzyskane wyniki klasyfikacji pozostały praktycznie niezmienione w porównaniu do testów dla maszyny bazowej. W przypadku generatora G2 dla pewnych wielkości decyzyjnych zaobserwowano natomiast kilkuprocentowy błąd klasyfikacji, jednakże i tutaj zastosowanie sygnału  $\Delta\omega$  jako wektora decyzyjnego przyniosło wyniki rozpoznawania takie jak dla maszyny G1. Dla tej grupy przypadków testowych potwierdziła się również prawidłowość lepszej generalizacji zdobytej wiedzy i odporności dla sieci neuronowej o mniejszym rozmiarze (6-6-1).

## 8.5. PORÓWNANIE Z KLASYCZNYMI UKŁADAMI DETEKCJI POŚLIZGU BIEGUNÓW I PRACY ASYNCHRONICZNEJ GENERATORA

Opracowany neuronowy układ detekcyjny w wersji z siecią o rozmiarze 9-9-1 i oknie pomiarowym o długości 320 ms porównano pod względem skuteczności działania z wybranym klasycznym zabezpieczeniem przed utratą synchronizmu generatora z grupy algorytmów impedancyjnych. Zamodelowany schemat składał się z dwóch par prostych (ang. *blindors*) oraz nadrzędnego okręgu mho na płaszczyźnie impedancji [59]. Warunki pracy asynchronicznej generatora były wykrywane przez zabezpieczenie w momencie przekroczenia przez wektor impedancji widzianej z zacisków maszyny lewej zewnętrznej prostej ograniczającej i opuszczenia okręgu mho, po czym generowany był sygnał na wyłączenie maszyny.

Tabela 8.4. Parametry czasowe klasyfikacji stanu pracy generatora  
Table 8.4. Generator state classification in time domain

| Poślizg biegunów                      | Czas [ms] |        |      |
|---------------------------------------|-----------|--------|------|
|                                       | min       | średni | max  |
| a) obserwowany                        | 420       | 660    | 1300 |
| b) wykryty (zabezpieczenie klasyczne) | 345       | 610    | 1350 |
| c) wykryty (klasyfikator neuronowy)   | 320       | 322    | 360  |

W tabeli 8.4 zebrano parametry czasowe klasyfikacji stanu pracy generatora z wykorzystaniem układu neuronowego i zabezpieczenia klasycznego. Przedstawione sta-

tystyki wskazują, że zamodelowane zabezpieczenie impedancyjne było w stanie rozpoznać poślizg biegunów maszyny na krótko przed lub bezpośrednio po tym, gdy miał on miejsce w rzeczywistości. W przeciwieństwie do tego, zaprojektowany klasyfikator neuronowy potrafił skutecznie sklasyfikować wszystkie przypadki ze zbioru testowego w przeciągu 360 ms od momentu wyłączenia zwarcia. Oznacza to, że dla większości przypadków zamiast klasycznej detekcji realizowana była predykcja stanu pracy generatora na podstawie wektora sygnałowego nie zawierającego jeszcze wielu danych o nadchodzącym poślizgu biegunów i możliwej utracie synchronizmu maszyny z resztą systemu.

## 8.6. PODSUMOWANIE

W rozdziale opisano wyniki badań dotyczących zastosowania sztucznych sieci neuronowych do detekcji poślizgu biegunów i stanu pracy asynchronicznej generatora. Uzyskane w wyniku analiz i wszechstronnej optymalizacji rozwiązania charakteryzują się wysoką skutecznością klasyfikacji oraz znacznie krótszym niż w przypadku układów klasycznych czasem rozpoznawania stanu pracy maszyny. Opracowane neuronowe układy klasyfikacyjne cechują się ponadto znaczną odpornością na zmiany parametrów generatora i warunków zwarciovych, w wyniku których generator może potencjalnie utracić synchronizm z resztą systemu.

Ewentualne dalsze prace w zakresie doskonalenia metod klasyfikacyjnych wykorzystujących sieci neuronowe mogą uwzględniać analizy dotyczące:

- wyboru innych (tradycyjnych lub niestandardowych) wzorców wejściowych dla sieci neuronowej,
- optymalizacji struktury sieci i jej parametrów,
- optymalizacji wyjściowego bloku porównania z progiem decyzyjnym,
- wprowadzenia idei rozmytych (rozwiązania hybrydowe).

## 9. WYKRYWANIE POŚLIZGU GENERATORA Z WYKORZYSTANIEM WNIOSKOWANIA ROZMYTEGO

### 9.1. WSTĘP

Problemy związane z selektywnością i szybkością zabezpieczenia generatora synchronicznego przed poślizgiem biegunów i utratą synchronizmu opisano w rozdziale 8 pracy. Opisano tam również neuronową wersję zabezpieczenia, przedstawiono uzyskane rezultaty oraz przedyskutowano zalety otrzymanego rozwiązania. Genetyczną optymalizację sieci neuronowych do zabezpieczenia generatora opisano w rozdziale 10 monografii. W tej części pracy przedstawiono natomiast zastosowanie rozmytych algorytmów wnioskowania (ang. *fuzzy inference systems*) do realizacji zabezpieczenia generatora. Mechanizm wnioskujący oparto na modelu Sugeno realizującym ważoną rozmytą sumę zmiennych wejściowych. Opisano dobór sygnałów wejściowych zabezpieczenia, uzyskaną efektywność i parametry czasowe procedury klasyfikacji stanu pracy generatora, przedyskutowano zagadnienia odporności rozwiązania, a także porównano jego działanie z klasycznym impedancyjnym algorytmem zabezpieczeniowym. Na zakończenie opisano wersję hybrydową zabezpieczenia, łączącą zalety wnioskowania rozmytego i sztucznych sieci neuronowych.

### 9.2. ROZMYTY UKŁAD WNIOSKUJĄCY – MODEL SUGENO

Przedstawione tutaj wyniki uzyskano przy zastosowaniu rozmytego układu wnioskującego według modelu Sugeno, opisanego w pracy [112]. Układ taki (rys. 9.1) składa się z następujących elementów:

- części realizującej rozmywanie, w której obliczane są (bądź odczytywane z tabelic) współczynniki przynależności poszczególnych zmiennych wejściowych do poszczególnych interwałów zmiennych rozmytych,
- bloku reguł, w którym obliczane są wartości odpowiadające „wypełnieniu” poszczególnych reguł,
- bloku wyjściowego, w którym wyznaczana jest wartość wyjściowa, będąca sumą ważoną następników poszczególnych reguł.

Układ wnioskujący Sugeno nie jest typowym układem rozmytym w tym sensie, że nie jest w nim realizowana typowa akcja defuzyfikacji, tj. obliczenia wartości nierozmytej dla rozmytych wartości pośrednich. Wewnętrzne obliczenia także nie są wykonywaniem działań rozmytych. Działanie układu Sugeno polega w istocie na wyznaczeniu wartości rozmytej średniej ważonej według zależności

$$z = \frac{w_1 y_1 + w_2 y_2 + \dots + w_n y_n}{w_1 + w_2 + \dots + w_n}, \quad (9.1)$$

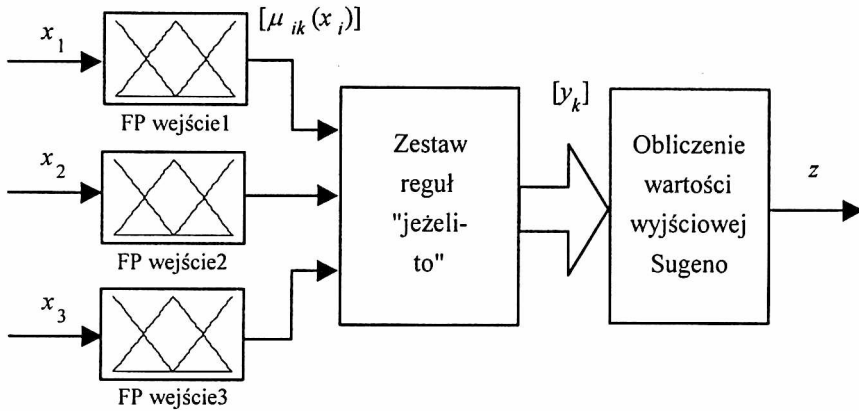
w której:

$$y_k = a_k x_1 + b_k x_2 + c_k x_3 + d_k \quad (9.2)$$

– jest następnikiem (wartością)  $k$ -tej reguły,

$$w_k = \mu_{1k}(x_1) \mu_{2k}(x_2) \mu_{3k}(x_3) \quad (9.3)$$

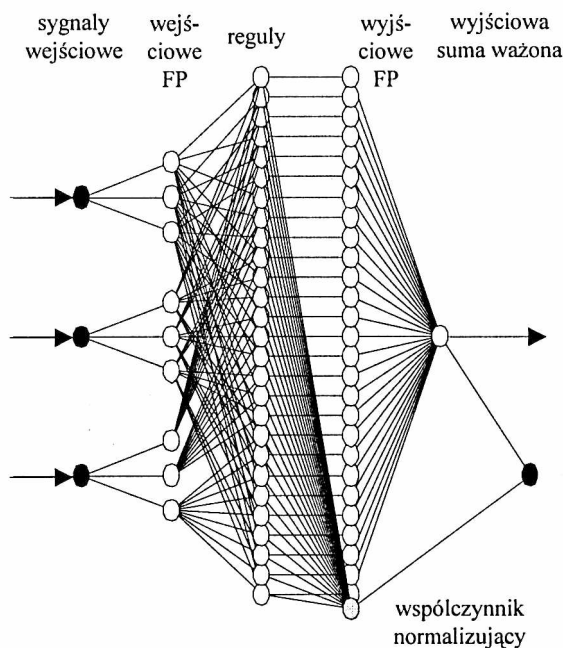
– jest współczynnikiem wagowym dla  $k$ -tej reguły, zaś  $\mu_{ik}(x_i)$  – są wartościami współczynników przynależności  $k$ -tej zmiennej wejściowej do  $i$ -tego interwału jej możliwych wartości (np.: wartość „mała”, „średnia”, „duża”).



Rys. 9.1. Schemat blokowy układu wnioskowania typu Sugeno  
Fig. 9.1. Block scheme of the Sugeno fuzzy inference system

Przygotowanie układu wnioskującego do pracy polega na określeniu postaci funkcji przynależności dla zmiennych wejściowych układu oraz wartości wszystkich współczynników równań obliczania następników reguł wnioskowania. Należy także zdefiniować, jakiej wartości na wyjściu chcemy się spodziewać dla poszczególnych klas zjawisk podlegających rozróżnianiu (tu: stan pracy normalnej generatora i utrata synchronizmu z siecią). Stosownie do tego trzeba również dobrać wartość progu klasyfikacji, tj. wartości rozgraniczającej klasy zjawisk podlegające dyskryminacji.

W związku z tym, że liczba parametrów układu wnioskującego (liczba stopni swobody) jest duża, ustawienie ich metodą „prób i błędów” może prowadzić do przypad-

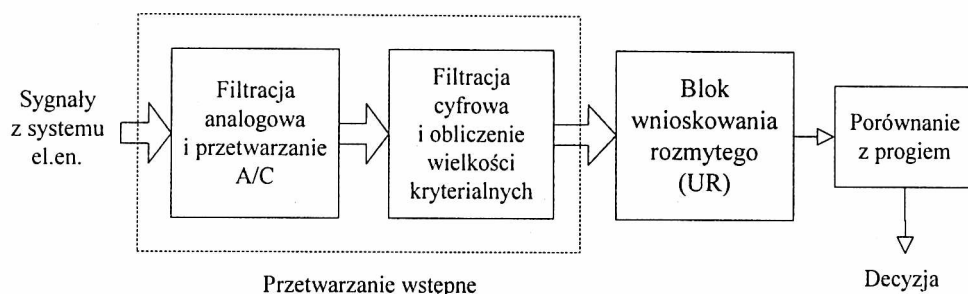


Rys. 9.2. Reprezentacja układu wnioskowania rozmytego w postaci sieci adaptacyjnej  
 Fig. 9.2. Adaptive network representation of the FIS studied

kowych wyników, a z pewnością nie do nastaw optymalnych. Racjonalne wydaje się zatem zastosowanie podejścia typowego dla sztucznych sieci neuronowych, tj. optymalizacji przez uczenie. W tym celu jednak struktura układu wnioskującego musi być przedstawiona w postaci umożliwiającej takie uczenie, np. metodą wstecznej propagacji błędów. W rozważanym przypadku wykorzystano postać znaną w literaturze [34] pod nazwą ANFIS (ang. *Adaptive Network Fuzzy Inference System*), czyli układu rozmytego wnioskowania w postaci sieci adaptacyjnej. Sieć ta przypomina strukturalnie sztuczną sieć neuronową bez sprzężeń zwrotnych (typu feed-forward), w której informacja przepływa jednokierunkowo, a poszczególne warstwy węzłów odpowiedzialne są za inne zadania. Na rysunku 9.2 pokazano przykład takiej sieci dla trzech sygnałów wejściowych przy trzech interwałach zmiennych rozmytych przyporządkowanych każdemu z tych sygnałów. Węzły w poszczególnych warstwach tej sieci są odpowiedzialne za określenie wartości współczynników przynależności dla sygnałów wejściowych, generację następników reguł wnioskowania i obliczenie ważonej sumy wyjściowej. Warstwa „output MFs” reprezentuje tutaj wektor współczynników wagowych dla poszczególnych reguł, określonych równaniem (9.3). Dodatkowo wprowadzony jest współczynnik normalizujący, którego zadaniem jest przeskalowanie wartości wag reguł wnioskowania na poziom 0–1, odniesiony do sumy wszystkich współczynników wagowych.

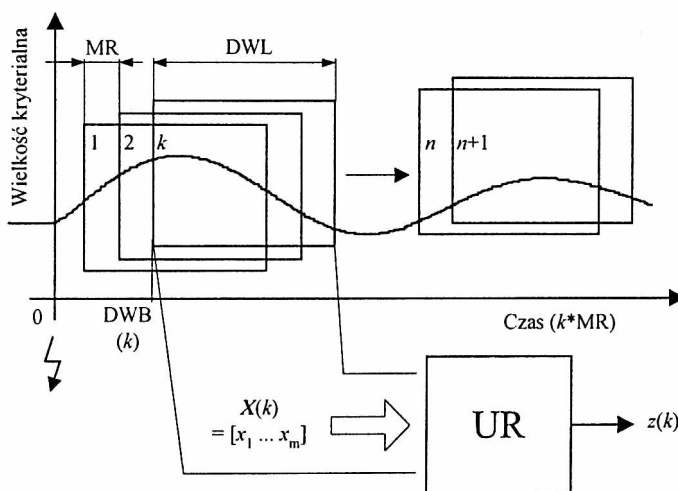
### 9.3. ZABEZPIECZENIE PRZED POŚLIZGIEM BIEGUNÓW OPARTE NA WNIOSKOWANIU ROZMYTYM

Na rysunku 9.3 przedstawiono schemat opracowanego zabezpieczenia generatora przed utratą synchronizmu z wykorzystaniem układu wnioskowania rozmytego, omówionego w poprzednim podrozdziale. Część decyzyjna zabezpieczenia realizowana jest z użyciem rozmytego układu wnioskowania (UR), na wejście którego dostarczane są zmienne decyzyjne (wielkości kryterialne), obliczone z próbek sygnałów z systemu elektroenergetycznego z wykorzystaniem odpowiednio dobranych algorytmów cyfrowego przetwarzania sygnałów. Cyfrowe filtry o parzystych i nieparzystych oknach pomiarowych dostarczają składowych ortogonalnych napięć i prądów, na bazie których wyznaczane są inne, potencjalnie użyteczne w procesie decyzyjnym, wielkości



Rys. 9.3. Struktura zabezpieczenia generatora przed utratą synchronizmu z wykorzystaniem UR

Fig. 9.3. General structure of the FIS-based OS protection



Rys. 9.4. Ilustracja idei przesuwającego okna decyzyjnego

Fig. 9.4. Data capturing with sliding decision window

kryterialne. Wektor wejściowy  $X(k)$  układu rozmytego składa się z szeregu  $m$  próbek sygnału decyzyjnego pobranych z odstępem MR (ang. *Measurement Rate*), tworzących okno decyzyjne o długości  $DWL = (m - 1) \cdot MR$  ( $DWL =$  ang. *Decision Window Length*). Początek okna decyzyjnego DWB (ang. *Decision Window Beginning*) przesuwają się względem sygnału (lub, w istocie, sygnał przesuwa się względem nieruchomego okna), przez co kolejne „zatrzaśnięte” wektory sygnału decyzyjnego mogą być dostarczone do układu wnioskowania. Ideę przesuwnego okna decyzyjnego zilustrowano na rysunku 9.4.

Układ wnioskowania rozmytego realizuje generację sygnału, którego porównanie z wartością progową daje bezpośrednią informację o aktualnym stanie pracy maszyny. Założono, że układ rozmyty powinien dostarczać na wyjściu liczbę 0,0 (lub bliską zeru) dla przypadków pracy stabilnej oraz 1,0 (lub bliską jedności) dla przypadków niestabilnych. Wartość progu klasyfikacyjnego ustawiono na poziomie 0,5.

Do uczenia przyjętej struktury układu zastosowano hybrydowy algorytm uczenia, będący połączeniem metody najmniejszych kwadratów i algorytmu wstecznej propagacji błędów. Dane uczące pochodziły z symulacji sytuacji pracy normalnej i przypadków utraty synchronizmu we fragmencie systemu elektroenergetycznego pokazanego na rysunku 8.2 (rozdział 8 pracy). Podobnie jak dla uczenia sieci neuronowych przedstawionego w poprzednich rozdziałach, wygenerowano szereg przypadków symetrycznych przemijających (wyłączanych) zwarć na jednym z torów linii równoległej L1. Część z nich, w zależności od czasu trwania zwarcia i obciążenia wstępnego generatora, prowadziła po pewnym czasie do poślizgu biegunów maszyny i utraty synchronizmu. Do testów i badań odporności opracowanego rozwiązania wygenerowano również zestaw przypadków zwarć niesymetrycznych, a także przypadków zwarć symetrycznych, ale w układzie z generatorem o innych parametrach (moce i stałe mechaniczne, generatory G2, G3, [61]).

W charakterze sygnałów decyzyjnych zbadano takie wielkości kryterialne jak: amplitudy prądów i napięć, składowe impedancji i mocy mierzonych na zaciskach maszyny oraz odchyłka prędkości kątowej generatora od wartości znamionowej. Wstępnej oceny tych wielkości dokonano na podstawie oceny statystycznej, obliczając wskaźniki odległości warunkowych rozkładów prawdopodobieństwa tych sygnałów dla sytuacji stabilnych i utraty synchronizmu [79]. W badanym przypadku nadzieję na najwyższą efektywność klasyfikacji dawał sygnał odchyłki prędkości obrotowej  $\Delta\omega$ , co potwierdziły późniejsze testy zabezpieczenia dla zestawu przypadków testowych.

Rozważono także różne wartości odstępów MR i długości okna decyzyjnego DWL, przeprowadzając optymalizację względem uzyskiwanej efektywności i szybkości procesu klasyfikacji stanu pracy generatora [64]. Najlepsze efekty otrzymano stosując 3-próbkowe okno decyzyjne ( $m = 3$ ) z odstępem  $MR = 160$  ms, co oznacza długość okna  $DWL = 320$  ms. Bezблędne rozpoznanie wszystkich przypadków testowych uzyskano wówczas po czasie 520 ms od rozpoczęcia sytuacji zwarciovych (wiersz zacieńnianowany w tabeli 9.1). Ostatnia kolumna tabeli przedstawia блęd wielkości wyjściowej bloku UR, rozumiany jako odchyłka od poprawnej, żądanej wartości (0 lub 1). Jak wi-



dać, dla wyróżnionego przypadku  $DWL = 320$  ms błąd ten jest największy, jednak jego wartość jest na tyle mała (jednocześnie odległość od progu dyskryminacji na tyle duża), że nie przeszkadza w bezbłędnej identyfikacji stanu pracy generatora.

Tabela 9.1. Czas podjęcia bezbłędnych decyzji w funkcji parametrów okna decyzyjnego  
Table 9.1. Error-free operation of the FIS-based scheme

| DWL<br>[ms] | DWB<br>[ms] | Czas podjęcia<br>decyzji<br>[ms] | Błąd względny<br>na wyjściu FIS<br>[jw.] |
|-------------|-------------|----------------------------------|------------------------------------------|
| 160         | 480         | 740                              | 0,071                                    |
| 320         | 200         | 520                              | 0,095                                    |
| 480         | 200         | 680                              | 0,073                                    |
| 640         | 120         | 760                              | 0,061                                    |
| 800         | 80          | 880                              | 0,049                                    |
| 960         | 80          | 1040                             | 0,034                                    |

Tabela 9.2. Efektywność klasyfikacji i średni błąd bloku UR w funkcji kształtu i liczby interwałów wejściowych funkcji przynależności (FPI)

Table 9.2. FIS efficiency and average output error vs. MF shape and number of terms (FPI)

| Kształt FP    | Efektywność [%] |         |         | Błąd średni FIS [jw.] |         |         |
|---------------|-----------------|---------|---------|-----------------------|---------|---------|
|               | FPI = 2         | FPI = 3 | FPI = 4 | FPI = 2               | FPI = 3 | FPI = 4 |
| trójkątny     | 98,9            | 99,1    | 99,1    | 0,100                 | 0,084   | 0,069   |
| trapezowy     | 96,0            | 99,1    | 99,5    | 0,116                 | 0,080   | 0,039   |
| dzwonowy      | 98,8            | 99,3    | 99,4    | 0,094                 | 0,071   | 0,052   |
| krzywa Gaussa | 99,1            | 99,1    | 99,3    | 0,090                 | 0,077   | 0,058   |
| typu pi       | 95,4            | 99,1    | 99,1    | 0,132                 | 0,084   | 0,043   |
| sigmoidalny   | 97,0            | 99,1    | 99,4    | 0,116                 | 0,073   | 0,052   |

W tabeli 9.2 pokazano wyniki badań optymalizacyjnych bloku UR ze względu na postać wejściowych funkcji przynależności oraz liczbę interwałów zmiennych rozmytych. Wyniki badań omówionych wyżej dotyczyły układu z trójkątnymi funkcjami FP oraz trzech interwałów zmiennych rozmytych. Zmniejszenie ilości interwałów do dwóch powoduje 25–50% zwiększenie błędu wielkości wyjściowej układu wnioskowania i, co za tym idzie, wzrost błędnych decyzji przy klasyfikacji stanu pracy maszyny, do 3,5% – w zależności od postaci zastosowanych funkcji FP. Z kolei, zwiększenie ilości interwałów do czterech nie przynosi już znaczącej poprawy funkcjonowania bloku wnioskowania. Stosowanie  $FPI = 4$  nie jest również uzasadnione ze względu na wielokrotne zwiększenie nakładu obliczeniowego przy implementacji algorytmu (w stosunku  $4^3$  do  $3^3$ , czyli 2,4-krotnie), niewspółmierne z uzyskiwanymi rezultatami. Spośród przebadanych postaci funkcji przynależności najlepsze wyniki otrzymano dla funkcji Gaussa, uzyskując wysoką efektywność klasyfikacji praktycznie niezależnie od liczby interwałów zmiennych rozmytych.

## 9.4. ANALIZA ODPORNOŚCI ROZWIĄZANIA I BADANIA PORÓWNAWCZE

W tabeli 9.3 przedstawiono wyniki badań bloku wnioskowania dla przypadków zwarć niesymetrycznych oraz zwarć symetrycznych w układzie sieciowym jak na rys. 8.2, lecz dla dwóch innych generatorów [61]. Uzyskane wyniki dowodzą odporności zaprojektowanego układu zabezpieczeniowego. Efektywność klasyfikacji dla obu zestawów przypadków testowych (kolumny b, c w tabeli 9.3) nieznacznie spadła (o ok. 1–3%), przy czym większą odporność obserwuje się dla rozwiązań z dłuższym oknem decyzyjnym, co można tłumaczyć przetwarzaniem zwiększonej ilości informacji o rozwoju sytuacji w systemie po wyłączeniu zwarcia.

Tabela 9.3. Wyniki badań odporności rozwiązania – efektywność klasyfikacji dla:

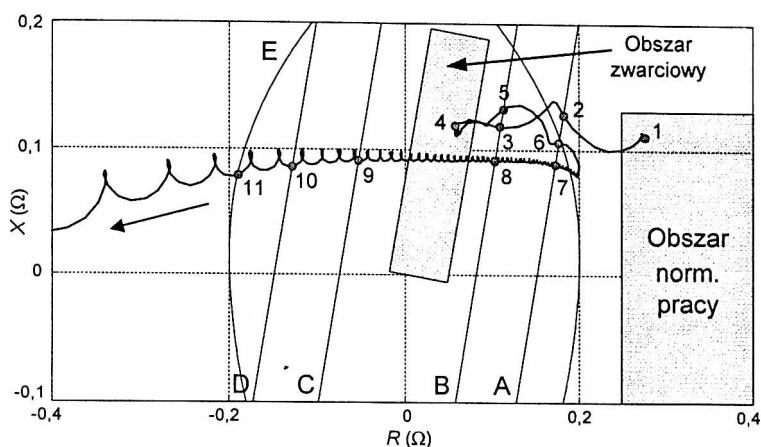
- a) wzorców uczących, b) przypadków ze zvarciami niesymetrycznymi,  
c) przypadków testowych dla innych generatorów

Table 9.3. Robustness studies – average classification efficiency; results for testing with:

- a) training patterns, b) unsymmetrical fault cases,  
c) signals for other synchronous machines

| Wektor<br>wejściowy<br>$X(k)$         | DWL<br>[ms] | Efektywność [%] |      |      |
|---------------------------------------|-------------|-----------------|------|------|
|                                       |             | a)              | b)   | c)   |
| próbki<br>$\Delta\omega$ ,<br>$m = 3$ | 320         | 99,1            | 95,7 | 96,0 |
|                                       | 560         | 99,3            | 96,5 | 97,3 |
|                                       | 800         | 100,0           | 99,1 | 98,7 |

Proponowane rozwiązanie zabezpieczenia z wykorzystaniem bloku wnioskowania rozmytego porównano pod względem efektywności klasyfikacji oraz szybkości podejmowania decyzji z klasycznym impedancyjnym algorytmem zabezpieczeniowym [29]. Charakterystyka tego zabezpieczenia (rys. 9.5) składa się z krzywej mho (E) oraz zestawu dwóch ograniczników (zewnętrznego A–D i wewnętrznego B–C). Rozpoznanie sytuacji poślizgu i utraty synchronizmu następuje poprzez stwierdzenie, że trajektoria impedancji zmierzonej na zaciskach generatora przeszła przez obszar A–D, przy czym czas przejścia pomiędzy prostymi A i B jest znacznie większy od wartości typowej dla okresu zwarcia. W przypadku pokazanym na rysunku różnica  $t_3 - t_2$  wynosiła ok. 7 ms, natomiast różnica  $t_8 - t_7$  była równa 160 ms. Wystąpiło tutaj zatem kołysanie mocy, które po pewnym czasie rozwinęło się w sytuację niestabilną, czego dowodzi przejście trajektorii impedancji do drugiej ćwiartki i przecięcie zewnętrznego ogranicznika D (punkt 10,  $t_{10} - t_4 = 660$  ms). W niektórych rozwiązaniach poślizg biegunów stwierdza się po wyjściu trajektorii z obszaru ograniczonego krzywą mho (punkt 11). Warto przy okazji zwrócić uwagę na rosnące cykliczne zawirowania na



Rys. 9.5. Charakterystyka standardowego impedancyjnego zabezpieczenia przed utratą synchronizmu  
Fig. 9.5. Standard impedance-based OS detection scheme

Tabela 9.4. Wyniki badań porównawczych zabezpieczenia standardowego (STD) i rozmytego (UR)  
Table 9.4. Operation parameters of the standard (STD) and FIS schemes

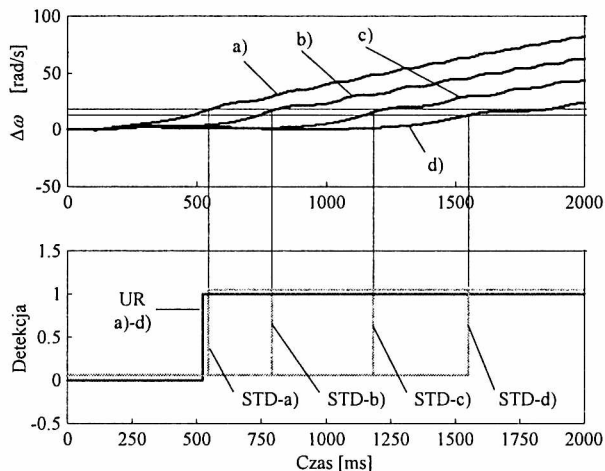
| Poślizg biegunów i jego detekcja | Czas min. [ms] | Czas średni [ms] | Czas max. [ms] |
|----------------------------------|----------------|------------------|----------------|
| Wystąpienie poślizgu biegunów    | 620            | 860              | 1500           |
| Detekcja – algorytm STD          | 545            | 810              | 1580           |
| Detekcja – algorytm UR           | 440            | 505              | 520            |

trajektorii impedancji. Są one efektem oscylacji pomiarowych, związanych ze zwiększającą się niedokładnością filtracji przy wzroście częstotliwości sygnału mierzonego podczas przyspieszania generatora.

W tabeli 9.4 zebrano statystyczne wyniki badań porównawczych algorytmów zabezpieczenia impedancyjnego i opartego na wnioskowaniu rozmytym dla wszystkich przygotowanych przypadków testowych. W zależności od obciążenia wstępnego maszyny i czasu trwania zwarcia pierwszy poślizg biegunów obserwowany był w przedziale czasowym 620–1500 ms po rozpoczęciu zwarcia. Wyniki zebrane w tabeli wskazują, że standardowy algorytm potrafił wykryć poślizg biegunów na krótko przed lub zaraz po tym, gdy zdarzenie to rzeczywiście miało miejsce. Algorytm z wnioskowaniem rozmytym wykrywał nadchodzący poślizg z wyprzedzeniem, dokonując klasyfikacji stanu pracy maszyny w czasie 440–520 ms, czyli w najgorszym przypadku nawet o sekundę wcześniej niż algorytm standardowy.

Na rysunku 9.6 pokazano odpowiedź obu porównywanych algorytmów zabezpieczeniowych dla czterech wybranych przypadków utraty synchronizmu z siecią. Wykres odchyłki prędkości kątowej generatora ilustruje szybsze lub wolniejsze przyspieszanie maszyny po wyłączeniu zwarcia, w zależności od warunków przedzwarciovych

i czasu trwania zwarcia. Zaproponowane zabezpieczenie rozmyte potrafiło przewidzieć nadchodzący poślizg biegunów po czasie 520 ms we wszystkich rozważanych przypadkach. Algorytm standardowy był w stanie wykryć poślizg dopiero wówczas, gdy odchyłka prędkości kątowej maszyny wynosiła 15–20 rad/s (co odpowiada zmianie częstotliwości o 2,4–3,2 Hz).

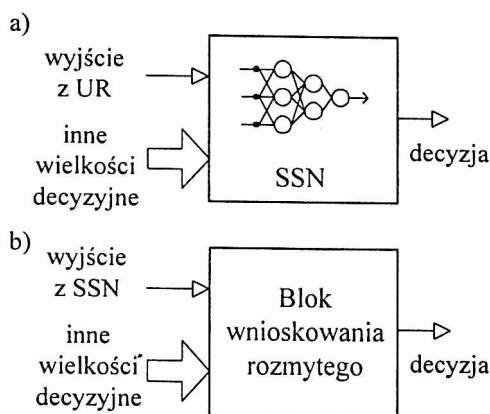


Rys. 9.6. Odpowiedź zabezpieczenia impedancyjnego (STD) i rozmytego (UR) dla wybranych przypadków symulacyjnych: a) silne zwarcie, wysokie obciążenie przedzwarcia, b) średnie obciążenie generatora, c) niskie obciążenie maszyny, d) przypadek z SPZ

Fig. 9.6. Response of FIS-based (UR) and standard (STD) OS protection for chosen simulation cases:  
a) severe fault, high pre-fault load, b) middle pre-fault load, c) low pre-fault load,  
d) case with autoreclosure

## 9.5. ROZWIĄZANIE HYBRYDOWE

W ramach prowadzonych badań opracowano także wersję hybrydową zabezpieczenia generatora przed poślizgiem biegunów i utratą synchronizmu [65]. Rozważono dwie kaskadowe struktury neuronowo-rozmyte pokazane na rysunku 9.7. W pierwszej z nich (rys. 9.7a) układ wnioskowania rozmytego używany był jako preprocesor sygnałów wejściowych, a dopiero jego wyjście było sygnałem wejściowym dla sztucznej sieci neuronowej, dokonującej ostatecznej klasyfikacji stanu pracy generatora. Możliwa jest także struktura z siecią neuronową na wejściu, gdzie końcowa decyzja podejmowana jest przez układ wnioskowania rozmytego (rys. 9.7b). W obu przypadkach, oprócz sygnału z bloku wstępnego przetwarzania (UR lub SSN), do części klasyfikującej mogą być doprowadzone także inne sygnały decyzyjne. Ich liczba, charakter i przesunięcie w czasie powinny być przedmiotem szczegółowych badań optymalizacyjnych dla użycia struktury o najwyższej efektywności i możliwie krótkim czasem klasyfikacji.

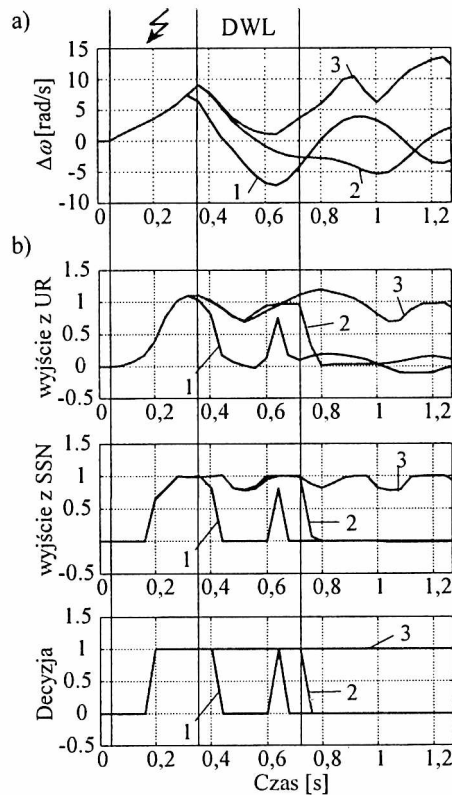


Rys. 9.7. Badane struktury hybrydowe: a) UR – SSN, b) SSN – UR

Fig. 9.7. Hybrid configurations studied: a) FIS – ANN, b) ANN – FIS

Wyniki testów dotyczą struktury z rys. 9.7a z układem wnioskowania rozmytego typu Sugeno opisanym wyżej oraz siecią neuronową jednokierunkową o rozmiarze 9-9-1 z sigmoidalnymi funkcjami aktywacji w warstwach wejściowej i ukrytej oraz liniowym neuronem w warstwie wyjściowej. Dodatkowym sygnałem decyzyjnym dla sieci neuronowej była bieżąca próbka sygnału odchyłki prędkości kątowej generatora  $\Delta\omega$ . Sygnały wejściowe do badań opisanej struktury autor otrzymał z firmy ABB Power Automation w Baden (Szwajcaria), która wykorzystuje te (i podobne) przebiegi do testowania własnych produktów zabezpieczeniowych.

Zalety układu hybrydowego widoczne są na rysunku 9.8, ilustrującym sygnały w układzie UR–SSN dla trzech trudnych przypadków współpracy generatora z siecią (dwóch stabilnych i jednego niestabilnego) po długim, trwającym 300 ms zwarcu symetrycznym w pobliżu generatora. Ze względu na ograniczenie miejsca sygnały pierwotne reprezentowane są tutaj tylko przez sygnał odchyłki częstotliwości  $\Delta\omega$  obliczonej z napięć fazowych zarejestrowanych na zaciskach maszyny. Można zauważyć, że w okresie odpowiadającym zwarcu układ detekcji „wzbudza się” dla wszystkich trzech przypadków testowych. Po ustąpieniu zwarcia oraz dalszych 320 ms stanu przejściowego (okres równy DWL dla układu UR), wyjście zabezpieczenia stabilizuje się wokół 0 lub 1, dostarczając poprawnej informacji o aktualnym stanie pracy generatora. Takie zachowanie układu klasyfikacyjnego wynika z uczenia bloku UR przykładami zawierającymi jedynie próbki z okresu pozwarcowego. Można również zauważyć, że dodatkowe przetwarzanie sygnału wyjściowego bloku UR przez sieć neuronową przyniosło znaczące zawężenie obszaru niepewności wokół wartości progowej klasyfikatora. Wartości wyjściowe sieci neuronowej są bliższe wymaganym zeru lub jedności, przez co warunki podejmowania decyzji są łatwiejsze, a sama decyzja bardziej wiarygodna. W rezultacie układ hybrydowy staje się bardziej odporny niż opisywane wcześniej klasyfikatory wykorzystujące tylko jedną z technik inteligentnych (UR lub SSN).



Rys. 9.8. Przykłady pracy układu UR–SSN dla przypadków testowych (1, 2 – stabilnych, 3 – utraty synchronizmu): a) sygnały wejściowe, b) sygnały pośrednie i wyjściowe układu  
 Fig. 9.8. Examples of FIS–ANN operation for test signals (1, 2 – stable cases, 3 – OS case):  
 a) input signals, b) intermediate and final outputs

## 9.6. PODSUMOWANIE

W rozdziale przedstawiono wykorzystanie algorytmu wnioskowania rozmytego do realizacji zabezpieczenia generatora przed utratą synchronizmu. Zaproponowane rozwiązanie cechuje się wysoką efektywnością i bardzo krótkim czasem podejmowania decyzji. W przeciwieństwie do standardowych impedancyjnych algorytmów zabezpieczeniowych, rozwiązanie rozmyte realizuje predykcję nadchodzącej sytuacji poślizgu biegunów, zamiast wykrywania poślizgu w ścisłym sensie. Decyzja jest podejmowana w czasie ok. 500 ms po rozpoczęciu sytuacji awaryjnej (zwarcia), przez co istnieje margines czasowy, w którym można podjąć działania ograniczające efekty ewentualnych uszkodzeń maszyny bądź uniknąć ich np. poprzez wcześniejsze, kontrolowane odłączenie generatora od sieci.

Omawiane rozwiązanie zabezpieczenia oparte jest na rozmytym systemie wnioskowania w postaci adaptacyjnej sieci jednokierunkowej. Dzięki temu wszystkie zalety układu rozmytego wsparte są zaletami wynikającymi z uczenia na przykładach uzyskanych z symulacji EMTP-ATP. Takie podejście umożliwia uniknięcie nieoptymalności przy heurystycznym doborze nastaw zabezpieczenia (rozmyte funkcje przynależności, współczynniki równań reguł itp.).

Przedstawione zabezpieczenie zostało wszechstronnie przetestowane z wykorzystaniem sygnałów pochodzących z komputerowej symulacji zjawisk przejściowych w testowym systemie przesyłowym. Potwierdzono poprawne działanie (odporność) rozwiązania dla zestawu sygnałów nie prezentowanych wcześniej w procesie uczenia układu. Pokazano także wyższość proponowanego układu nad wybranym klasycznym impedancyjnym algorytmem zabezpieczenia generatora przed poślizgiem biegunów i utratą synchronizmu.

Na przykładzie rozmyto-neuronowego układu klasyfikacyjnego przedstawionego na zakończenie rozdziału zilustrowano przewagę układów hybrydowych nad rozwiązaniami, w których stosuje się tylko jedną z technik inteligentnych. Połączenie zalet układu rozmytego i sztucznej sieci neuronowej w jeden system zwiększyło pewność podejmowania decyzji i uczyniło układ klasyfikacyjny bardziej odpornym na przypadki zwarciove nie pokazywane w procesie uczenia.

## 10. GENETYCZNA OPTIMALIZACJA STRUKTURY SIECI NEURONOWEJ DO ZABEZPIECZENIA GENERATORA

### 10.1. WSTĘP

W rozdziale ósmym monografii przedstawiono koncepcję neuronowego zabezpieczenia generatora przed poślizgiem biegunów i utratą synchronizmu z siecią. Zastosowano do tego celu trójwarstwowe sieci neuronowe o jednokierunkowym przepływie informacji z nieliniowymi funkcjami aktywacji neuronów w warstwach wejściowej i ukrytej. Liczbę warstw sieci przyjęto arbitralnie, wychodząc z założenia, że trójwarstwowa sieć z jednokierunkowym przepływem informacji (typu *feed-forward*) zdolna jest z dobrą dokładnością odwzorować dowolną nieliniową funkcję, nadaje się zatem do realizacji postawionego przed nią zadania klasyfikacji stanu pracy maszyny synchronicznej.

Rozważając problemy związane z wyborem optymalnej sieci neuronowej, należy wspomnieć, że nie istnieją niestety żadne ogólne teoretyczne czy empiryczne reguły pozwalające określić rodzaj i rozmiar sieci, zapewniającej idealną realizację postawionego zadania decyzyjnego. Od doświadczenia projektanta systemu zależy jakość opracowanego układu neuronowego mierzona ilością (odsetkiem) poprawnie podejmowanych decyzji, a także wielkością samej sieci, zakresem koniecznych operacji wstępnego przetwarzania sygnałów itp., wpływających na możliwość (łatwość) praktycznej implementacji układu. Opracowany neuronowy układ detekcyjny w wersji z siecią o rozmiarze 9-9-1 i oknie pomiarowym o długości 320 ms dobrze spełniał postawione przed nim zadanie klasyfikacyjne.

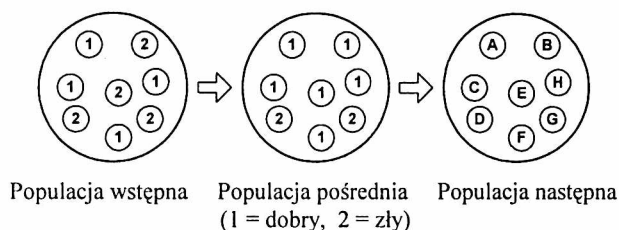
Dalsze prace w zakresie poprawy efektywności oraz możliwości technicznej implementacji klasyfikatora neuronowego zmierzały do optymalizacji struktury sieci neuronowej i jej parametrów. Wykorzystano w tym celu opisane w rozdziale 10.2 monografii algorytmy bazujące na technikach ewolucyjnych, a dokładniej – algorytmy genetyczne. Ostateczna struktura sieci neuronowej uzyskana została w procesie ewolucyjnej poprawy cech sieci tworzących optymalizowaną populację na zasadach konkurencji i dziedziczenia. Zaproponowane zasady genetyczne zaimplementowano w kodzie programowym środowiska MATLAB. Struktury sieci neuronowych w populacji wstępnej oraz kolejnych były tworzone, uczone i oceniane w pętli zamkniętej aż do spełnienia wybranych kryteriów zbieżności [77, 78, 85, 86].



## 10.2. PODSTAWY OPTIMALIZACJI GENETYCZNEJ

Jakość wyuczonej do danego zadania sieci neuronowej, mierzona resztkowym błędem średniokwadratowym na jej wyjściu (względem wartości pożądanых) oraz zdolnością do generalizacji zdobytej w procesie uczenia wiedzy jest silnie zależna od jakości przygotowanych danych uczących i testowych, ale przede wszystkim od wybranej struktury i parametrów samej sieci neuronowej. Do określenia najlepszej do rozwiązania problemu klasyfikacji stanu pracy generatora topologii sieci neuronowej wykorzystano algorytm optymalizacji genetycznej. Procedura optymalizacji rozpoczyna się od zdefiniowania populacji sztucznych organizmów, zwanych osobnikami, kodujących topologię i parametry zestawu sztucznych sieci neuronowych, które w kolejnych krokach będą podlegać genetycznym modyfikacjom.

Zasady ewolucji naturalnej zaczerpnięte z teorii Darwina, takie jak dziedziczenie, krzyżowanie, mutacja i selekcja, stosowane są względem kolejnych generacji w celu wytworzenia i poprawy cech osobników danej populacji. Selekcja do kolejnych pokoleń odbywa się stosownie do jakości poszczególnych osobników, która może być interpretowana jako zdolność przetrwania. Proces ewolucyjny zmierza do pewnego optimum, które reprezentuje „najsilniejszy” osobnik danej populacji, w tym przypadku – sieć neuronowa o najkorzystniejszej topologii.

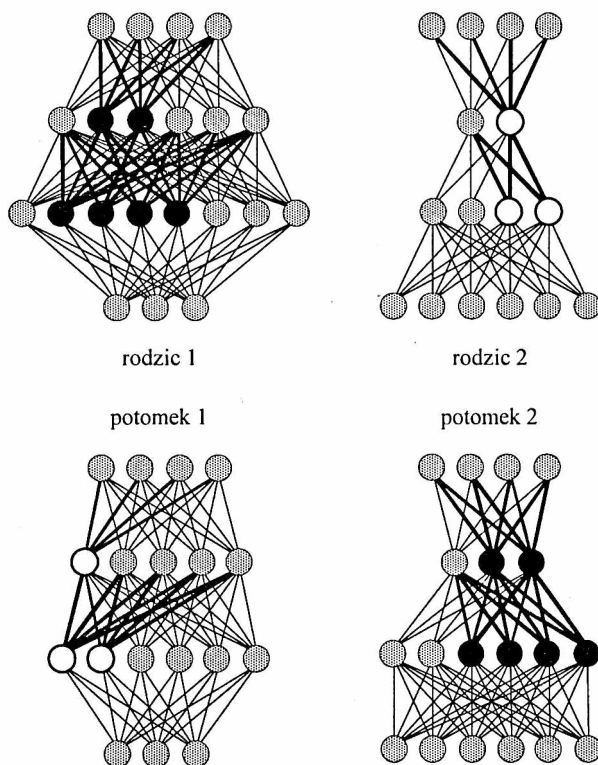


Rys. 10.1. Zasady procesu ewolucyjnego do optymalizacji struktury SSN  
Fig. 10.1. Principles of the evolutionary process to optimise a network topology

Na początku procesu genetycznego utworzona jest w sposób losowy tzw. populacja wstępna (początkowa) sztucznych sieci neuronowych. Stosownie do danego zadania, liczba neuronów w warstwach wejściowej i wyjściowej jest z góry ustalona i nie podlega zmianom. Liczba warstw ukrytych sieci, liczba neuronów w tych warstwach, a także wagi synaptyczne połączeń międzywarstwowych są wybierane losowo i podlegają modyfikacjom w procesie ewolucyjnym. Wszystkie sieci neuronowe tworzące populację są trenowane z wykorzystaniem wybranych wzorców uczących, a następnie testowane na wszystkich dostępnych przykładach uczących i testowych. Takie podejście skraca znacząco czas uczenia sieci i kładzie nacisk na przyswojenie i umiejętność generalizacji nabytej wiedzy. Po określeniu jakości poszczególnych sieci tworzona jest populacja pośrednia (przejściowa), w której osobniki o lepszych parametrach po-

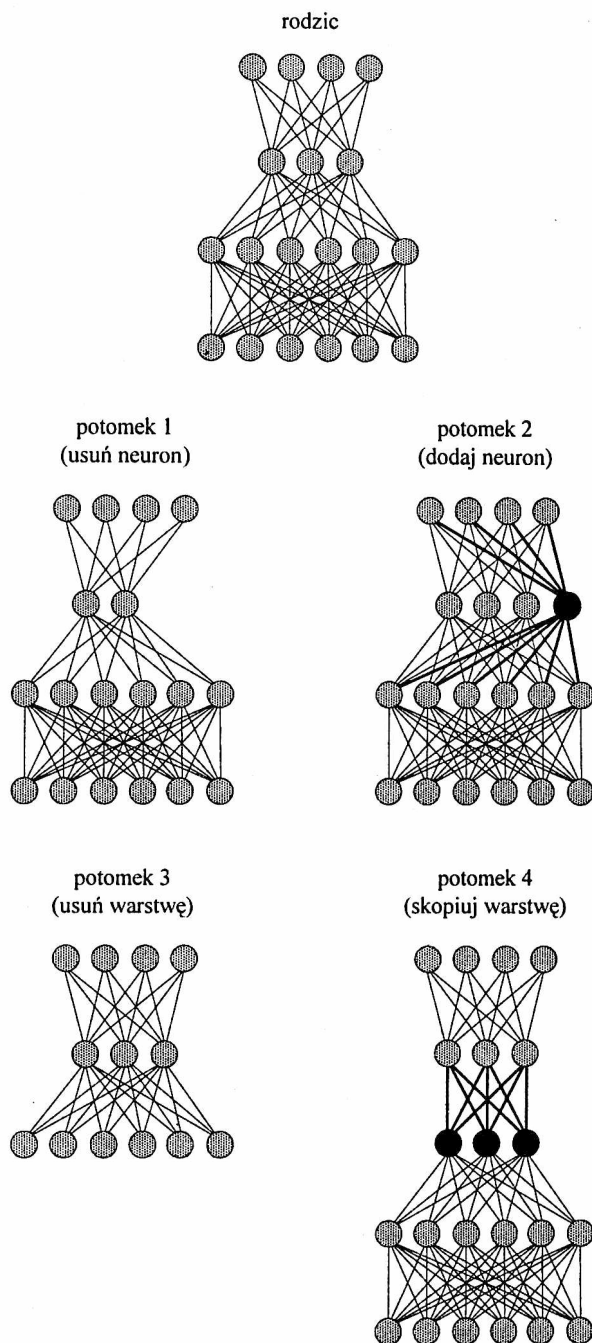
jawiają się częściej od pozostałych (rys. 10.1). Na populacji pośredniej dokonuje się z kolei operacji genetycznych, tworząc w ten sposób populację następną, należącą już do kolejnej generacji.

Jedną z najważniejszych operacji genetycznych jest operacja krzyżowania dwu osobników populacji, zwanych „rodzicami”, w celu generacji nowych osobników, zwanych „potomkami” (rys. 10.2). W odniesieniu do sieci neuronowych krzyżowanie może polegać na wymianie informacji genetycznej w postaci pojedynczych neuronów, grup neuronów lub całych warstw neuronów pomiędzy wybranymi „rodzicami”. Operacja krzyżowania jest bardzo ważna dla wytworzenia szerokiej gamy możliwych wariantów osobników i zachodzi bardzo często, szczególnie na początku procesu ewolucyjnego.



Rys. 10.2. Zastosowanie operacji krzyżowania grupy neuronów do wytworzenia nowych osobników  
Fig. 10.2. Crossover of groups of neurones to create new descendent individuals

Oprócz krzyżowania osobniki danej populacji mogą ulegać mutacjom, które zmieniają losowo wartości wybranych genów. W przypadku sieci neuronowych operacja mutacji jest związana z dodawaniem lub usuwaniem wybranych neuronów sieci. Cztery możliwe typy mutacji, przedstawione na rysunku 10.3, polegają na:



Rys. 10.3. Przykłady operacji mutacji sieci neuronowych  
Fig. 10.3. Examples of ANN mutations

usunięciu neuronu, dodaniu neuronu, usunięciu warstwy neuronów lub skopiowaniu warstwy neuronów. Prawdopodobieństwo zajścia mutacji jest z reguły stałe w procesie ewolucyjnym.

Inną ważną operacją genetyczną jest rekombinacja, która polega na utworzeniu potomka będącego idealną kopią osobnika „rodzicielskiego”. Z oczywistych względów operacja ta pojawia się coraz częściej w późniejszym etapie ewolucji, sprawiając, że najlepsze osobniki stają się dominujące w danej populacji.

Utworzona na drodze genetycznych modyfikacji nowa populacja sieci neuronowych jest ponownie uczona i testowana (oceniana). Z doświadczeń autora wynika, iż z reguły około 40 generacji wystarcza do tego, aby uzyskać populację zdominowaną przez osobniki bliskie optymalnym, tzn. (tutaj) sieci neuronowe o strukturach najwłaściwszych do realizacji postawionego zadania klasyfikacyjnego. Zazwyczaj również optymalny osobnik pojawia się już po kilku lub kilkunastu generacjach, po czym w kolejnych generacjach następuje stopniowa eliminacja osobników gorszych, czyli o mniej korzystnych właściwościach.

### 10.3. IMPLEMENTACJA ALGORYTMU GENETYCZNEGO

Zasady optymalizacji genetycznej opisane w poprzedniej sekcji zostały zaimplementowane w kodzie programowym pakietu MATLAB. Dzięki macierzowej strukturze danych programu MATLAB kodowanie cech poszczególnych osobników było łatwe i bardzo zwarte. Wszystkie sieci neuronowe danej populacji reprezentowane były przez zestaw następujących parametrów (genów):

- numer kolejnej sieci neuronowej  $k$ ,
- liczba warstw danej sieci  $l_k$ ,
- wektor rozmiarów warstw sieci (liczba neuronów w warstwach)  $R_k$ ,
- macierz wag połączeń synaptycznych  $W_k$ ,
- macierz przesunięć neuronów danej sieci  $B_k$ ,
- wartość współczynnika jakości danej sieci  $Q_k$ .

Zaproponowana procedura genetyczna zorganizowana jest według schematu blokowego pokazanego na rysunku 10.4. Populacja wstępna jak również kolejne populacje sieci neuronowych tworzone są, uczone i oceniane w pętli zamkniętej aż do momentu, gdy spełnione będzie zdefiniowane na początku kryterium selekcji (zbieżności procesu) lub gdy osiągnięta zostanie określona maksymalna liczba generacji. Warto w tym miejscu zaznaczyć, że proces uczenia sieci neuronowych (blok zaznaczony linią kropkowaną na rys. 10.4) nie musi być wykonywany w obrębie każdej pętli optymalizacyjnej, tj. dla każdej generacji SSN. Zupełnie wystarczające jest przeprowadzanie uczenia np. co drugą generację lub nawet rzadziej. Testy udowodniły, że ominięcie fazy uczenia dla części generacji przynosi znaczą-

ce skrócenie czasu procesu optymalizacji, bez istotnego pogorszenia jakości otrzymywanych rezultatów.

Populacja wyuczonych sieci neuronowych jest poddawana w każdej generacji procesowi oceny, polegającej na określeniu współczynników jakości wszystkich sieci. Do tego celu mogą być oczywiście stosowane rozmaite wskaźniki i kryteria. Niezależnie od wybranych kryteriów oceny, „najlepsze” osobnikowi populacji przypisuje się zawsze wskaźnik jakości równy jedności, „najgorsze” zaś indeks równy zeru. Aby uniknąć przypadkowego usunięcia najlepszego osobnika przy tworzeniu populacji pośredniej i wykonywaniu operacji genetycznych, sieć o współczynniku jakości równym 1,0 jest zawsze przenoszona do następnej generacji bez żadnych zmian. Innymi słowy, sieć tą wyłącza się z przeprowadzania jakichkolwiek operacji genetycznych w bieżącej pętli procesu optymalizacji.

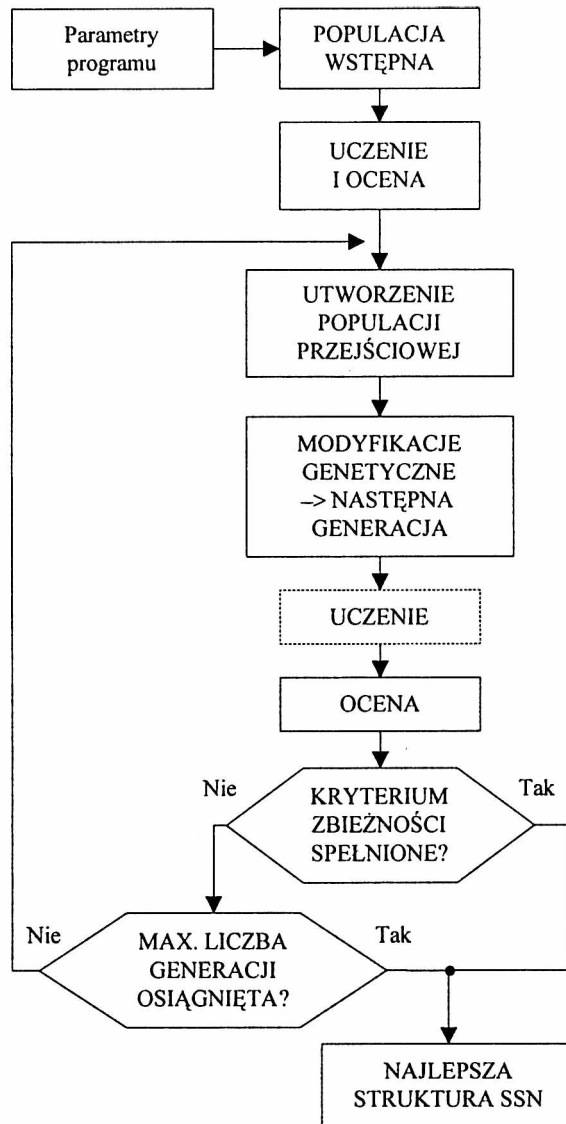
W każdym kroku procedury optymalizacji (dla kolejnych populacji SSN) przeprowadzane są odpowiednie zmiany w strukturze i parametrach genomu poszczególnych sieci stosownie do wykonywanej operacji genetycznej, w związku z czym:

- definiowane są dla każdej SSN nowe liczby warstw  $l_k$  oraz liczby neuronów  $R_k$ ,
- zmieniane są, usuwane, na nowo definiowane lub wymieniane pomiędzy wybranymi sieciami elementy odpowiednich macierzy  $W_k$  i  $B_k$ .

Wykonywanie genetycznych operacji krzyżowania i mutacji zostało ograniczone w programie do warstw ukrytych sieci neuronowych. Dodawanie nowych lub usuwanie istniejących neuronów w warstwie wyjściowej SSN jest zabronione. Przyjęto zasadę, że neurony usunięte z jednej sieci neuronowej i wprowadzone do struktury innej sieci zachowują swoje współczynniki wag synaptycznych i przesunięć (grubsze linie na rys. 10.2). Połączenia do kolejnych warstw sieci zostają odpowiednio przerwane (w przypadku usunięcia neuronu) lub na nowo zdefiniowane (w przypadku dodania neuronu), tak aby otrzymana nowa struktura sieci była w pełni połączona. Wprowadzono także ograniczenia przeciwko możliwości usunięcia ostatniego neuronu w danej warstwie (co wiązałoby się z jej likwidacją) oraz eliminacji ostatniej warstwy ukrytej.

Praca genetycznej procedury optymalizacyjnej zależy od wartości prawdopodobieństw przypisanych poszczególnym operacjom genetycznym. Dla optymalizacji struktury sieci neuronowych przyjęto następujące wartości:

- $P(\text{mutacji}) = 0,5$ ,
- $P(\text{rekombinacji}) = 0,2$ ,
- $P(\text{krzyżowania}) = 0,3$ , przy czym dla poszczególnych fragmentów SSN prawdopodobieństwa zajścia krzyżowania z ich udziałem wynoszą:
  - $\Rightarrow P(\text{warstwy}) = 0,75 \dots 0$  (liniowy spadek dla kolejnych generacji SSN),
  - $\Rightarrow P(\text{grupy neuronów}) = 0,2 \dots 0$  (liniowa zmiana jak wyżej),
  - $\Rightarrow P(\text{pojedynczego neuronu}) = 1 - P(\text{warstwy}) - P(\text{grupy neuronów})$ .



Rys. 10.4. Schemat blokowy procedury genetycznej optymalizacji struktury SSN

Fig. 10.4. Flow chart of the GA procedure for the ANN topology optimisation

Prawdopodobieństwo rekombinacji (reprodukcji) sieci neuronowych podczas tworzenia populacji pośredniej zostało ustawione proporcjonalnie do wskaźników jakości  $Q_k$  poszczególnych sieci, z normowaniem do jedności.

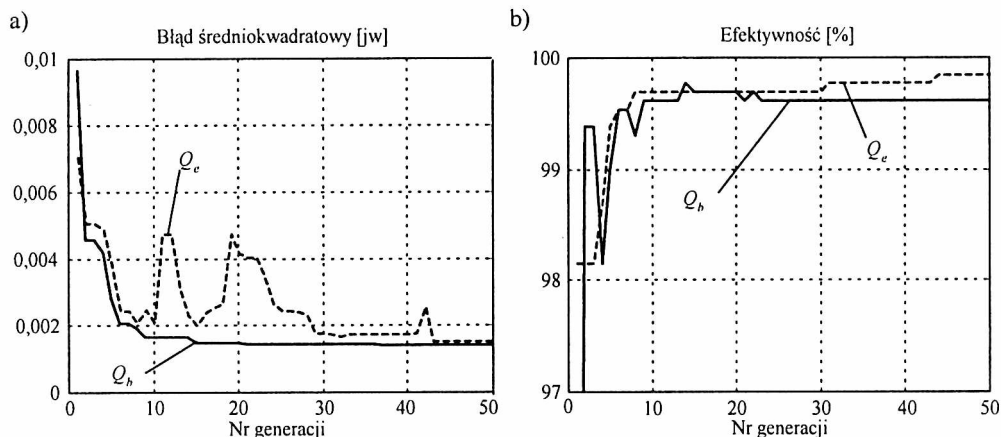
## 10.4. GENETYCZNY DOBÓR TOPOLOGII SSN DO ZADANIA KLASYFIKACJI STANU PRACY GENERATORA

Dobór topologii (struktury i rozmiaru) SSN do realizacji neuronowego zabezpieczenia generatora przed poślizgiem biegunów i utratą synchronizmu przeprowadzono zgodnie z zasadami opisanymi w rozdziale 10.3 monografii. Wyniki przedstawione poniżej otrzymano dla populacji składającej się z 20 sieci neuronowych uczonych na połowie dostępnych wzorców (zbiór uczący) i testowanych z wykorzystaniem wszystkich wzorców (zbiór testowy). Założono maksymalnie 50 generacji procesu optymalizacji. Badania przeprowadzono dla algorytmu uczenia sieci typu Levenberg–Marquardt, przy czym rozważono dwa tryby uczenia:

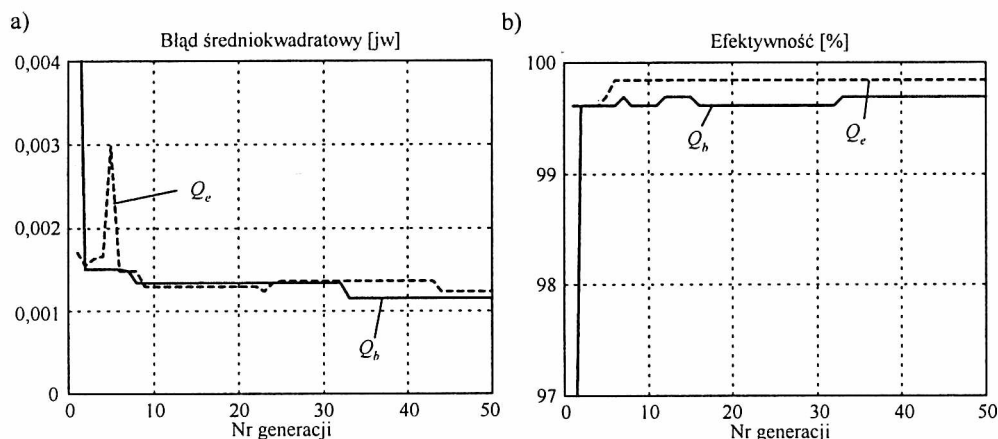
- uczenie krótkie (z pojedynczym cyklem prezentacji wzorców uczących dla każdej sieci danej populacji w każdej generacji procesu),
- uczenie dłuższe (j.w., lecz dla 25 cykli).

Sieci neuronowe tworzące populację osobników podlegających optymalizacji były oceniane z użyciem dwóch różnych wskaźników jakości, tj. średniokwadratowego błędu na wyjściu sieci  $Q_b$  (kwadrat różnicy między pożądanym i aktualnym wyjściem sieci) i wskaźnikiem efektywności  $Q_e$  (procentowa ilość właściwie rozpoznanych przypadków poślizgu i utraty synchronizmu). Stosownie do wybranego wskaźnika jakości uzyskano różne wyniki procesu genetycznej optymalizacji topologii SSN.

Prowadząc proces optymalizacji z „uczeniem krótkim” po 50 generacjach procesu otrzymano „najlepsze” sieci neuronowe o rozmiarach 6–1 oraz 3–1, odpowiednio dla wskaźników jakości  $Q_b$  i  $Q_e$ . Rysunek 6.5a pokazuje średni błąd resztkowy na wyjściu sieci dla wszystkich sieci neuronowych tworzących populację jako funkcję ilości generacji. Na rysunku 10.5b przedstawiono średnią efektywność testowania zabezpieczenia opartego na optymalizowanych sieciach neuronowych, również jako funkcję ilości generacji. Mniejsze wartości błędu resztkowego na wyjściu sieci uzyskano, prowadząc optymalizację ze wskaźnikiem  $Q_b$ , najwyższą efektywność klasyfikacji otrzymano natomiast dla sieci optymalizowanych ze wskaźnikiem  $Q_e$ . Łatwo zauważyć, że monotoniczne zmiany (wzrost/spadek) wartości błędu resztkowego i efektywności klasyfikacji towarzyszą optymalizacji prowadzonej z odpowiednim (skorelowanym) wskaźnikiem jakości. Krzywe dla wskaźnika „konkurencyjnego”, przy podobnej ogólnej tendencji zmian, wykazują liczne oscylacje i zmiany przypadkowe. Zauważono, że minimalizacja wskaźnika jakości  $Q_b$  prowadziła do wytworzenia sieci o większych rozmiarach, co nie zawsze szło w parze z dobrą zdolnością do generalizacji wiedzy. Mniejsze struktury SSN otrzymuje się z kolei w procesie optymalizacji ze wskaźnikiem  $Q_e$  przy nie zawsze minimalnych wartościach średniokwadratowego błędu resztkowego na wyjściu sieci. Jest to jeszcze jeden przykład dobrze znanego dylematu pomiędzy dobrym nauczeniem sieci a zdolnością do generalizacji wiedzy (ang. *memorisation vs. generalisation dilemma*).



Rys. 10.5. Wyniki optymalizacji dla uczenia krótkiego:  
 a) błąd średniokwadratowy, b) efektywność klasyfikacji  
 Fig. 10.5. Optimisation results for short training applied:  
 a) mean square error, b) recognition efficiency



Rys. 10.6. Wyniki optymalizacji dla uczenia dłuższego:  
 a) błąd średniokwadratowy, b) efektywność klasyfikacji  
 Fig. 10.6. Optimisation results for longer training applied:  
 a) mean square error, b) recognition efficiency

W przypadku stosowania dłuższego uczenia sieci w każdej generacji (25 cykli, krzywe na rys. 10.6) otrzymano najlepsze sieci o rozmiarach 9-7-1 oraz 8-5-1, odpowiednio dla oceny SSN ze wskaźnikiem  $Q_h$  i  $Q_e$ . Warto zauważyć, że krzywe na rysunku 10.6, zwłaszcza dla wskaźnika jakości  $Q_e$ , są bardziej gładkie niż otrzymane dla uczenia krótkiego (rys. 10.5). Jest to niewątpliwie wynikiem przeniesienia środka



ciężkości procedury optymalizacji z operacji genetycznych do bloku uczenia sieci oraz wyższych zdolności do generalizacji uzyskanych podczas lepszego, bardziej konsekwentnego i spójnego uczenia.

Porównując rysunki 10.5 i 10.6 można zauważyć, że proces optymalizacji genetycznej jest szybciej zbieżny, gdy stosuje się dłuższe uczenie. Nie oznacza to jednak, że czas optymalizacji jest wówczas krótszy (większy czas konieczny na uczenie sieci w każdej generacji). Dodatkowo uzyskane struktury SSN są większe, co utrudnia ich praktyczną implementację ze względu na rosnące nakłady obliczeniowe przy realizacji działań SSN w czasie rzeczywistym na tradycyjnych procesorach, nawet typu sygnałowego.

Zaprojektowane neuronowe zabezpieczenie generatora przed poślizgiem biegunów i utratą synchronizmu zostało wszechstronnie przetestowane z zastosowaniem sygnałów pochodzących z symulacji w programie ATP. Stwierdzono wysoką efektywność (selektywność) i krótki czas reakcji zabezpieczenia. Należy w tym miejscu zaznaczyć, że wartości efektywności pokazane na wykresach 10.5b i 10.6b odnoszą się do „średniego” osobnika całej populacji optymalizowanych sieci neuronowych. Zabezpieczenie korzystające z wybranej „najlepszej” sieci (ocenionej jako najefektywniejsza, tj. ze wskaźnikiem jakości równym 1,0) cechowało się 100-procentową selektywnością, co oznacza, że wszystkie przygotowane przypadki testowe zostały poprawnie sklasyfikowane przez SSN.

## 10.5. PODSUMOWANIE

W rozdziale opisano procedurę genetycznej optymalizacji topologii SSN do zadania klasyfikacji stanu pracy generatora synchronicznego. Zastosowanie zasad ewolucji genetycznej do problemu optymalizacji struktury sieci pozwoliło na zaprojektowanie układu klasyfikacyjnego o bardzo wysokiej efektywności i krótkim czasie reakcji. Połączenie uczenia sieci na przykładach i algorytmu genetycznego doprowadziło do rozwiązania, w którym zamiast heurystycznego wyboru parametrów (rozmiaru) SSN uzyskano topologię sieci zoptymalizowaną do danego zadania względem wybranych wskaźników jakościowych.

Należy w tym miejscu zaznaczyć, że przedstawione w rozdziale zasady ewolucyjne mają bardziej uniwersalny charakter i mogą być stosowane do rozwiązywania dowolnych problemów technicznych wymagających optymalizacji. Można sobie z łatwością wyobrazić wykorzystanie przedstawionej procedury genetycznej (po odpowiednich modyfikacjach) do optymalizacji nastaw układów opartych na logice rozmytej, ale także do innych celów optymalizacyjnych w szeroko rozumianych układach automatyki elektroenergetycznej.

## 11. OSIĄGNIĘCIA AUTORA ROZPRAWY

### 11.1. WNIOSKI SZCZEGÓŁOWE

Opisane w pracy rozważania ogólne na temat idei i narzędzi inteligentnych, przykłady ich zastosowania w rozwiązywaniu problemów zabezpieczeniowych oraz przedstawione badania i testy upoważniają do sformułowania następujących wniosków szczegółowych:

- Opracowane procedury adaptacji algorytmów pomiarowych do zmian częstotliwości sygnału pozwalają na dokładniejszy niż z wykorzystaniem algorytmów standardowych pomiar wielkości kryterialnych zabezpieczeń (amplitudy, składowych impedancji, częstotliwości, składowych symetrycznych) w warunkach dynamicznych, szczególnie podczas znacznych odchyłek częstotliwości sygnałów od wartości znamionowej.
- Opracowane zostały podstawy teoretyczne takich algorytmów oraz ich postać szczegółowa, przy czym analizie poddano algorytmy pomiarowe z wykorzystaniem tradycyjnych filtrów o skończonej odpowiedzi impulsowej. Dzięki adaptacyjnemu dopasowaniu charakterystyk filtrów oraz współczynników równań pomiarowych do zmierzonej częstotliwości algorytmy te pozostają selektywne dla częstotliwości podstawowej, a jednocześnie możliwy jest pomiar w szerokim zakresie częstotliwości, praktycznie od zera do 50 Hz i wyżej. Na opracowane adaptacyjne algorytmy szerokopasmowego pomiaru wielkości kryterialnych (amplituda, impedancja, częstotliwość) autor uzyskał w ostatnim czasie trzy krajowe patenty [75, 110, 111].
- Zaproponowane metody adaptacyjnego pomiaru wielkości kryterialnych (w odniesieniu do amplitudy sygnału) zaimplementowano z powodzeniem w czasie rzeczywistym na dostępnym w handlu prostym procesorze sygnałowym, dowodząc w ten sposób możliwości ich praktycznej realizacji we współczesnych zabezpieczeniach elektroenergetycznych.
- Opracowana procedura adaptacji charakterystyki różnicowej zabezpieczenia generatora pozwala na poprawną stabilizację w przypadkach zwarć zewnętrznych, którym towarzyszy nasycenie przekładników prądowych od składowej aperiodycznej prądu. Adaptacja ta polega na przejściowym „odczuleniu” zabezpieczenia na czas przewidywalnego nasycenia przekładników prądowych poprzez przesunięcie w górę lub zmianę nachylenia odcinka stabilizowanego charakterystyki. Stopień modyfikacji charakterystyki różnicowej jest wyznaczany on-line na podstawie spodziewanej wielkości prądu różnicowego związanego z głębokością nasycenia przekładników.
- W procedurze adaptacji charakterystyki różnicowej zabezpieczenia korzysta się z zależności określających czasy spodziewanego wejścia i wyjścia przekładników

w/z nasycenia, opartych na danych znamionowych przekładnika i zmierzonych wartościach amplitudy składowej podstawowej i parametrów składowej aperiodycznej prądu zwarciovego. Interpolacja wyników pomiarów na sygnałach uzyskanych z symulacji pracy przekładników doprowadziła do empirycznych zależności określających poziom spodziewanego prądu różnicowego. Zależności te zweryfikowano na sygnałach z rejestratorów sieciowych, otrzymanych od partnera przemysłowego.

- Problemy adaptacji w części decyzyjnej zabezpieczenia różnicowego generatora zostały rozwiązane w sposób kompleksowy. Opracowano ideę procedury adaptacyjnej, a także wszystkie niezbędne algorytmy pomiarowe. Przeprowadzono wszechstronne testowanie rozwiązania zarówno z użyciem sygnałów pochodzących z symulacji, jak i przypadków rzeczywistych. Wykazano w ten sposób istotną poprawę stabilizacji i związane z tym zwiększenie selektywności zabezpieczenia.
- Zastosowanie neuronowych układów klasyfikacyjnych oraz rozmytych układów wnioskujących pozwala na szybsze i bardziej selektywne podejmowanie decyzji dotyczących stanu chronionego przez zabezpieczenie obiektu. W przypadku zabezpieczenia generatora synchronicznego od poślizgu biegunów i utraty synchronizmu uzyskano doskonałą selektywność funkcji zabezpieczeniowej oraz bardzo krótki czas detekcji zdarzenia poślizgu. Dla wielu przypadków można mówić o predykcji nadchodzącego poślizgu (zamiast tradycyjnej detekcji), z zapasem od 500 ms do 1 s, co pozwala na kontrolowane wyłączenie maszyny i zmniejszenie naprężeń mechanicznych i cieplnych w generatorze. Wygenerowane przypadki symulacyjne potwierdziły odporność rozwiązania wobec zmiany warunków obciążenia i parametrów zwarcia.
- W przypadku układu wnioskowania rozmytego, zaprezentowanego w rozdziale 9, dzięki wybranej sieciowej strukturze sterownika typu ANFIS możliwe było dostrajanie kształtu i parametrów funkcji przynależności poprzez uczenie na przykładach (podobnie jak dla sieci neuronowych), dzięki czemu uniknięto nieoptymalności przy tradycyjnym heurystycznym sposobie ich projektowania.
- Najlepsze efekty (w sensie selektywności i szybkości działania zabezpieczenia) uzyskano w przypadku zastosowania opisanych rozwiązań hybrydowych, łączących w jednym układzie zalety poszczególnych technik inteligentnych, często przy wyeliminowaniu wad każdej z nich. Testowanie układu neuronowo-rozmytego udowodniło jego najwyższą selektywność i poprawność pracy także dla sygnałów rzeczywistych, które nie były wykorzystywane podczas uczenia układu.
- Zaproponowana metoda optymalizacji zabezpieczenia neuronowego z użyciem procedury genetycznej pozwala na szybkie i skuteczne rozwiązywanie problemów z projektowaniem i nastawianiem funkcji zabezpieczenia. W pracy pokazano to w odniesieniu do problemu wyboru struktury i uczenia sieci neuronowej do zabezpieczenia generatora synchronicznego przed utratą synchronizmu. Efektem zastosowania przedstawionych w pracy zasad optymalizacji genetycznej było uzyskanie

sieci neuronowych o małej liczbie neuronów, wahającej się od kilku do kilkunastu, rozłożonych w dwóch lub trzech warstwach, w zależności od przyjętego wskaźnika jakości. Stwarza to bardzo dobre warunki technicznej implementacji tych sieci na tradycyjnych procesorach, bez konieczności stosowania drogich układów wieloprocessorowych czy specjalizowanych chipów neuronowych.

## 11.2. OSIĄGNIĘCIA NAUKOWE

Za najistotniejsze i jednocześnie oryginalne naukowo osiągnięcia autor uważa:

- zebranie, uporządkowanie i podział różnorodnych idei adaptacyjnych, które mogą być wykorzystane w usprawnianiu i poprawie cech funkcjonalnych zabezpieczeń cyfrowych,
- opracowanie procedury adaptacji częstotliwościowej dla całej rodziny algorytmów pomiaru wielkości kryterialnych, zapewniającej wysoką dokładność pomiaru w szerokim zakresie zmian częstotliwości, przy zachowaniu selektywnego charakteru estymatorów wobec składowych zakłóceń,
- opracowanie nowej adaptacyjnej procedury podejmowania decyzji dla zabezpieczenia różnicowego generatora, zapewniającej skuteczniejszą stabilizację dla bliższych zwarć zewnętrznych niż tradycyjnie stosowane rozwiązania,
- porównanie cech funkcjonalnych, wad i zalet różnych technik sztucznej inteligencji w kontekście ich wykorzystania w automatyce elektroenergetycznej,
- zastosowanie sztucznych sieci neuronowych i układów wnioskowania rozmytego do realizacji funkcji ochrony generatora przed poślizgiem biegunów i utratą synchronizmu, pozwalających na wczesne wykrycie lub predykcję zbliżającego się stanu pracy asynchronicznej maszyny,
- opracowanie i przetestowanie oryginalnej metody genetycznej optymalizacji struktury sztucznych sieci neuronowych, zapewniającej wyłonienie optymalnej struktury sieci do danego zadania, stosownie do zdefiniowanego wskaźnika jakości (wartość błędu na wyjściu sieci, efektywność klasyfikacji).

Opracowane rozwiązania dotyczą zastosowań metod i algorytmów adaptacyjnych i inteligentnych głównie do zabezpieczeń generatora synchronicznego. Stanowią zatem kompleksowe i szerokie spojrzenie na różne zjawiska towarzyszące pracy generatora w rozmaitych stanach jego pracy, takich jak:

- rozruch lub zmiana trybu pracy generatora (maszyny odwracalne), którym towarzyszy zmiana częstotliwości sygnałów w szerokim zakresie (tradycyjne algorytmy zabezpieczeniowe blokowane są w tym czasie ze względu na znaczną niedokładność pomiaru wielkości kryterialnych),
- poślizg biegunów generatora i możliwa utrata synchronizmu z siecią, wywołane zwarciami zewnętrznymi (uzyskano poprawę szybkości identyfikacji stanu generatora),

- bliskie zwarcia zewnętrzne, którym towarzyszy prąd zwarciovowy ze składową aperiodyczną o znacznej stałej czasowej (wywołujące działania nadmiarowe zabezpieczenia różnicowego w przypadku tradycyjnie nastawionego odcinka stabilizacji charakterystyki różnicowej).

Koncentracja na problemach zabezpieczeniowych generatora nie oznacza, że opracowane rozwiązania nie mogą być wykorzystane do ochrony innych obiektów w systemie elektroenergetycznym. Za szczególnie uniwersalne autor uważa adaptacyjne szerokopasmowe algorytmy pomiaru wielkości kryterialnych, a także metodę genetycznej optymalizacji struktury sieci neuronowych, które mogą być trenowane i optymalizowane do dowolnego zadania, także spoza dziedziny automatyki elektroenergetycznej.

Autor wyraża przekonanie, że opisane w pracy idee, metody i szczegółowe rozwiązania w pełni uzasadniają postawioną na początku monografii tezę, iż **zastosowanie metod i technik inteligentnych w istotny sposób poprawia jakość oraz parametry funkcjonalne zabezpieczeń elektroenergetycznych**. Zaproponowane metody i środki inteligentne związane z ideą adaptacyjności i technikami sztucznej inteligencji w znaczący sposób kształtują właściwości zabezpieczeń elektroenergetycznych we wszystkich wyróżnionych aspektach funkcjonalnych. Wpływają one na poprawę dokładności i szybkości procesu pomiarowo-decyzyjnego, a w konsekwencji na zwiększenie selektywności i poprawę niezawodności zabezpieczeń elektroenergetycznych.

Praca niniejsza, ze względu na liczbę i różnorodność zadań realizowanych przez współczesne zabezpieczenia cyfrowe, nie dostarcza oczywiście wyczerpującej recepty ani gotowego antidotum na wszystkie problemy zabezpieczeniowe dotyczące wszystkich możliwych obiektów i sytuacji awaryjnych. Przedstawione idee oraz opisane przykłady inteligentnych układów pomiarowych i decyzyjnych można jednak wykorzystać do usprawnienia innych algorytmów zabezpieczeniowych, które w obecnej formie mogą prowadzić do nieselektywnych lub zbyt późnych decyzji w wielu nieprzewidywalnych, zmieniających się warunkach systemowych.

## 12. PODSUMOWANIE

Przedstawione w pracy idee adaptacyjne i techniki sztucznej inteligencji stanowią próbę odpowiedzi na problemy współczesnych cyfrowych zabezpieczeń elektroenergetycznych. Omówione zasady i obszary możliwej adaptacji oraz opisane przykłady zastosowania narzędzi inteligentnych wnoszą istotny wkład w rozwój automatyki elektroenergetycznej.

O ile sama idea adaptacji i jej techniczna implementacja do realizacji wielu funkcji zabezpieczeniowych nie budzi kontrowersji i jest z reguły akceptowana przez użytkowników, o tyle zastosowanie technik sztucznej inteligencji napotyka ciągle jeszcze poważny „opór materii”. Wynika to z całą pewnością z niepełnego zrozumienia ich działania oraz z obawy, że rozwiązania AI, mając charakter „czarnej skrzynki”, nie będą w stanie poprawnie reagować na wszystkie przewidywalne i nieprzewidywalne sytuacje zwarciove w systemie. Techniki te są, rzecz jasna, tylko pewnego rodzaju narzędziami i ich właściwa praca zależy od doświadczenia i wysiłku projektanta zabezpieczenia w przygotowaniu układu inteligentnego do danego zadania. Wyznaczenie i optymalizacja funkcji przynależności dla układu rozmytego czy właściwe wytrenowanie sieci neuronowych wymaga przygotowania bardzo wielu różnorodnych przypadków treningowych oraz testowych i jest czasochłonna. Nie sposób również wygenerować w sposób symulacyjny, a tym bardziej zebrać z rejestratorów sygnały dla wszystkich możliwych sytuacji systemowych. Jednakże przez odpowiedni wybór przypadków, nałożenie swoistego rastra na przestrzeń możliwych zdarzeń zapewnia, że względu na zdolność układów rozmytych i sieci neuronowych do generalizacji wiedzy, poprawną pracę zabezpieczenia dla znakomitej większości przypadków.

Techniki i narzędzia inteligentne nie są oczywiście remedium na wszystkie problemy i należy je projektować i stosować z rozwagą. Wypada jednak podkreślić, że większość znanych, akceptowanych algorytmów standardowych ma również pewne wady i ograniczenia, które nie pozwalają na osiągnięcie 100-procentowej selektywności dla wszystkich przypadków zwarciowych. Dla przykładu – kryteria nadprądowe czy podimpedancyjne nie są w stanie poprawnie rozpoznać i zlokalizować zwarcie przez dużą rezystancję przejścia, co nie znaczy, że są to kryteria niekompletne czy niepełnowartościowe. Układów opartych na SSN nie można, w rzeczy samej, wytrenować, ani nawet sprawdzić ich działania dla wszystkich możliwych przypadków, co nie oznacza, że są to układy całkowicie nieprzewidywalne. Są one, zdaniem autora, nie gorszym, a dla wielu przypadków nawet lepszym i dokładniejszym modelem rzeczywistości niż standardowe kryteria zabezpieczeniowe. Ich szczególne zalety ujawniają się w przypadkach, gdy model analityczny analizowanych zjawisk nie istnieje lub jest tak skomplikowany, że korzystanie z tego modelu w trybie on-line jest niewykonalne ze względów numerycznych.

Perspektywy dalszych realnych zastosowań omawianych w pracy rozwiązań w zagadnieniach zabezpieczeniowych, czy też ogólniej – w automatyce elektroener-

getycznej, są dwojakiego rodzaju. Po pierwsze, rozwiązywanie rozmaitych zadań częściowych, jak np. rozpoznawanie i klasyfikacja zwarcia, poprawa warunków przeprowadzania pomiaru poprzez realizację korekcji błędów w sygnałach na wyjściu przekładników czy wspomaganie procesu decyzyjnego może być z powodzeniem powierzone układom opartym na technikach sztucznej inteligencji. Liczne przykłady literaturowe potwierdzają tego rodzaju tendencję. Po drugie zaś, wydaje się, że główne zadania zabezpieczeniowe, w tym podejmowanie ostatecznej decyzji, często z użyciem wielu kryteriów, będą realizowane nadal z wykorzystaniem kryteriów klasycznych uzupełnionych o idee inteligentne, w tym omawiane w pracy zasady adaptacyjności.

Czynnikami warunkującymi ekspansję nowych metod w praktyce zabezpieczeniowej będą na pewno dalszy rozwój technologii cyfrowej, umożliwiający implementację coraz bardziej skomplikowanych algorytmów, a także stopniowy wzrost zaufania do nowych metod, w miarę gromadzenia przez użytkowników pozytywnych doświadczeń z eksploatacji układów opartych na technikach sztucznej inteligencji.

Na zakończenie wypada stwierdzić, że jakkolwiek opisywane w pracy techniki, dzięki swoim cechom inteligentnym, wydają się bardzo atrakcyjne i potencjalnie można je zastosować w rozwiązywaniu niemal wszystkich problemów technicznych, trzeba pamiętać, że są to tylko narzędzia, których wykorzystanie, w zależności od wiedzy i doświadczenia projektanta, może przynieść mniejsze lub większe korzyści. Oby tych drugich było w odniesieniu do zabezpieczeń cyfrowych jak najwięcej.

Jak to trafnie ujął autorytet naszych czasów papież Jan Paweł II w swojej encyklice „*Laborem exercens*” z roku 1981: „Wysiłek ludzkich rąk wspomagany jest działaniem coraz doskonalszych maszyn i mechanizmów. (...) Technika rozumiana jako zespół narzędzi, którymi posługuje się człowiek przy pracy, jest niewątpliwie sprzymierzeńcem człowieka, ułatwia mu pracę, usprawnia ją, przyspiesza i zwielokrotnia. (...) Zespół narzędzi jednak, choćby sam w sobie najdoskonalszy, jest tylko i wyłącznie narzędziem podporządkowanym pracy człowieka, (...) a właściwym podmiotem pracy nadal pozostaje człowiek”. Jakich byśmy zatem nie wymyślili narzędzi, efekty ich stosowania w technice (tu – szczególnie w automatyce elektroenergetycznej) będą niezadowalające bez człowieka, projektanta, który nie wierzy tym narzędziom ślepo, ale zna zasady ich funkcjonowania oraz dobrze rozumie zjawiska i problemy w systemie, do rozwiązania których owe narzędzia będą wykorzystywane.

W innym miejscu wspomnianej encykliki papież podkreśla: „Przy obecnym stopniu zaawansowania techniki, człowiek, który jest podmiotem pracy, chcąc posługiwać się owym zespołem nowoczesnych narzędzi, musi naprzód przyswoić sobie w sposób poznawczy owoc pracy tych ludzi, którzy owe narzędzia wynaleźli, zaplanowali, zbudowali, ulepszyli i czynią to nadal. Umiejętność pracy, to znaczy sprawczego uczestnictwa w nowoczesnym procesie produkcji, wymaga coraz większego przygotowania, a przede wszystkim odpowiedniego wykształcenia”.

Autor monografii wyraża nadzieję, że przedstawione w niej treści ogólne, idee i przykłady aplikacyjne pozwolą zainteresowanemu czytelnikowi zapoznać się z interesującymi i nowoczesnymi zagadnieniami inteligencji, adaptacji i narzędzi sztucznej inteligencji i zachęcą go do częstego ich stosowania, także – ale nie tylko – w rozwiązywaniu problemów automatyki elektroenergetycznej.



# LITERATURA

- [1] Abdul-Rahman K.H., Shahidehpour S.M., *Reactive power optimization using fuzzy load representation*, IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 9, Issue 2, May 1994, s. 898–905.
- [2] Anderson P.M., Mirheydar M., *An adaptive method for setting underfrequency load shedding relays*, IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 7, No. 2, May 1992, s. 647–655.
- [3] ANSI/IEEE C37.110 Standard: *IEEE Guide for the application of current transformers used for protective relaying purposes*.
- [4] Balcerek P., Chudy T., Fatla K., Izykowski J., Kawecki R., Lisik I., Łukowicz M., Michalik M., Pierz P., Rebizant W., Rosołowski E., Staszewski J., Szafran J., *Adaptacyjne układy automatyki elektroenergetycznej*, Raporty Inst. Energoelekt. PWr., 2003, Ser. SPR nr 4.
- [5] Benmouyal G., *Removal of DC-offset in current waveforms using digital mimic filters*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 10, No. 2, April 1995, s. 621–628.
- [6] Brand K.P., Lohman V., Wimmer W., *Substation Automation Handbook*, Utility Automation Consulting Lohman, Bremgarten, Switzerland, 2003.
- [7] Centeno V., Phadke A.G., Edris A., *Adaptive out-of-step relay with phasor measurements*, IEE Conf. Publ. No. 434, Developments in Power System Protection, London, 1997, s. 210–213.
- [8] Cholley P. et al., *System protection schemes in power networks*, CIGRE Study Committee Task Force SCTF 38.02.19, Final draft v5.0, CIGRE, 2000.
- [9] Clemens H., Rothe K., *Schutztechnik in Elektroenergiesystemen*, Verlag Technik, Berlin, 1991.
- [10] Cox E., *The fuzzy systems handbook*, Academic Press, London, 1994.
- [11] Czogala E., Pedrycz W., *Elementy i metody teorii zbiorów rozmytych*, PWN, Warszawa, 1985.
- [12] Dalstain T., Kulicke B., *Neural network approach to fault classification for high speed protective relaying*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 10, No. 2, April 1995, s. 1002–1011.
- [13] Dash P.K., Pradhan A.K., Panda G., Liew A.C., *Adaptive relay setting for flexible AC transmission systems (FACTS)*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 15, No. 1, 2000, s. 38–43.
- [14] Dillon T.S. (Convenor), *Fault diagnosis in electric power systems through AI techniques*, Report by TF 38.06.02, Electra, No. 159, April 1995.
- [15] Doemeland W., *VEM-Handbuch Relaischutztechnik*, 5. Auflage, Verlag Technik, Berlin, 1995.
- [16] Dommel H., *ElectroMagnetic Transients Program*, BPA, Portland, Oregon, 1986.
- [17] El-Sharkawi M.A. et al., *Localisation of winding shorts using fuzzified neural networks*, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 10, No. 1, March 1995, s. 140–144.
- [18] El-Sharkawi M.A., *Neural network application to high performance electric drives systems*, Proceedings of the 1995 IEEE IECON 21st International Conference, 6–10 Nov. 1995, Vol. 1, s. 44–49.
- [19] Enns M. et al., *Potential applications of expert systems to power system protection*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 9, No. 2, April 1994, s. 720–728.
- [20] Fauquembergue P., Kezunovic M., Gonzales M.V., Sanz A., *Intelligent system applications to protection, control and monitoring within substations*, CIGRE Symposium on Integrated Control and Communication Systems, Helsinki, Finland, August 1995.
- [21] Ferrero A. et al., *A fuzzy set approach to fault type identification in digital relaying*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 10, No. 1, 1995, s. 169–175.
- [22] Fischer A., Rosenberger G., *Verhalten von linearen und eisengeschlossenen Stromwandler bei verlagerten Kurzschlußströmen*, Elektrizitätswirtschaft, Jg. 67 (1968), Heft 12, s. 310–315.
- [23] Fukui C., Kawakami J., *An expert system for fault section estimation using information from protective relays and circuit breakers*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. PWRD-1, No. 4, October 1986, s. 83–87.

- [24] Gan Z., Dong X.Z., Bo Z.Q., Caunce B.R.J., Montjean D., *A new protection scheme for high impedance fault using adaptive trip and reclosure technique*, Proceedings of the International Conference PowerCon 2002, Vol. 1, Oct. 2002, s. 13–17.
- [25] Girgis A.A., Brown R.G., *Application of Kalman filter in computer relaying*, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. 100, No. 7, 1981, s. 3387–3397.
- [26] Girgis A.A., Hart D.G., Chang W.B., *An adaptive scheme for digital protection of power transformers*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 7, No. 2, 1992, s. 546–553.
- [27] Gu Jyh-Cheng, Yu Sun-Li, *Removal of DC offset in current and voltage signals using a novel Fourier filter algorithm*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 15, No. 1, January 2000, s. 73–79.
- [28] Halinka A., Winkler W., Witek B., *Fault detection and recognition in generator-transformer units by neural network based adaptive protection*, Proc. of the 30th UPEC Conference, London, UK, Sept. 1995, Vol. 1, s. 82–84.
- [29] Imhof J.A. (Chairman), *Out of step relaying for generators. Working Group Report*, IEEE Trans., Vol. PAS–96, No. 5, Sept./Oct. 1977, s. 1556–1564.
- [30] Inoue N., et. al., *An expert system for intelligent alarm processing in EMS and SCADA systems*, Proceedings of 2nd Symposium ESAPS, Seattle, WA, USA, July 1989, s. 89–95.
- [31] Iżykowski J., Rebizant W., Rosołowski E., *Klasyfikacja rodzaju zwarcia w liniach energetycznych dla potrzeb zabezpieczeniowych i lokalizacji miejsca zwarcia*, Przegląd Elektrotechniczny, nr 1, 2000, s. 6–11.
- [32] Jadid S., Rokni M.R., *An expert system to improve power system contingency analysis*, Electric Power System Research, Vol. 40, No. 1, Jan. 1997, s. 1–6.
- [33] Jampala A.K., Venkata S.S., Damborg M.J., *Adaptive transmission protection: concepts and computational issues*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 4, No. 1, 1989, s. 177–185.
- [34] Jang J-S.R., *ANFIS: Adaptive-Network-Based Fuzzy Inference System*, IEEE Trans. on Systems, Man, and Cybernetics, Vol. 23, No. 3, May/June 1993, s. 665–685.
- [35] Kasztenny B., Rebizant W., *Zastosowanie cyfrowych filtrów nierekursywnych w elektroenergetycznej automatyce zabezpieczeniowej*, 14. Międzynarodowe Sympozjum Naukowe Studentów i Młodych Pracowników Nauki, WSI Zielona Góra, 6–9 kwietnia 1992, t. 2, s. 17–22.
- [36] Kasztenny B., Rosołowski E., Saha M.M., Hillstrom B., *Fuzzy sets and logic in power system protection*, Eng. Int. Systems, Vol. 5, No. 4, Dec. 1997, s. 193–203.
- [37] Kawecki R., Rebizant W., *Zastosowanie sieci neuronowych do filtracji sygnałów harmoniczných*, Materiały konferencyjne III Krajowego Sympozjum Komputerowe Systemy Wspomagania Prac w Nauce, Przemysle i Transporcie, Zakopane 8–10 XII 1999, s. 121–128.
- [38] Kawecki R., Rebizant W., *Zastosowanie sieci neuronowych do filtracji sygnałów o zmiennej częstotliwości*, Materiały konferencyjne Sieci elektroenergetyczne w przemyśle i energetyce, SIECI 2000, Wrocław, 5–7 VII 2000, s. 241–248.
- [39] Kezunovic M., et. al., *Neural Network applications to real-time and off-line fault analysis*, Proceedings of the Conference Intelligent System Application to Power Systems, Montpellier, France, Sept. 1994, s. 665–671.
- [40] Kezunovic M., et. al., *Practical intelligent system applications to protection, and substation monitoring and control*, Proceedings of the 1998 CIGRE Session, Paris, France, 1998, Paper 34–104.
- [41] Klub Universal – Lexikon, Nachschlagewerk in drei Bänden, Schweizer Verlagshaus AG, Zürich, 1967.
- [42] Koglin H.J., Kostyla P., Lobos T., Waclawek Z., *Voltage waveforms analysis for arcing faults detection on transmission lines*, Proceedings of the 11th Int. Conf. on Power System Protection PSP'98, Bled, Slovenia, Sept./Oct. 1998, s. 147–152.
- [43] Korbicz J., Obuchowicz A., Uciński D., *Sztuczne sieci neuronowe. Podstawy i zastosowania*, Akademicka Oficyna Wydawnicza, Warszawa, 1994.

- [44] Lai L.L., *Development of an expert system for power system protection co-ordination*, IEE Conference Publication No. 302, Edinburgh, 1989, s. 310–315.
- [45] Laycock W.L., Eng C., *Adaptive reclosure of HV overhead lines*, Proceedings of the IEEE T&D Conference, Sept. 1996, s. 471–474.
- [46] Lee S.-J., Choi M.-S., Kang S.-H., Kim H.-Y., *Conceptual framework of agent-based optimal protection of overcurrent relaying for distribution systems*, Proceedings of the International Symposium on Modern Electric Power Systems, MEPS02, WUT, Wrocław, Poland, 11–13 September 2002, s. 368–372.
- [47] Liu C.C. (Convenor), *Testing and maintenance procedures for expert systems in power system operation and planning*, Report by TF 38.06.03, Electra No. 173, August 1997.
- [48] Liu C.C., et. al., *Practical use of expert systems in planning and operation of power systems*, CIGRE Task Force TF 38.06.03 Report, Electra, Feb. 1993, s. 31–68.
- [49] Liu C.C., Son P., Sforza M., *Expert systems: development, experience and user requirements*, Report by TF 38.06.03 and TF 39.03, Electra No. 146, Feb. 1993.
- [50] Lu C.N., Wu H.T., Vemuri S., *Neural networks based short term load forecasting*, IEEE Power Engineering Society 1992 Winter Meeting, WM 125–5 PWRs, 1992.
- [51] Łukowicz M., Rebizant W., *ATP as a source of signals for neural network training and testing*, Materials of the Annual European EMTP User Group Meeting, Hannover, Germany, November 1995.
- [52] Michalik M., Rebizant W., Szafran J., *Adaptacyjne niezależne częstotliwościowo estymatory składowych symetrycznych dla potrzeb zabezpieczeniowych*, Przegląd Elektrotechniczny, nr 2, 2002, s. 36–41.
- [53] Min B.-W., Jung K.-H., Lee S.-J., Choi M.-S., Hyun S.-H., *A study for an autonomous optimal protection system of a power distributed network*, Proceedings of the IFAC Symposium on Power Plants and Power Systems Control 2003, Seoul, Korea, Sept. 2003, paper B08\_2.
- [54] Miranda V. Matos M.A.C.C., *Distribution system planning with fuzzy models and techniques*, 10th International Conference on Electricity Distribution, CIRED 1989, 8–12 May 1989, Vol. 6, s. 472–476.
- [55] Monsef H., Ranjbar A.M., Jadid S., *Fuzzy rule-based expert system for power system fault diagnosis*, IEE Proceedings – Generation, Transmission and Distribution, Vol. 144, No. 3, March 1997, s. 186–192.
- [56] Moore P.J., Carranza R.D., Johns A.T., *A new numeric technique for high-speed evaluation of power system frequency*, IEE Proceedings – Generation, Transmission and Distribution, Vol. 141, No. 5, September 1994, s. 529–536.
- [57] Nageswararao B., Jeyasurya B., *Fuzzy - expert system for voltage stability monitoring and control*, Electric Power System Research, Vol. 47, No. 3, Nov. 1998, s. 215–222.
- [58] Neibur D. (Convenor), *Artificial neural networks for power systems*, Report by TF 38.06.06, Electra No. 159, April 1995.
- [59] Ohura Y., Suzuki M., Yanagihashi K., Yamamura M., Omata K., Nakamura T., Mitamura S., Watanabe H., *A predictive out-of-step protection system based on observation of the phase difference between substations*, IEEE Trans. on PD, Vol. 5, No. 4, November 1990, s. 1695–1704.
- [60] Phadke A.G., Thorp J.S., *Computer relaying in power systems*, John Wiley & Sons Inc., 1988.
- [61] Rebizant W., *ANN based detection of OS conditions in power system*, Proc. of 12th Int. Conference on Power System Protection PSP'2000, Bled, Slovenia, 27–29 Sept. 2000, s. 51–56.
- [62] Rebizant W., *Charakterystyki probabilistyczne sygnałów i wielkości kryterialnych cyfrowych zabezpieczeń elektroenergetycznych i ich zastosowanie*, Praca doktorska, Raporty Inst. Energoelektr. PWr., 1995 Ser. SPR nr 28.
- [63] Rebizant W., *Estymacja sygnałów zwarciovych w systemie elektroenergetycznym z użyciem filtru Kalmana przy uwzględnieniu pełnego modelu toru wstępnego przetwarzania sygnałów*,

7. Międzynarodowa Konferencja: Aktualne Problemy w Elektroenergetyce, Gdańsk – Jurata, 12–14.06.1995, tom I, s. 223–230.
- [64] Rebizant W., Feser K., *Fuzzy logic application to out-of-step protection of generators*, Proceedings of the 2001 IEEE PES Summer Meeting, 15–19 July 2001, Vancouver, Canada, paper 01SM061.
- [65] Rebizant W., Feser K., *Out-of-step protection with AI methods*, Proc. of the 7th Int. IEE Conference Developments in Power System Protection DPSP 2001, 9–12 April 2001, s. 295–298.
- [66] Rebizant W., Feser K., Hayder T., Schiel L., *Differential relay with adaptation during saturation period of current transformers*, Paper submitted for the Power System Protection Conference PSP'04, Bled, Slovenia, September 2004.
- [67] Rebizant W., Rusek B., *Efficient frequency-adaptive amplitude tracking algorithms for protection purposes*, Proceedings of the 2003 IEEE PowerTech Conference, Bologna, Italy, 23–26 June 2003, paper 12.
- [68] Rebizant W., Sowa Z., Szafran J., *Fault currents estimation using Kalman filters in cases of different states of current transformers operation*, Proceedings of the 6th Int. Conference on Short Circuit Currents in Power Systems SCC'96, Liege, Belgium, October 1994, paper 1.10.
- [69] Rebizant W., Staszewski J., Lee S.-J., Kang S.-H., *Real-time implementation of adaptive amplitude estimators for protection and control purposes*, Materiały 11-tej Międzynarodowej Konferencji Aktualne Problemy w Elektroenergetyce, Gdańsk–Jurata, 9–11 czerwca 2003, tom. 2, s. 255–262.
- [70] Rebizant W., Szafran J., *Efficient method of power system frequency estimation*, Archives of Electrical Engineering, Vol. XLVII, No. 183 – 2/1998, s. 193–204.
- [71] Rebizant W., Szafran J., *Power system fault detection and classification using probabilistic approach*, European Transactions on Electrical Power, Vol. 9, No. 3, May/June 1999, s. 183–191.
- [72] Rebizant W., Szafran J., *Power system frequency estimation*, IEE-Proceedings – Generation, Transmission and Distribution, Vol. 145, No. 5, September 1998, s. 578–582.
- [73] Rebizant W., Szafran J., *Probabilistic approach to fault detection and classification*, Proceedings of the 32nd UPEC Conference, UMIST, Manchester, UK, September 1997, Vol. 2, s. 938–941.
- [74] Rebizant W., Szafran J., *Probabilistic models of signals and criterion values of power system protections and their applications*, Proceedings of the Int. Symposium on Modern Electric Power Systems, Wrocław, Poland, September 1996, s. 253–261.
- [75] Rebizant W., Szafran J., *Sposób pomiaru częstotliwości systemu elektroenergetycznego*, Patent nr PL 180936, 2001–05–31.
- [76] Rebizant W., Szafran J., *Wide frequency range current estimators*, Proc. of 8th Int. Symposium on Short Circuit Currents in Power Systems SCC'98, Brussels, Belgium, Oct. 1998, s. 89–94.
- [77] Rebizant W., Szafran J., Feser K., Oechsle F., *Evolutionäre Optimierung neuronaler Klassifikatoren für den Generatorschutz*, ELEKTRIE, Berlin 56, 1–4/2002, s. 51–56.
- [78] Rebizant W., Szafran J., Feser K., Oechsle F., *Evolutionary improvement of neural classifiers for generator out-of-step protection*, Proc. of the 2001 IEEE Porto PowerTech Conference, Porto, Portugal, 10–13 Sept. 2001, Vol. 4, paper PRL1–223.
- [79] Rebizant W., Szafran J., Feser K., Oechsle F., *Statistics of short-circuit signals for power system protection purposes*, Proc. of 9th Int. Symposium on Short Circuit Currents in Power Systems SCC'2000, Krakow, Poland, Oct. 2000, s. 149–156.
- [80] Rebizant W., Szafran J., Lee S.-J., Kang S.-H., *Adaptive and intelligent systems for generator monitoring and protection purposes*, Proceedings of the IFAC Power System Control Conference, Seoul, Korea, September 2003, paper B01\_3\_202.
- [81] Rebizant W., Szafran J., Michalik M., *Adaptive estimation of wide range frequency changes for power generator protection and control purposes*, IEE-Proceedings – Generation, Transmission and Distribution, Vol. 146, No. 1, January 1999, s. 31–36.

- [82] Rebizant W., Szafran J., Michalik M., *Adaptive measurement of power system currents, voltages and impedances in off-nominal frequency conditions*, Proc. of the 16th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference (IMTC'99), Venice, Italy, May 1999, Vol. 2, s. 801–806.
- [83] Rebizant W., Szafran J., Michalik M., *Frequency insensitive symmetrical components estimators for power system relaying*, Proc. of the 13th Power Systems Computation Conference, PSCC'99, Trondheim, Norway, June/July 1999, s. 705–712.
- [84] Rebizant W., Szafran J., Michalik M., *Simulative analysis of a new type wide range estimator of protection criterion values*, Proc. of 11th Int. Conference on Power System Protection PSP'98, Bled, Slovenia, 30 Sept. – 2 Oct. 1998, s. 53–58.
- [85] Rebizant W., Szafran J., Oechsle F., *Genetic principles for design and optimisation of out-of-step protection of generator based on neural network*, Archives of Electrical Engineering, Vol. L., No. 198 – 4/2001, s. 427–440.
- [86] Rebizant W., Szafran J., Oechsle F., *Out-of-step protection with genetically optimised neural networks*, Materiały 10-tej Międzynarodowej Konferencji Aktualne Problemy w Elektroenergetyce, Gdańsk – Jurata, 6–8 Czerwca 2001, tom. 2, s. 39–46.
- [87] Rebizant W., Szafran J., *Frequency features of fast magnitude estimators for protection purposes*, Proceedings of the International Symposium on Modern Electric Power Systems MEPS'02, WUT, Wrocław, Poland, 11–13 September 2002, s. 394–399.
- [88] Rebizant W., Szafran J., *Frequency response of relaying algorithms based on orthogonal components*, Proceedings of the 13th International Conference on Power System Protection PSP2002, Bled, Slovenia, 25–27 September 2002, s. 161–166.
- [89] Rebizant W., Terzija V., *Asynchronous generator behavior after a sudden load rejection*, Proceedings of the 2003 IEEE PowerTech Conference, Bologna, Italy, 23–26 June 2003, paper 75.
- [90] Rehtanz Ch., *Online stability assessment and wide area protection based on phasor measurements*, Proceedings of the 5th Symp. Bulk Power System Dynamics and Control, 26–31 August, 2001, Onomichi, Japan.
- [91] Rich E., Knight K., *Artificial Intelligence*, 2<sup>nd</sup> Edition, Science/Engineering/Math, McGraw-Hill, 1990.
- [92] Roemish W.R., Wall E.T., *A new synchronous generator out-of-step relay scheme. Part I. Abbreviated version*, IEEE Trans. Vol. PAS-104, No. 3, March 1985, s. 563–571.
- [93] Rosołowski E., *Cyfrowe przetwarzanie sygnałów w automatyce elektroenergetycznej*, Akademicka Oficyna Wydawnicza EXIT, Warszawa 2002.
- [94] Rosołowski E., Michalik M., *Fast identification of symmetrical components by use of a state observer*, IEE Proceedings – Part C: Generation, Transmission and Distribution, Vol. 141, No. 6, November 1994, s. 617–622.
- [95] Rosołowski E., Iżykowski J., *Adaptive suppressing of decaying DC component from relaying input signals*, Techniczna Elektrodynamika, Problemy Sycasnoj Elektrotehniki, part 7, Kiev 2000, s. 82–87.
- [96] Rosołowski E., Iżykowski J., Kasztenny B., *A new half-cycle adaptive phasor estimator immune to the decaying DC component for digital protective relaying*, Proceedings of the Thirty-Second Annual NAPS-2000, Waterloo, Canada, October 23–24, 2000, s. 2-17–2-24.
- [97] Rosołowski E., Szafran J., Kasztenny B., Iżykowski J., Łukowicz M., Michalik M., Rebizant W., Chudy T., Kawecki R., Lisik I., Pierz P., Staszewski J., *Metody eliminacji błędnych decyzji w automatyce zabezpieczeniowej*, Raporty Inst. Energoelektr. PWroc., 2001, Ser. SPR nr 29.
- [98] Rosołowski E., Wiszniewski A., Szafran J., Kasztenny B., Łukowicz M., Marczonek S., Michalik M., Rebizant W., Chudy T., Staszewski J., *Metody sztucznej inteligencji w automatyce zabezpieczeniowej*, Raporty Inst. Energoelektr. PWroc., 1998, Ser. SPR nr 40.
- [99] Rutkowska D., Piliński M., Rutkowski L., *Sieci neuronowe, algorytmy genetyczne i systemy rozmyte*, PWN, Warszawa, 1999.

- [100] Sachdev M., Nagpal M., *A recursive least error squares algorithm for power system relaying and measurement application*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 6, No. 3, 1991, s. 1008–1015.
- [101] Saha M.M., Kasztenny B., *AI methods in power system protection*, Eng. Int. Systems, Vol. 5, No. 4, Dec. 1997, s. 183–184.
- [102] Saha M.M., Kasztenny B., *Application of fuzzy logic in power system protection*, Int. Conference on Modern Trends in the Protection Schemes of Electric Power Apparatus and Systems, New Delhi, India, 28–30 Oct. 1998, paper IX–1.
- [103] Saha M.M., Wikstrom K., Lindahl S., *A new approach to fast distance protection with adaptive features*, Proceedings of the 6th Int. Conference Developments in Power System Protection, DPSP 1997, Nottingham, UK, 23–25 March, 1997, s. 32–35.
- [104] Santoso N.I., Tan O.T., *A neural network based real-time control of capacitors installed on distribution systems*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 5, No. 1, April 1990, s. 266–272.
- [105] Siemens, *Digitaler Abzweigschutz für Höchstspannungsleitungen 7SA513*, Gerätehandbuch, 1995.
- [106] Spörl A., *Spörls Computerbuch*, Ullstein, Frankfurt/Main, 1971.
- [107] Szafran J., *Rozpoznawanie sygnałów w cyfrowej automatyce zabezpieczeniowej*, Prace Naukowe Instytutu Energoelektryki Politechniki Wrocławskiej, Seria: Monografie, Nr 23, Wrocław 1990.
- [108] Szafran J., Rebizant W., *Estymatory składowych impedancji niewrażliwe na wahania częstotliwości*, Przegląd Elektrotechniczny, 4/1997, s. 92–97.
- [109] Szafran J., Rebizant W., *Nowa metoda pomiaru częstotliwości w systemie elektroenergetycznym*, Przegląd Elektrotechniczny, 11/1997, s. 290–294.
- [110] Szafran J., Rebizant W., Michalik M., *Sposób pomiaru częstotliwości*, Patent nr PL 185901, 2003–08–29.
- [111] Szafran J., Rebizant W., Michalik M., *Sposób pomiaru impedancji i jej składowych*, Patent nr PL 185900, 2003–08–29.
- [112] Takagi T., Sugeno M., *Derivation of fuzzy control rules from human operator's control actions*, Proceedings of IFAC Symp. Fuzzy Inform., Knowledge Representation and Decision Analysis, July 1983, s. 55–60.
- [113] Taylor C.W., Haner J.M., Hill L.A., Mittelstadt W.A., Cresap R.L., *A new OS relay with rate of change of apparent resistance augmentation*, IEEE Trans., Vol. PAS–102, No. 3, Mar. 1983, s. 631–639.
- [114] Terzija V., Koglin H.-J., *Adaptive underfrequency load shedding integrated with a frequency estimation numerical algorithm*, IEE Proceedings – Generation, Transmission and Distribution, Vol. 149, Issue 6, Nov. 2002, s. 713–718.
- [115] Terzija V., Stanojevic V., Rebizant W., *Estimation of electrical power quality indices during severe signal distortions in power systems*, Proceedings of the International Symposium on Modern Electric Power Systems MEPS'02, WUT, Wrocław, Poland, 11–13 September 2002, s. 520–525.
- [116] Thorp J.S., Horowitz S.H., Phadke A.G., *The application of an adaptive technology to power system protection and control*, CIGRE 1988 Session, Rep. 34–03.
- [117] Thukaram D.D., Parthasarathy K., *An expert system for alleviation of network overloads*, Electric Power System Research, Vol. 40, No. 2, Feb. 1997, s. 143–153.
- [118] Uhrig R.E., *Potential applications of neural networks to nuclear power plants*, Proceedings of American Power Conference, 53 (2), 1991, s. 946–951.
- [119] Ungrad H., Winkler W., Wiszniewski A., *Protection Techniques in Electrical Energy Systems*, Marcel Dekker, Inc., New York, 1995.
- [120] Wang G.S., Song Y.T., Johnes A.T., P.Y. Wang, *Fuzzy logic controlled multilayer neural networks: theory and case studies*, Proc. of 1996 Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, Calgary, 1996, s. 517–520.

- [121] Winkler W., Wiszniewski A., *Adaptive protection – potential and limitation*, CIGRE SC34 Colloquium, Stockholm, 1995, Rep. 34–206.
- [122] Wiszniewski A., *Przekładniki w elektroenergetyce*, WNT, Warszawa, wyd. I – 1982, wyd. II – 1992.
- [123] Wiszniewski A., Kasztenny B., *A multi-criteria differential transformer relay based on fuzzy logic*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 10, No. 4, October 1995, s. 1786–1792.
- [124] Wiszniewski A., Kasztenny B., *Primary protective relays with elements of expert systems*, Proceedings of the 1992 CIGRE Session, Paris, France, August 1992, Paper 34,2,CN.
- [125] Wong K.P., Phuoc T.N., Attikiouzel Y., *Transient stability assessment for single machine power systems using neural networks*, Proc. of the IEEE Conf. Computer and Communication Systems, Hong Kong, 1990, s. 32–36.
- [126] Wu Q.H., Hog B.W., Irwin G.W., *A neural network regulator for turbo generators*, IEEE Trans. on Neural Networks, 3 (1992), s. 95–100.
- [127] Xia Y.Q., David A.K., Li K.K., *High-resistance faults on a multi-terminal line: analysis, simulated studies and an adaptive distance relaying scheme*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 9, No. 1, 1993, s. 492–501.
- [128] Xia Y.Q., Li K.K., David A.K., *Adaptive relay setting for stand-alone digital distance protection*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 9, No. 1, 1993, s. 480–486.
- [129] Zhang Z., Chen D., *An adaptive approach in digital distance protection*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 6, No. 1, 1991, s. 135–142.
- [130] Zimmermann H.-J., *Fuzzy set theory*, Kluwer Academic Publishers, London, 1994.



# INTELLIGENT METHODS IN POWER SYSTEM PROTECTION

General ideas of intelligence and adaptivity as applied for protection problems as well as detailed solutions of the developed measurement and decision-making units are described. Main features of the adaptive and intelligent neural and fuzzy reasoning systems are provided, followed by some examples of their existing and potential application areas in protective relaying. In detail two examples of adaptive procedures for wide-frequency band measurements of a number of criterion values and decision-making in the generator differential protection with adaptive stabilisation for CT saturation conditions are presented. The intelligent techniques, i.e. artificial neural networks and fuzzy inference systems have been applied to generator protection against out-of-step and loss of synchronism, which brought about improved selectivity and speed of the decision-making. The design of neural classifiers was based on the principles of genetic optimisation, the effect of which were ANN structures consisting of very small number of neurones, having a feature of good generalisation of the knowledge acquired during network training.



PRACE NAUKOWE INSTYTUTU ENERGOELEKTRYKI  
(wydane w latach 1990–2004)

- Nr 83, Monografie nr 23, S. Szafran, *Rozpoznawanie sygnałów w cyfrowej automatyce zabezpieczeniowej*, Wrocław 1990
- Nr 84, Monografie nr 24, A. Wilkosz, *Metody wstępnego uwiarygodniania danych pomiarowych parametrów stanu pracy systemu elektroenergetycznego*, Wrocław 1990
- Nr 85, Monografie nr 25, A. Wilczyński, *Systemy taryfowe jako narzędzie ekonomicznego sterowania zapotrzebowaniem na moc i energię elektryczną*, Wrocław 1990
- Nr 86, Monografie nr 26, Z. Kozik, *Niezawodność wytwarzania energii elektrycznej. Rezerwa mocy w systemie elektroenergetycznym*, Wrocław 1991
- Nr 87, Konferencje nr 31, *Symulacja cyfrowa procesów dynamicznych i przetwarzania sygnałów do celów automatyki elektroenergetycznej*, Wrocław 1991
- Nr 88, Monografie nr 27, E. Rosołowski, *Analiza algorytmów zabezpieczeń elektroenergetycznych*, Wrocław 1992
- Nr 89, Konferencje nr 32, *Zjawiska i zabezpieczenia ziemnozwarciowe w sieciach rozdzielczych średniego napięcia*, II Krajowa konferencja naukowo-techniczna, Wrocław 1997
- Nr 90, Konferencje nr 33, *Sieci elektroenergetyczne w przemyśle i energetyce. SIECI '98*. III Konferencja naukowo-techniczna. T. I i II, Wrocław 1998
- Nr 91, Konferencje nr 34, *Sieci elektroenergetyczne w przemyśle i energetyce. SIECI 2000*. IV Konferencja naukowo-techniczna. T. I i II, Wrocław 2000
- Nr 92, Monografie nr 28, J. Iżykowski, *Impedancyjne algorytmy lokalizacji zwarć w liniach przesyłowych*, Wrocław 2001



BIBLIOTEKA GŁÓWNA

318313L/1

Wydawnictwa Politechniki Wrocławskiej  
są do nabycia w następujących księgarniach:  
„Politechnika”

Wybrzeże Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław  
budynek A-1 PWr., tel. (0-71) 320-25-34;  
„Tech”

plac Grunwaldzki 13, 50-377 Wrocław  
budynek D-1 PWr., tel. (0-71) 320-32-52

Prowadzimy sprzedaż wysyłkową

ISSN 0324-976x