

POLITECHNIKA OPOLSKA
WYDZIAŁ ELEKTROTECHNIKI, AUTOMATYKI I
INFORMATYKI

mgr inż. Jarosław Zygarlicki

Analiza i kompresja danych
pomiarowych sygnału z sieci
elektroenergetycznej dla potrzeb
badania jakości energii

ROZPRAWA DOKTORSKA

promotor:

prof. dr hab. inż. Janusz Mroczka

OPOLE 2007

SPIS TREŚCI

1.	WPROWADZENIE.....	6
2.	JAKOŚĆ ENERGII ELEKTRYCZNEJ.....	9
2.1.	SYGNAŁ ELEKTROENERGETYCZNY	9
2.2.	DEFINICJA JAKOŚCI ENERGII ELEKTRYCZNEJ	10
2.3.	RODZAJE ZAKŁÓCEŃ W SIECIACH ELEKTROENERGETYCZNYCH	11
2.4.	PARAMETRY JAKOŚCI ENERGII ELEKTRYCZNEJ.....	19
2.5.	POMIARY I MONITORING JAKOŚCI ENERGII ELEKTRYCZNEJ	24
3.	ANALIZA SYGNAŁU ELEKTROENERGETYCZNEGO	26
3.1.	WPROWADZENIE	26
3.2.	OPIS WYBRANYCH METOD PRZETWARZANIA SYGNAŁÓW.....	27
3.2.1.	<i>Transformacja Fouriera.....</i>	<i>27</i>
3.2.2.	<i>Krótkookresowa transformacja Fouriera.....</i>	<i>31</i>
3.2.3.	<i>Transformacja falkowa.....</i>	<i>34</i>
3.2.4.	<i>Metoda Prony'ego</i>	<i>38</i>
3.2.5.	<i>Inne metody</i>	<i>43</i>
3.3.	STOSOWANE OBECNIE METODY ANALIZ SYGNAŁU ELEKTROENERGETYCZNEGO.....	44
3.4.	KIERUNKI ROZWOJU METOD ANALIZ SYGNAŁU ELEKTROENERGETYCZNEGO	45
4.	KOMPRESJA SYGNAŁU ELEKTROENERGETYCZNEGO	47
4.1.	WPROWADZENIE	47
4.2.	PARAMETRY ALGORYTMÓW KOMPRESJI	48
4.2.1.	<i>Miary efektywności kompresji.....</i>	<i>48</i>
4.2.2.	<i>Błędy rekonstrukcji</i>	<i>49</i>
4.2.3.	<i>Ilość Informacji.....</i>	<i>51</i>
4.2.4.	<i>Entropia sygnału.....</i>	<i>51</i>
4.2.5.	<i>Inne parametry.....</i>	<i>52</i>
4.3.	PRZEGLĄD METOD KOMPRESJI.....	52
4.4.	PRZEGLĄD METOD STOSOWANYCH DO KOMPRESJI SYGNAŁU ELEKTROENERGETYCZNEGO	53
4.4.1.	<i>Metody bezstratne</i>	<i>54</i>
4.4.2.	<i>Kodowanie transformujące.....</i>	<i>55</i>
4.4.3.	<i>Kompresja falkowa</i>	<i>57</i>
4.4.4.	<i>Schemat typu analiza-synteza.....</i>	<i>60</i>
4.4.5.	<i>Inne metody</i>	<i>62</i>
5.	APLIKACJA METODY KOMPRESJI ORAZ ANALIZY DLA SYGNAŁU ELEKTROENERGETYCZNEGO	64
5.1.	MODELOWANIE A ALGORYTMY KOMPRESJI TYPU ANALIZA-SYNTENZA.....	64
5.2.	DOBÓR MODELI DO ALGORYTMU ANALIZY I KOMPRESJI SYGNAŁU	66
5.3.	METODA ANALIZY I KOMPRESJI Z WYKORZYSTANIEM POŁĄCZONYCH METOD PRONY'EGO ORAZ TRANSFORMACJI FALKOWEJ	68
5.4.	METODA PRONY'EGO	70
5.5.	KOMPRESJA FALKOWA	76
5.6.	DOBÓR PARAMETRÓW ALGORYTMU KOMPRESJI.....	80
6.	BADANIA.....	81
6.1.	ANALIZY PRZEPROWADZONE DLA METOD PRONY'EGO.....	81
6.2.	ANALIZY PRZEPROWADZONE DLA POŁĄCZONYCH METOD PRONY'EGO ORAZ FALKOWEJ.....	94
6.2.1.	<i>Analizy dla sygnałów zamodelowanych.....</i>	<i>94</i>
6.2.2.	<i>Analiza sygnałów rzeczywistych</i>	<i>112</i>
6.2.3.	<i>Wnioski.....</i>	<i>126</i>
7.	PODSUMOWANIE.....	129
8.	LITERATURA	131

9.	DODATKI.....	141
9.1.	WYKRESY WYBRANYCH FALEK.....	141
9.2.	DODATKOWE SYMULACJE DLA METOD PRONY'EGO	145
9.3.	DODATKOWE ANALIZY DLA SYGNAŁÓW ZAMODELOWANYCH.....	148
9.4.	WIDMA AMPLITUDOWE SYGNAŁÓW RZECZYWISTYCH PODDANYCH ANALIZIE	163

Wykaz skrótów anglojęzycznych

ACEC	– Advisory Committee on Electromagnetic Compatibility
ADPCM	– Adaptive Differential Pulse Code Modulation
AIC	– Akaike Information Criterion
ANFIS	– Adaptive Neuro Fuzzy Inference Systems
AR	– Autoregressive
ARMA	– Autoregressive Moving Average
ASAC	– Analysis/Synthesis Audio Codec
BWT	– Burrows-Wheeler Transform
CALIC	– Context-Based, Adaptive, Lossless Image Coder
CBEMA	– Computer and Business Equipment Manufacturers' Association
CELP	– Code Excited Linear Prediction
CFDM	– Constant Factor Delta Modulation
CR	– Compression Ratio
CSM	– Conditional Source Model
CVSD	– Continuously Variable Slope Delta Modulation
CWT	– Continuous Wavelet Transform
DCT	– Discrete Cosine Transform
DFT	– Discrete Fourier Transform
DIF	– Decimation In Frequency
DIT	– Decimation in Time
DM	– Delta Modulation
DPCM	– Differential Pulse Code Modulation
DSM	– Discrete Memoryless Source
DST	– Discrete Sine Transform
DWHT	– Discrete Walsh-Hadamard transform
DWT	– Discrete Wavelet Transform
EDCM	– Enhanced Disturbance Compression Method
EKG	– Electrocardiogram
EMG	– Electromyography
EZW	– Embedded Zerotrees of Wavelet Transforms
FFT	– Fast Fourier Transform
FPE	– Final Prediction Error
GIF	– Graphic Interchange Format
GPRS	– General Packet Radio Service
HILN	– Harmonic and Individual Lines and Noise
HR	– Harmonic Ratio
Huff.	– Huffman coding
IDWT	– Inverse Discrete Wavelet Transform
IEEE	– Institute of Electrical & Electronics Engineers
ITIC	– Information Technology Industry Council
JBIG	– Joint Bi-level Image Experts Group
JPEG	– Joint Photographic Experts Group
KLT	– Karhunen-Loeve Transform
LOT	– Lapped Orthogonal Transform
LPC	– Linear Predictive Coding
LZ	– Lempel-Ziv
LZH	– Lempel-Ziv-Huffman

LZSS	– Lempel-Ziv-Storer-Szymanski
LZW	– Lempel-Ziv-Welch
MA	– Moving Average
MDL	– Minimization of Description Length
MELP	– Mixed Excitation Linear Prediction
MLPC	– Multipulse excited Linear Predictive Coding
MP	– Matching Pursuits
MPEG	– Moving Picture Experts Group
MSE	– Mean Squared Error
MUSIC	– Multiple Signal Classification
MWM	– Moving Window Method
NMSE	– Normalized Mean Squared Error
PER	– Percentage of Energy Retained
PPM	– Prediction with Partial Match
PQDIF	– Power Quality Data Interchange Format
PQZIP	– Data Compression Technology for Power Quality Analysis
PRD	– Percent Root mean square Difference
PSNR	– Peak Signal to Noise Ratio
RBFNN	– Radial Basis Function Neural Network
SLT	– Slantlet Transform
SNR	– Signal-to-Noise Ratio
STFT	– Short-Time Fourier Transform
SVD	– Singular Value Decomposition
THD	– Total Harmonic Distortion
TIHD	– Total Iterharmonic Distortion
TLS-LP	– Total Least Squares - Linear Prediction
WPT	– Wavelet Packet Transform
ZR	– Zero Ratio

1. Wprowadzenie

Wstęp

W ostatnich latach wzrasta zainteresowanie jakością energii elektrycznej oraz urządzeniami służącymi do jej analizy i monitoringu. Przyczyną takiego stanu rzeczy są rosnące koszty energii elektrycznej oraz awarie, które bardzo często wynikają ze złych warunków zasilania urządzeń podłączonych do sieci elektroenergetycznych.

Wpływ na pogorszenie jakości zasilania ma powiększająca się znacznie liczba i moc odbiorników niespokojnych i nieliniowych, wprowadzających do sieci elektroenergetycznej zakłócenia.

Z drugiej strony coraz częściej nowe odbiorniki energii elektrycznej charakteryzują się zmniejszoną odpornością na zaburzenia elektromagnetyczne, wynikającą ze wzrostu efektywności przetwarzania energii elektrycznej, co zazwyczaj idzie w parze z dużą wrażliwością oraz zwiększoną emisją zakłóceń.

Kumulacja różnego rodzaju urządzeń w małych, nieprzystosowanych instalacjach elektrycznych może spowodować nakładanie się zakłóceń i w efekcie znacznie pogorszyć warunki zasilania. Stan taki może prowadzić do występowania częstszych awarii lub nieprawidłowej pracy podłączonych do sieci elektroenergetycznych urządzeń. Celowe staje się zatem monitorowanie jakości energii elektrycznej.

Obecnie na rynku dostępny jest szeroki asortyment różnego rodzaju urządzeń monitorujących sieć elektroenergetyczną. Wiele z nich oprócz zapisu podstawowych parametrów jakości energii elektrycznej, dających wyłącznie możliwość weryfikacji jakości zasilania z normami, posiada także możliwość rejestracji próbek czasowych monitorowanego sygnału. Możliwość rejestracji sygnałów znacznie ułatwia, a czasami wręcz umożliwia szerszą analizę warunków zasilania.

Na podstawie zapisów próbek czasowych sygnałów możliwa staje się identyfikacja charakterystycznych cech zaburzeń, które mogą powodować brak kompatybilności z czułymi odbiornikami. Możliwa jest także lokalizacja źródeł lub przyczyn zaburzeń czy prognoza przyszłych potencjalnych problemów związanych z jakością energii elektrycznej i poprawa sytuacji jeszcze na wstępnym etapie przed wystąpieniem poważnych skutków.

Problemami, które występują w urządzeniach tego typu, są ograniczenia rozmiaru pamięci przeznaczonej na dane pomiarowe oraz często nadmiar rejestrowanych informacji utrudniających późniejszą analizę wyników.

Ilość danych generowanych przez rejestratory zapisujące sygnał elektroenergetyczny jest znacznie większa w porównaniu ze starszymi urządzeniami. Przykładowo, w przypadku monitorowania napięć i prądów sieci trójfazowej jest zapisywanych równocześnie nawet do ośmiu sygnałów, co przy rozdzielczości zapisów wynoszącej 16 bitów i częstotliwości próbkowania równej 12,8kHz (w pewnych zastosowaniach stosuje się także znacznie większe częstotliwości) generuje strumień danych wynoszący 200kB/s. Dla takiego strumienia danych, przy pamięci rejestratora wynoszącej przykładowo 256MB, czas ciągłego zapisu sygnału wynosiłby zaledwie około 22 minuty.

Fakty te zmuszają konstruktorów urządzeń do implementowania algorytmów, umożliwiających zapisy wyłącznie wybranych, krótkich fragmentów sygnałów w celu wydłużenia czasu ciągłego monitoringu sieci elektroenergetycznej oraz ograniczenia rozmiarów tworzonych baz sygnałów. Zmusza to osoby instalujące urządzenia monitorujące do ustawiania progów wyzwania zapisu sygnału oraz określenia długości rejestracji danego zdarzenia, co przy braku wcześniejszej wiedzy na temat charakteru zakłóceń występujących w danej sieci w wielu przypadkach jest przyczyną dobierania niewłaściwych nastaw.

Analiza i kompresja danych pomiarowych sygnału z sieci elektroenergetycznej...

Efektom tego może być między innymi pomijanie części zjawisk, np.: zakłóceń długookresowych lub niespełniających warunków wyzwania zapisu. Może także nastąpić bardzo szybkie zapełnianie pamięci urządzenia monitorującego i rejestrowanie nadmiaru danych, wskutek ustawienia zbyt niskiego progu wyzwania.

Na podstawie powyższych uwarunkowań powstał pomysł połączenia różnych technik cyfrowego przetwarzania sygnałów, w celu uzyskania algorytmu efektywnej analizy i kompresji danych pomiarowych sygnału z sieci elektroenergetycznej; tj. algorytmu, który pozwoliłby na rejestrację szerszej gamy zjawisk występujących w sieciach elektroenergetycznych, a z drugiej strony nie powodowałby generowania nadmiaru informacji oraz gwałtownego wzrostu rozmiarów tworzonych baz tych sygnałów.

Cel pracy

Celem pracy jest analiza wybranych metod cyfrowego przetwarzania sygnałów i ich implementacja programistyczna umożliwiająca realizację kompresora i analizatora sygnałów z sieci elektroenergetycznych.

Teza

Wykorzystanie metod analizy Prony’ego oraz dyskretnej dekompozycji falkowej w cyfrowej analizie sygnału z sieci elektroenergetycznej umożliwi efektywną kompresję i archiwizację tego sygnału oraz analizę parametrów jakości energii elektrycznej.

Zakres pracy

Praca obejmuje:

- Analizę parametrów jakościowych energii elektrycznej
- Analizę metod przetwarzania sygnału elektroenergetycznego
- Zestawienie wymogów normatywnych dotyczących analizy sygnału elektroenergetycznego
- Przegląd metod kompresji sygnału elektroenergetycznego
- Zestawienie parametrów znanych metod kompresji sygnału elektroenergetycznego
- Badania dotyczące metod Prony’ego pod kątem ich zastosowań do analizy i kompresji sygnału z sieci elektroenergetycznej
- Opracowanie autorskiej metody analizy i kompresji sygnału elektroenergetycznego
- Implementację opracowanej metody analizy i kompresji w środowisku programistyczno-obliczeniowym Matlab oraz Simulink
- Wykonanie badań opracowanej metody dla sygnałów zamodelowanych
- Wykonanie badań opracowanej metody dla sygnałów rzeczywistych
- Zestawienie parametrów analizy i kompresji autorskiej metody przetwarzania sygnału elektroenergetycznego

2. Jakość energii elektrycznej

2.1. Sygnał elektroenergetyczny

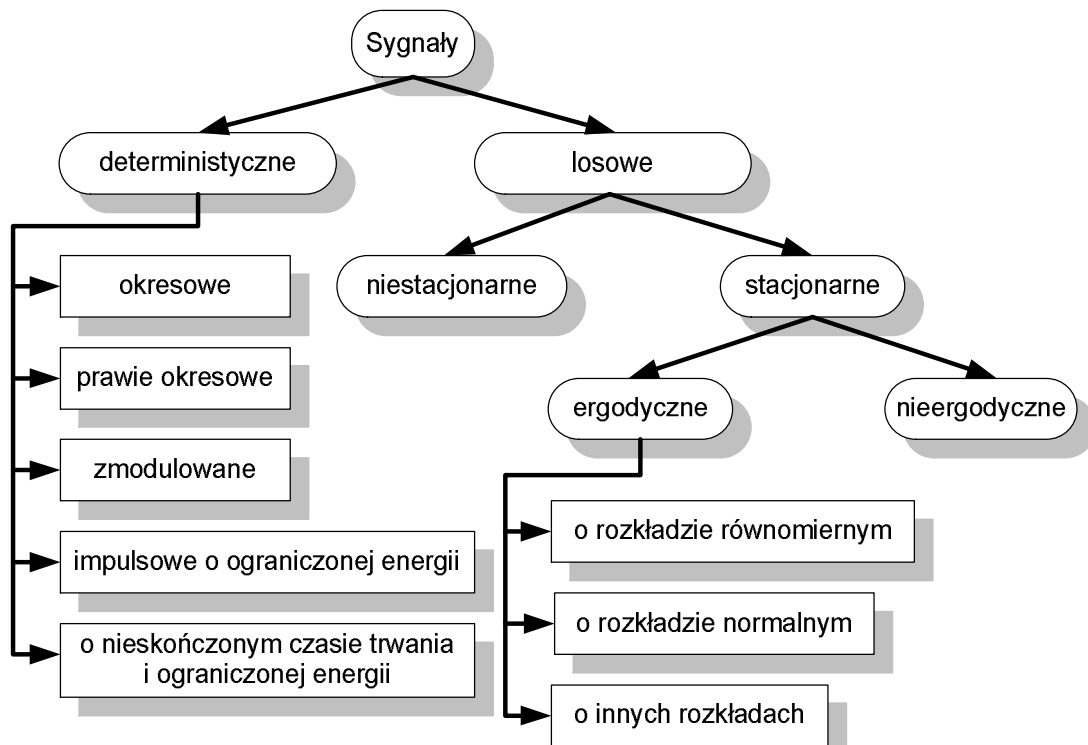
Sygnał w największym uproszczeniu to zmienność dowolnej wielkości fizycznej, która może być opisana za pomocą funkcji jednej $f(x)$ lub wielu zmiennych $f(x_1, x_2, x_3, \dots)$, przykładowo temperatury, ciśnienia, napięcia elektrycznego itp. [153]. W praktyce najczęściej rozpatrywane są sygnały, będące funkcjami czasu $f(t)$.

Sygnały opisane za pomocą funkcji matematycznych, często nazywa się sygnałami deterministycznymi. Istnieją także sygnały, których opis jest zrealizowany za pomocą procesu stochastycznego (funkcji losowej), tego typu sygnały nazywa się sygnałami stochastycznymi.

Przypisanie sygnału do danej grupy sygnałów, jest bardzo często subiektywne i zależy od wiedzy na temat danego sygnału – od znajomości jego modelu deterministycznego, probabilistycznego czy przyjęcia modelu niewiedzy [143], [133], [116].

Modelem sygnału nazywa się pewien opis matematyczny umożliwiający (bardzo często w sposób przybliżony) generowanie kolejnych próbek modelowanego sygnału.

W przypadku, kiedy nie jest znany model deterministyczny, sygnał zaliczamy do grupy sygnałów stochastycznych. Klasyczny podział sygnałów przedstawiono na rysunku 2.1.



Rys. 2.1. Klasyczny podział sygnałów [154].

Sygnały deterministyczne można podzielić dalej na: okresowe, prawie okresowe, zmodulowane, impulsowe, o nieskończonym czasie trwania, o ograniczonej energii [143]. Sygnały losowe (stochastyczne) w zależności od tego czy wykazują pewne cechy regularności w funkcji czasu [143] dzieli się dalej na sygnały stacjonarne oraz niestacjonarne. Szczególną grupę sygnałów stacjonarnych obok sygnałów nieergodycznych stanowią sygnały ergodyczne. Sygnał nazywamy ergodycznym, jeżeli o jego cechach probabilistycznych (np.: wariancja,

funkcja autokorelacji) można wnioskować na podstawie jednej tylko realizacji sygnału, obserwowanej w dostatecznie długim czasie [143].

O przypisaniu sygnału do danej klasy sygnałów decyduje także dziedzina, w której sygnał jest rozpatrywany. W dziedzinach, w których sygnały są traktowane jako nośniki energii (w teorii obwodów, w teorii układów elektronicznych itp.) opisuje się je modelami deterministycznymi. W zagadnieniach telekomunikacyjnych, w których dominują problemy przesyłania informacji, czy też technice pomiarowej dominują modele stochastyczne [143].

Idealny napięciowy sygnał trójfazowej sieci energetycznej można opisać za pomocą trzech przesuniętych względem siebie o 120° (w poszczególnych fazach sieci) sinusoid. Zależność napięcia chwilowego pojedynczej fazy opisuje równanie:

$$U(t) = A \sin(2\pi f_0 t + \Theta), \quad (2.1.)$$

gdzie:

$U(t)$ – napięcie w danej chwili czasu t ,

A – amplituda napięcia w danej sieci elektroenergetycznej,

f_0 – częstotliwość podstawowa sygnału (w Polsce $f_0 = 50\text{Hz}$),

Θ – faza początkowa sygnału.

Jest to więc, z punktu widzenia energetyków sygnał deterministyczny. W rzeczywistości jednak sygnał ten zawiera dodatkowe elementy takie jak harmoniczne, interharmoniczne oraz inne składowe, które uniemożliwiają jego prostą klasyfikację i przypisanie go do określonej grupy sygnałów przedstawionych na rysunku 2.1.

Ową złożoność sygnału elektroenergetycznego potwierdza także twierdzenie Wolda dotyczące współistnienia w rzeczywistych sygnałach składowych deterministycznych oraz stochastycznych. Twierdzenie to, mówi, że każdy dyskretny sygnał (proces) losowy $x(n)$, stacjonarny w szerszym sensie może być przedstawiony jako suma dwóch składowych: deterministycznej $x_d(n)$ oraz czysto losowej $x_l(n)$ [154], [129],

$$x(n) = x_d(n) + x_l(n). \quad (2.2.)$$

Sygnał elektroenergetyczny jest, więc sygnałem złożonym, niosącym z sobą oprócz energii także dużą ilość informacji, która może być wykorzystana do określenia stanu sieci energetycznej oraz jakości energii elektrycznej przez nią płynącej.

2.2. Definicja jakości energii elektrycznej

Pojęcie jakości energii elektrycznej jako pojęcie interdyscyplinarne może być rozpatrywane w oparciu o różne kryteria (np.: techniczne, ekonomiczne), w związku z tym posiada ono wiele definicji. Za jedną z bardziej trafnych, zaproponowaną przez *Advisory Committee on Electromagnetic Compatibility* (ACEC) można uznać następującą definicję [33]:

„Jakość energii elektrycznej to zbiór parametrów opisujących właściwości procesu dostarczania energii do użytkownika w normalnych warunkach pracy, określających ciągłość zasilania (długie i krótkie przerwy w zasilaniu) oraz charakteryzujących napięcie zasilające (wartość, niesymetrię, częstotliwość, kształt przebiegu czasowego).

Uwaga 1: Jakość energii wyraża się stopniem zadowolenia użytkownika z warunków zasilania.

Uwaga 2: Jakość energii zależna jest nie tylko od warunków zasilania, lecz także od rodzaju stosowanego sprzętu (jego odporności na zaburzenia i jego emisyjności) oraz praktyki instalacyjnej.”

Inna definicja funkcjonująca głównie w środowisku odbiorców finalnych energii, odczuwających głównie skutki złej jakości energii jest następująca:

„Jakość energii wyraża się w napięciu i/lub w prądzie lub odchyleniu częstotliwości od jej wartości znamionowej, które powoduje w rezultacie uszkodzenie lub niewłaściwą pracę sprzętu odbiorcy energii.”

Jeszcze inna definicja pochodząca z normalizacji IEEE 1100 definiuje jakość energii jako: koncepcję zasilania i uziemiania wrażliwych urządzeń elektronicznych w odpowiedni sposób dla tych urządzeń [129].

Rozporządzenie ministra Gospodarki [127] opisuje jakość energii poprzez parametry sygnału napięciowego: częstotliwość, poziom napięcia i kształt krzywej.

Z pojęciem jakości energii elektrycznej nierozdzielnie związane jest pojęcie kompatybilności elektromagnetycznej [89],[116], która obok stanu systemu energetycznego, może być traktowana jako jej składowa.

Kompatybilność elektromagnetyczna (między urządzeniem i jego otoczeniem lub między urządzeniami) to zdolność urządzenia do prawidłowego funkcjonowania w sposób zadowalający w danym środowisku elektromagnetycznym bez wprowadzania nadmiernych zaburzeń do tego środowiska.

Jakość energii opisywana jest zazwyczaj zbiorem parametrów (wartościami liczbowymi), które można podzielić na trzy główne grupy [34]:

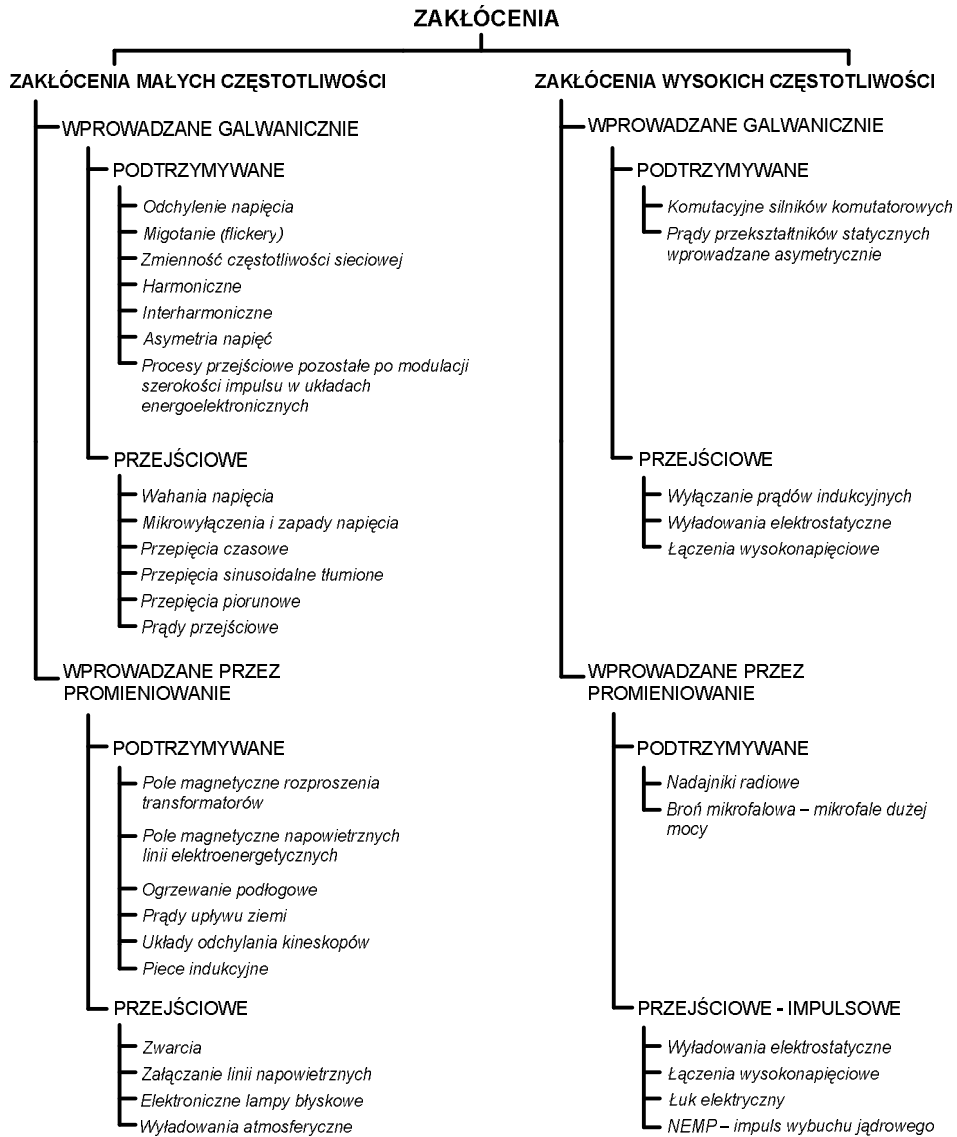
- parametry dotyczące normalnych warunków pracy (wartość napięcia wraz z przedziałem tolerancji, wolne zmiany napięcia oraz długie przerwy w zasilaniu)
- parametry dotyczące zaburzonych warunków pracy (przebiecia, szybkie zmiany napięcia, niesymetria napięcia)
- parametry dotyczące zaburzeń w przebiegu czasowym napięcia zasilającego (harmoniczne, interharmoniczne, zdarzenia przejściowe, krótkotrwałe wzrosty i załamania)

2.3. Rodzaje zakłóceń w sieciach elektroenergetycznych

Główne źródła i rodzaje zakłóceń pojawiających się w sieciach elektroenergetycznych przedstawiono na rysunku 2.2. Wszystkie zakłócenia można podzielić ze względu na: częstotliwość (małej częstotliwości oraz dużej częstotliwości), sposób wprowadzenia zakłócenia do sieci elektroenergetycznej (galwaniczne lub przez promieniowanie), czas trwania zakłócenia (podtrzymywane i przejściowe), zakłócenia dotyczące wartości napięcia zasilającego lub kształtu przebiegu sygnału elektroenergetycznego itp. Istnieją także inne metody klasyfikacji zakłóceń występujących w sieciach elektroenergetycznych na przykład klasyfikacja wprowadzona w normie IEEE 1159 (tabela 2.1., rys 2.4.). Zakłócenia klasyfikuje się także ze względu na czas trwania oraz amplitudę zakłócenia (rys 2.3.).

Problematyka jakości energii dotyczy głównie zakłóceń niskiej częstotliwości wprowadzanych galwanicznie (rys 2.2.). Źródłami zakłóceń powodujących złą jakość energii mogą być zarówno odbiorniki energii elektrycznej takie jak na przykład: zasilacze impulsowe, fluorescencyjne i gazowo-wyładowcze oświetlenie, UPS'y, silniki elektryczne dużej mocy, nasycone obwody magnetyczne, piece łukowe i wiele innych urządzeń, ale również sam system elektroenergetyczny.

Jedną z najistotniejszych przyczyn złej jakości energii i zwiększonej ilości zakłóceń w sieciach elektroenergetycznych od strony odbiorników energii, jest upowszechnienie urządzeń energoelektronicznych, ze względu na ich nieliniową charakterystykę prądowo-napięciową oraz rosnącą częstotliwość ich przełączania. Dużą rolę w zagadnieniach jakości energii odgrywa także właściwa praktyka uziemienia [34].



Rys. 2.2. Zestawienie i podział głównych źródeł zakłóceń [7], [130].

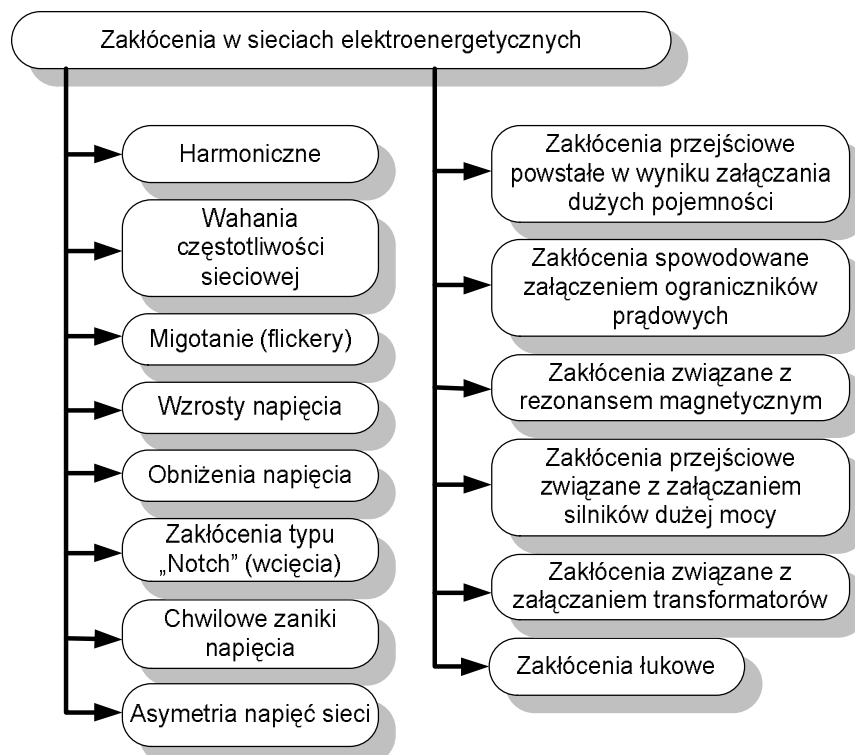


Rys. 2.3. Klasyfikacja zakłóceń ze względu na wartość napięcia oraz czas trwania zaburzenia.

Analiza i kompresja danych pomiarowych sygnału z sieci elektroenergetycznej...

Tabela 2.1. Zestawienie zaburzeń występujących w sieciach zasilających według normy IEEE 1159 [34].

Kategoria		Pasma częstotliwości	Typowy czas trwania	Typowa wartość
Stany przejściowe	Impulsowe	> 5 kHz	< 200 μs	6kV/100kA
	Oscylacje			
	- mała częstotliwość	< 500 Hz	< 30 okresów	4,0
	- średnia częstotliwość	500 Hz - 2 kHz	< 3 okresów	2,0
	- duża częstotliwość	> 2 kHz	< 0,5 okresu	1,5
Krótkie zmiany	Załamania napięcia			
	- bardzo krótkie		0,5 – 30 okresów	0,1 - 1,0
	- krótkie		30 okresów - 3 s	0,1 - 1,0
	- chwilowe		3 s - 1 min	0,1 - 1,0
	Wzrosty napięcia			
	- bardzo krótkie		0,5 – 30 okresów	1,1 - 1,8
	- krótkie		30 okresów - 3 s	1,1 - 1,8
	- chwilowe		3 s - 1 min	1,1 - 1,8
Długie zmiany	Wzrosty napięcia		> 1 min	1,0 - 1,2
	Obniżenie napięcia		> 1 min	0,8 - 1,0
Przerwy	- krótkie		< 3 s	0,0
	- chwilowe		3 s - 1 min	0,0
	- długie		> 1 min	0,0
Odształcenie przebiegu	Napięcie		stan ustalony	0 - 20 %
	Prąd		stan ustalony	0 - 100 %
Komutacyjne załamania		20 - 200 kHz	stan ustalony	
Migotanie światła		0,5 – 85,0 Hz	sporadycznie	0,25 - 7,00 %
Szum		0 - 200 kHz	sporadycznie	



Rys. 2.4. Klasyfikacja zakłóceń w sieciach elektroenergetycznych według normy IEEE 1159.

Podstawowe grupy zakłóceń, zgodnie z normalizacjami PN-EN [92], [107], [93], [104], scharakteryzowano poniżej w kilku punktach:

Harmoniczne

Powszechnie przyjętą miarą odkształcenia są wartości harmoniczných [37]. Harmoniczne to prądy lub napięcia, których częstotliwość jest całkowitą wielokrotnością podstawowej częstotliwości zasilania [55]. Krotność częstotliwości podstawowej określa tzw. numer harmoniczných. Poprzez superpozycję składowych harmoniczných (według szeregu Fouriera [143], [154], [4]) o różnych częstotliwościach i amplitudach uzyskuje się dowolny odkształcony przebieg okresowy. Przy czym o kształcie uzyskanego w ten sposób przebiegu decyduje także wzajemne przesunięcie fazowe poszczególnych składowych harmoniczných [37]. Odkształcenia napięcia lub prądu w sieciach elektroenergetycznych wyraża się poprzez całkowity współczynnik odkształcenia – *THD*, który wyznacza się według zależności:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} U_h^2}}{U_1} \cdot 100\% , \quad (2.3.)$$

gdzie:

U_1 – wartość skuteczna harmoniczných podstawowej,

U_h – wartość skuteczna h-tej harmoniczných.

Jako górną granicę sumowania przyjmuje się zazwyczaj wartość 40, a czasami 50. Definiuje się także względny współczynnik odkształcenia dla h-tej harmoniczných – *HR*, wyznaczany według zależności:

$$HR = \frac{U_h}{U_1} \cdot 100\% . \quad (2.4.)$$

Głównymi źródłami harmoniczných w systemie elektroenergetycznym, są trzy grupy urządzeń: urządzenia z rdzeniami magnetycznymi (np.: transformatory, silniki, generatory, itp.), urządzenia łukowe (np.: piece wyładowcze, wyładowcze źródła światła, urządzenia spawalnicze, itp.) oraz urządzenia elektroniczne i energoelektroniczne.

Interharmoniczne

Interharmoniczne to prądy lub napięcia, których częstotliwość nie jest całkowitą wielokrotnością podstawowej częstotliwości zasilania [55]. Norma IEC-61000-2-1 [91] definiuje interharmoniczne następująco: „Pomiędzy harmonicznymi napięć i prądów występują składowe o częstotliwościach niebędących całkowitą krotnością częstotliwości podstawowej. Mogą pojawić się jako częstotliwości dyskretne lub jako szerokopasmowe spektrum”.

Wyróżnia się dodatkowo pojęcie subharmoniczných jako szczególny przypadek interharmoniczných, których częstotliwość jest mniejsza od częstotliwości podstawowej harmoniczných.

W celach pomiarowych interharmoniczne są grupowane. Tworzone są grupy oraz podgrupy harmoniczných i interharmoniczných, co ułatwia ich analizę. Grupa harmoniczných obejmuje harmoniczną oraz przyległe do niej w analizie spektralnej składowe spektralne (interharmoniczne). Podgrupę harmoniczných tworzy się z harmoniczných oraz dwóch najbliższych

składowych spektralnych. Grupę interharmoniczną, z kolei tworzą składowe interharmoniczne pomiędzy dwoma kolejnymi częstotliwościami. Środkowa grupa interharmoniczna obejmuje natomiast interharmoniczne pomiędzy dwiema kolejnymi harmonicznymi z wyłączeniem składowych bezpośrednio przyległych do harmonicznymi. Na podstawie opisanych grup definiuje się na przykład wartości skuteczne grup (wartość skuteczna grupy harmonicznej, podgrupy harmonicznej, grupy interharmonicznej oraz środkowej grupy interharmonicznej) jako pierwiastek kwadratowy z sumy kwadratów amplitud składowych objętych daną grupą. Definiuje się także sumacyjne wskaźniki zawartości interharmonicznych, na przykład całkowity współczynnik odkształcenia interharmonicznego:

$$TIHD = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^n Q_i^2}}{U_1} \cdot 100\% , \quad (2.5.)$$

gdzie:

U_1 – wartość skuteczna harmonicznej podstawowej,

Q_i – wartość skuteczna interharmonicznej.

Istnieją dwa główne źródła generacji interharmonicznych. Pierwsze to zmiany amplitud i kątów fazowych napięcia zasilającego i jego harmonicznymi powodujące wytwarzanie składowych bocznych wokół częstotliwości podstawowej i jej wielokrotności. Drugim źródłem interharmonicznych jest asynchroniczny proces łączenia elementów półprzewodnikowych w przekształtnikach statycznych [55].

Wahania i odchylenia napięcia

Wahania i odchylenia napięcia przedstawiono na rys. 2.3. Są to zmiany napięcia o różnym czasie trwania, w zakresie amplitud od 90% do 110% wartości napięcia znamionowego U_n . Ze względu na dynamikę oraz przyczynę powstania opisywanej zmiany napięcia, wyróżnia się odchylenie (zazwyczaj spadek) napięcia mający stałą wartość w czasie oraz wahania napięcia. Wahania napięcia definiowane jako seria zmian wartości skutecznej lub obwiedni przebiegu czasowego (wartości chwilowej), przy czym przyjmuje się, że szybkość zmian napięcia jest większa od 1% U_n na sekundę [86]. Do oceny poziomu wahań napięcia wykorzystuje się zdefiniowane w normie PN-EN 61000-3-3 [95] wskaźniki: krótkookresowego migotania światła – P_{st} oraz długookresowego migotania światła – P_{lf} , charakteryzujące oddziaływanie wahań napięcia na proces widzenia, uwzględniając przy tym czynnik czasu.

Podstawową przyczyną zmian napięcia o opisanym charakterze jest zmienność w czasie, głównie mocy biernej odbiorników nazywanych ogólnie mianem niespokojnych. Przykładami takich odbiorników mogą być: piece łukowe, napędy elektryczne dużej mocy, spawarki elektryczne, bojłery, regulatory mocy, piły, młoty elektryczne, windy itp.

Wahania i odchylenia napięcia powodują szereg niekorzystnych skutków o charakterze techniczno-technologicznym oraz ergonomicznym. Wahania napięcia są przyczyną między innymi powstawania efektu migotania światła (tzw. flickerów) [36].

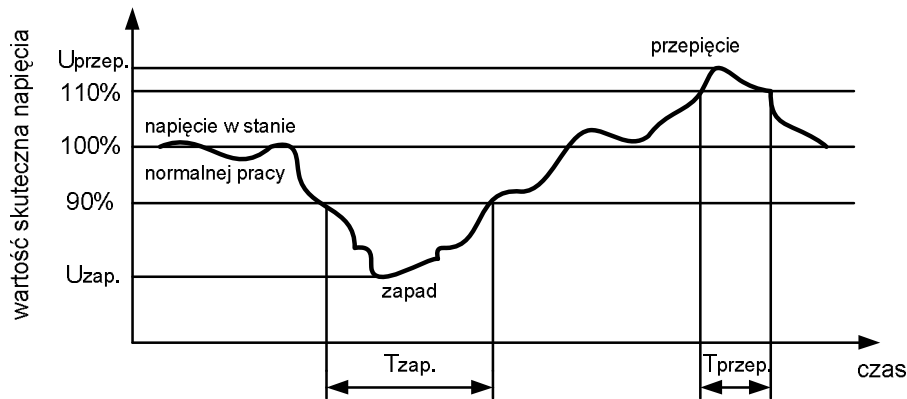
Zapady i krótkie przerwy w zasilaniu

Zapady definiuje się jako krótkotrwałe obniżenie wartości skutecznej napięcia (rys. 2.3.) w zakresie pomiędzy 10% a 90% napięcia znamionowego U_n , o czasie trwania od 10ms

do 1 min (czasami przyjmuje się 3 min). Po danym czasie, wartość skuteczna napięcia powraca do poprzedniego stanu (rys. 2.5.). Definiuje się także względną amplitudę zapadu ΔU_n [%] (napięcie resztkowe), jako różnicę minimalnej wartości skutecznej podczas trwania zapadu a napięciem znamionowym, wyrażoną w procentach.

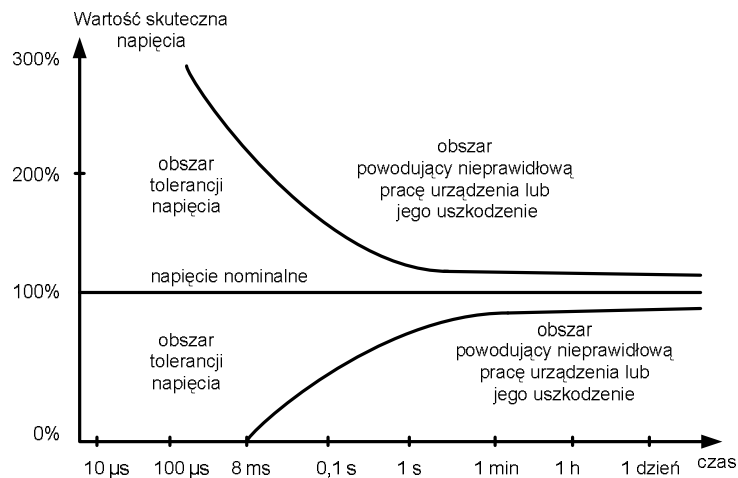
Obniżenie wartości napięcia skutecznego poniżej 10% w opisanym wyżej zakresie czasu traktuje się jako krótkotrwałą przerwę w zasilaniu.

Przyczyną powstawania zapadów i krótkich przerw w zasilaniu są głównie zwarcia w systemie elektroenergetycznym, wywołujące przepływ dużych prądów, a w rezultacie znaczne spadki napięć w sieci elektroenergetycznej. Względna amplituda powstałego w ten sposób zapadu lub przerwy zależy od miejsca wystąpienia zwarcia względem źródeł zasilania. Im zwarcie wystąpi bliżej źródła zasilania, tym większy obserwuje się spadek napięcia. Czas trwania takiego zdarzenia jest zdeterminowany szybkością zadziałania urządzeń zabezpieczających, takich jak bezpieczniki czy odpowiednio skoordynowanych wyłączników sterowanych za pomocą styczników lub przekaźników. Wiele zwarć, głównie w liniach przesyłowych, jest eliminowanych już w czasie od 100 do 500ms, natomiast zwarcia w sieciach rozdzielczych zwykle trwają dłużej [32].



Rys. 2.5. Ilustracja graficzna przebiegów oraz zapadów napięcia.

Skutki zapadów (krótkich przerw) zależą od ich amplitudy oraz czasu trwania, a także od podłączonych do sieci elektroenergetycznej odbiorników, a dokładniej od charakterystyki ich czułości reprezentowanych za pomocą na przykład krzywej CBEMA lub ITIC. Przykładową charakterystykę tolerancji jakości energii w postaci krzywej CBEMA przedstawiono na kolejnym rysunku 2.6.



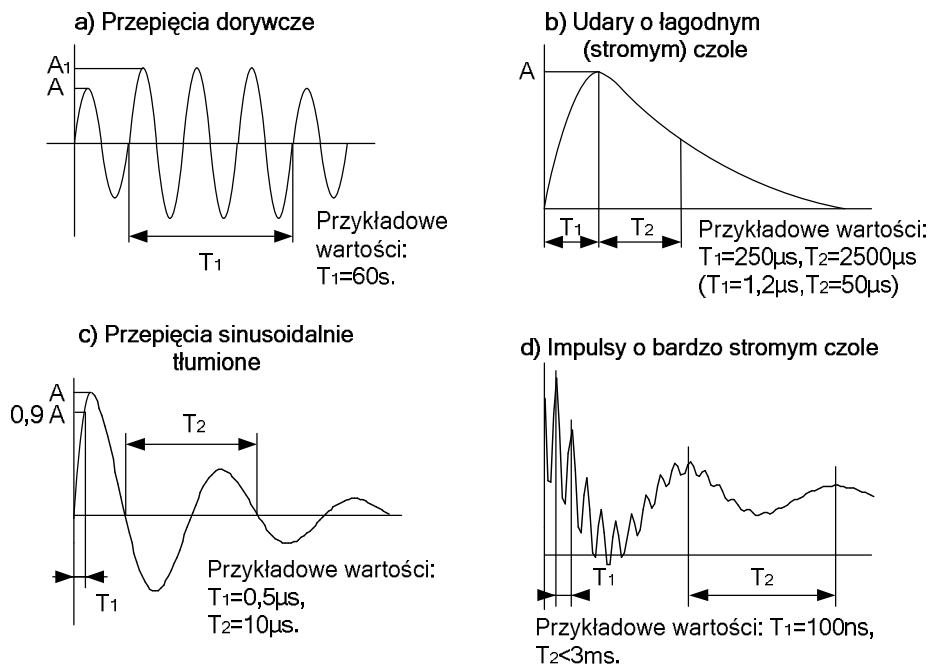
Rys. 2.6. Krzywa CBEMA tolerancji napięcia zasilającego.

Przebiegi napięciowe

Przebiegi napięciowe definiuje się jako przejściowy wzrost napięcia zasilającego powyżej wartości 110% napięcia znamionowego U_n (rys. 2.5.). W zależności od czasu trwania, amplitudy sposobu zaniku oraz źródła, definiuje się kilka klas przebiegów.

Wyróżnić można przebiegi piorunowe bezpośrednie i indukowane, przebiegi dorywcze (wolnozmiennie), w tym przebiegi ziemnozwarciowe trwałe, dynamiczne i rezonansowe. Następną grupę stanowią przebiegi łączeniowe (szybkoszmiennie) w tym manewrowe (na przykład wyłączanie prądów zwarciovych i pojemnościowych oraz indukcyjnych) oraz awaryjne (ziemnozwarciowe z łukiem przerywanym) [23].

Ze względu na kształt przebiegu wyróżnia się kilka podstawowych grup przebiegów (rys. 2.7.).



Rys. 2.7. Standardowe rodzaje przebiegów [23], [97].

Są to:

- przebiegi dorywcze
Przebiegi dorywcze o częstotliwości sieciowej, najczęściej powstają w wyniku trwałego zwarcia z ziemią lub w wyniku szybkiej redukcji obciążenia (rys. 2.7.a.). Wartość tego typu przebiegów zależy od skuteczności uziemienia punktu neutralnego sieci [23].
- przebiegi udarowe
Przebiegi udarowe zazwyczaj powstają podczas zjawisk atmosferycznych (przebiegi piorunowych). W wyniku wyładowań bezpośrednich i pośrednich (poprzez indukcję) powstają przebiegi o różnej amplitudzie i kształtach przedstawionych na rys. 2.7.b, c.
- przebiegi sinusoidalnie tłumione
Przebiegi sinusoidalnie tłumione, powstają w wyniku załączania lub wyłączania elementów obwodu elektroenergetycznego (styczników, rozłączników itp.), a także podczas wyładowań atmosferycznych. W rezultacie powstaje impuls elektryczny o stromym czole, który w układzie RLC, jakim jest obwód elektroenergetyczny, przekształca się w eksponencjalnie tłumioną sinusoidę o częstotliwości będącej częstotliwością własną linii (typowo od 10kHz do 1MHz).

Przebiegi sinusoidalnie tłumione powstają także podczas łączenia baterii kondensatorów [35] w układach do kompensacji mocy biernej, eliminacji wyższych harmonicznych czy stabilizacji napięcia. Częstotliwości tłumionych sinusoid są w tego typu procesach jednak znacznie niższe, typowo przyjmują wartości od 300 do 600Hz (w szczególnych przypadkach do 900Hz).

- serie przepięć impulsowych
Serie szybkich stanów przejściowych (impulsów o bardzo stromym czole) mogą powstawać jako stany łączeniowe w sieci zasilającej (rys. 2.7.d.).

Na oddziaływanie przepięć narażone są zarówno linie zasilające, stacje elektroenergetyczne jak i końcowe odbiorniki, a ich skutkiem w zależności od parametrów przepięcia może być zakłócenie ich pracy, czy nawet uszkodzenie urządzeń.

Zmienność częstotliwości sieciowej

Częstotliwość składowej podstawowej napięcia w sieci elektroenergetycznej jest jedną z podstawowych wielkości związanych z jakością energii elektrycznej. Do parametrów jakościowych dotyczących częstotliwości napięcia zasilającego należą: odchylenie częstotliwości napięcia oraz wahania częstotliwości napięcia [86]. Odchylenie częstotliwości napięcia określa się zależnościami:

$$\Delta f = f - f_N, \quad \Delta f_{\%} = \frac{\Delta f}{f_N} \cdot 100\%, \quad (2.6.)$$

gdzie:

f – rzeczywista częstotliwość składowej podstawowej napięcia sieci elektroenergetycznej,

f_N – częstotliwość znamionowa napięcia sieci elektroenergetycznej,

Δf – odchylenie częstotliwości napięcia sieci elektroenergetycznej,

$\Delta f_{\%}$ – względne odchylenie częstotliwości napięcia sieci elektroenergetycznej.

Wahania częstotliwości określa się natomiast amplitudą wahań oraz częstotliwością ich występowania według zależności:

$$\delta f = f_{eks1} - f_{eks2}, \quad \delta f_{\%} = \frac{\delta f}{f_N} \cdot 100\%, \quad (2.7.)$$

$$F_f = \frac{m_f}{T_f}, \quad (2.8.)$$

gdzie:

f_{eks1}, f_{eks2} – sąsiednie ekstremalne wartości częstotliwości zmieniającej się w czasie ze względnie dużą szybkością (np.: 0,2Hz na sekundę),

m_f – ilość zaobserwowanych ekstremów f_{eks} w oknie o długości T_f ,

δf – amplituda wahań częstotliwości napięcia sieci elektroenergetycznej,

$\delta f_{\%}$ – względna amplituda wahań częstotliwości napięcia sieci elektroenergetycznej,

F_f – częstotliwość wahań częstotliwości napięcia sieci elektroenergetycznej.

Przyczyną powstawania wahań napięcia są szybkie zmiany obciążenia sieci elektroenergetycznej i bezwładność w reakcji na te zmiany generatorów zasilających (regulatorów prędkości wirujących źródeł zasilania).

Asymetria napięć i prądów

Asymetria napięć w trójfazowych sieciach elektroenergetycznych definiowana jest jako stan, w którym wartości skuteczne napięć fazowych lub kąty fazowe pomiędzy kolejnymi fazami nie są równe [92]. Wskaźnikami charakteryzującymi asymetrię napięć są: współczynnik asymetrii zdefiniowany zależnością:

$$\alpha_{u2} = \frac{U_2}{U_1} \cdot 100\% , \quad (2.9.)$$

gdzie:

U_1 – wartość modułu składowej symetrycznej zgodnej podstawowej harmonicznej napięcia,
 U_2 – wartość modułu składowej symetrycznej przeciwnej podstawowej harmonicznej napięcia
oraz współczynnik niezrównoważenia określony wzorem:

$$\alpha_{u0} = \frac{U_0}{U_1} \cdot 100\% , \quad (2.10.)$$

gdzie:

U_0 – wartość modułu składowej symetrycznej zerowej podstawowej harmonicznej napięcia.

Asymetria napięć ma wpływ na pracę urządzeń trójfazowych powodując ich niewłaściwe działanie, na przykład może nastąpić zatrzymanie trójfazowych indukcyjnych silników elektrycznych lub w skrajnych przypadkach ich uszkodzenie.

2.4. Parametry jakości energii elektrycznej

Obecnie najbardziej znaczącymi zakłóceniami występującymi w sieciach elektroenergetycznych są [81]:

- odkształcenia napięcia (harmoniczne)
- wahania napięcia
- zapady napięcia
- krótkotrwałe wzrosty napięcia
- długotrwałe obniżenia i wzrosty napięcia
- krótkie i długie przerwy w zasilaniu
- przebiegi impulsowe
- przebiegi oscylacyjne
- asymetria napięć
- załamania napięcia

Parametrami jakości energii są wielkości liczbowe opisujące wymienione zakłócenia oraz wielkości nominalne napięcia zasilającego (napięcie znamionowe, częstotliwość składowej podstawowej) wraz z ich odchyłkami.

Obowiązujące normalizacje dotyczące jakości energii elektrycznej – jej parametrów oraz metod pomiaru – obok normy PN-EN 50-160, w przeważającej formie ujęte zostały w tak zwanych normach kompatybilnościowych (seria PN-EN 61000-x-x, Kompatybilność elektromagnetyczna). Poniżej zamieszczono zestawienie ważniejszych normalizacji dotyczących jakości energii (tabela 2.2.).

Tabela 2.2. Dokumenty normatywne dotyczące jakości energii elektrycznej [41], [130], [129].

Jakość energii, kompatybilność elektromagnetyczna	
PN-EN 50160	Parametry napięcia zasilającego w publicznych sieciach rozdzielczych.
PN-EN 61000-2-4	Kompatybilność elektromagnetyczna. Środowisko. Poziomy kompatybilności dotyczące zaburzeń przewodzonych małej częstotliwości w sieciach zakładów przemysłowych.
PN-EN 61000-4-16	Kompatybilność elektromagnetyczna. Metody badań i pomiarów. Badanie odporności na asymetryczne zaburzenia przewodzone w zakresie częstotliwości od 0Hz do 150kHz.
PN-EN 61000-4-30	Kompatybilność elektromagnetyczna. Metody badań i pomiarów. Metody pomiaru jakości energii.
Przepięcia	
PN-EN 61000-4-4	Kompatybilność elektromagnetyczna. Metody badań i pomiarów. Badanie odporności na serie szybkich elektrycznych stanów przejściowych.
PN-EN 61000-4-5	Kompatybilność elektromagnetyczna. Metody badań i pomiarów. Badanie odporności na udary.
PN-EN 61000-4-12	Kompatybilność elektromagnetyczna. Metody badań i pomiarów. Badanie odporności na przebiegi oscylacyjne.
Zapady i krótkie przerwy napięcia	
PN-EN 61000-4-11	Kompatybilność elektromagnetyczna. Metody badań i pomiarów. Badania odporności na zapady napięcia, krótkie przerwy i zmiany napięcia.
Harmoniczne i interharmoniczne	
PN-EN 61000-3-2	Kompatybilność elektromagnetyczna. Dopuszczalne poziomy. Dopuszczalne poziomy emisji harmonicznego prądu (fazowy prąd zasilający odbiornika $\leq 16A$).
PN-EN 61000-4-7	Kompatybilność elektromagnetyczna. Metody badań i pomiarów. Ogólny przewodnik dotyczący pomiarów harmonicznego i interharmonicznego oraz stosowanych do tego celu przyrządów pomiarowych dla sieci zasilających i przyłączonych do nich urządzeń.
PN-EN 61000-4-13	Kompatybilność elektromagnetyczna. Metody badań i pomiarów. Badania odporności na harmoniczne i interharmoniczne małej częstotliwości w przyłączy prądu przemiennego łącznie z sygnałami przesyłanymi w sieciach zasilających.
Wahania napięcia	
PN-EN 61000-3-3	Kompatybilność elektromagnetyczna. Dopuszczalne poziomy. Ograniczenia wahań napięcia i migotania światła powodowanych przez odbiorniki o prądzie znamionowym $\leq 16A$ w sieciach zasilających niskiego napięcia.
PN-EN 61000-4-14	Kompatybilność elektromagnetyczna. Metody badań i pomiarów. Badanie odporności na wahania napięcia.
PN-EN 61000-4-15	Kompatybilność elektromagnetyczna. Metody badań i pomiarów. Miernik migotania światła. Specyfikacja funkcjonalna i projektowa.
Zmienność częstotliwości sieciowej	
PN-EN 61000-4-28	Kompatybilność elektromagnetyczna. Metody badań i pomiarów. Badanie odporności na zmiany częstotliwości sieci zasilającej.
Asymetria napięć	
PN-EN 61000-4-27	Kompatybilność elektromagnetyczna. Metody badań i pomiarów. Badanie odporności na asymetrię napięcia.

Analiza i kompresja danych pomiarowych sygnału z sieci elektroenergetycznej...

Dodatkowo ustalenia, co do jakości energii elektrycznej są regulowane przez rozporządzenia Ministra Gospodarki:

- z dnia 20 grudnia 2004 roku [127]

określa standardy jakościowe energii elektrycznej i obsługi odbiorców. Nakłada też na przedsiębiorstwo sieciowe i operatora systemu obowiązek dotrzymania parametrów jakości zasilania określonych w przepisach, lub sprecyzowanych szczegółowo w umowie o sprzedaży energii elektrycznej (Prawo Energetyczne [145]).

- z dnia 23 kwietnia 2004 roku

określa obowiązek wpisania do umowy o dostawie energii upustów i bonifikat przysługujących odbiorcy za niedotrzymanie gwarantowanego przepisami lub umową poziomu usługi. Powyższe rozporządzenie precyzuje wysokość bonifikat w przypadku niedotrzymania poziomu napięcia lub przerwy w dostawie energii. Odpowiedzialność w przypadku niedotrzymania innych parametrów jakościowych polskie prawo przekazuje umowie między dostawcą i odbiorcą.

- inne rozporządzenia i ustawy aktualizowane na bieżąco na stronie Ministerstwa Gospodarki [128]

Dopuszczalne odchylenia parametrów energii elektrycznej według normy PN-EN 50-160 [92] zestawiono poniżej:

- harmoniczne napięcia

Tabela 2.3. przedstawia dopuszczalne wartości poszczególnych harmonicznych parzystych oraz nieparzystych w publicznych sieciach niskiego napięcia (poniżej 1kV), progi te pokazano dodatkowo na rysunku 2.8.

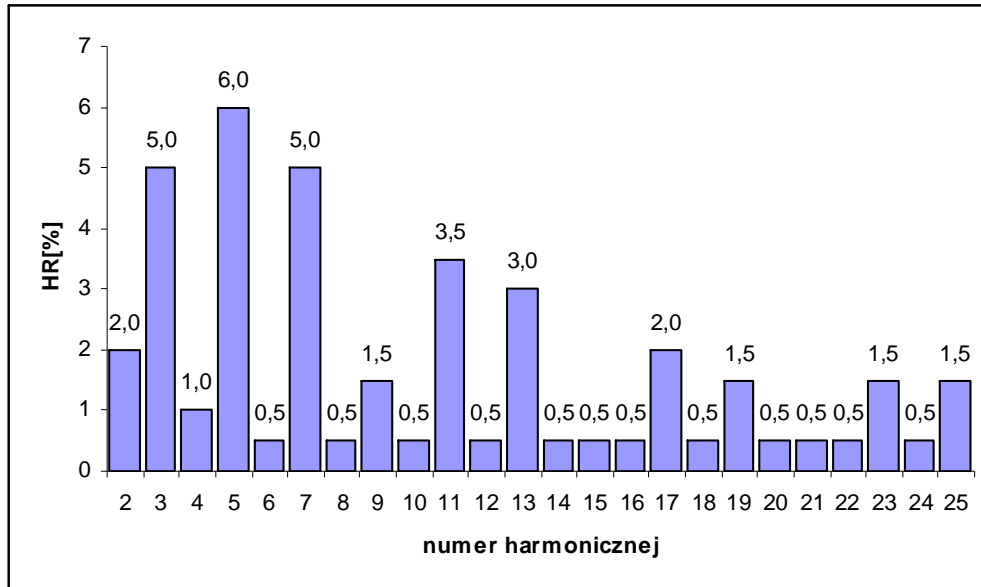
Tabela 2.4. natomiast zawiera zestawienie dopuszczalnych poziomów parametru *THD* w zależności od napięcia znamionowego sieci elektroenergetycznej.

Tabela 2.3. Wartości dopuszczalne wyższych harmonicznych według PN-EN 50160 [92].

harmoniczne nieparzyste				harmoniczne parzyste	
niebędące wielokrotnością 3		wielokrotność 3			
rzęd h	U _h [%]	rzęd h	U _h [%]	rzęd h	U _h [%]
5	6,0	3	5,0	2	2,0
7	5,0	9	1,5	4	1,0
11	3,5	15	0,5	6 do 24	0,5
13	3,0	21	0,5		
17	2,0				
19	1,5				
23	1,5				
25	1,5				

Tabela 2.4. Dopuszczalne wartości THD według Dz.U.85 [127].

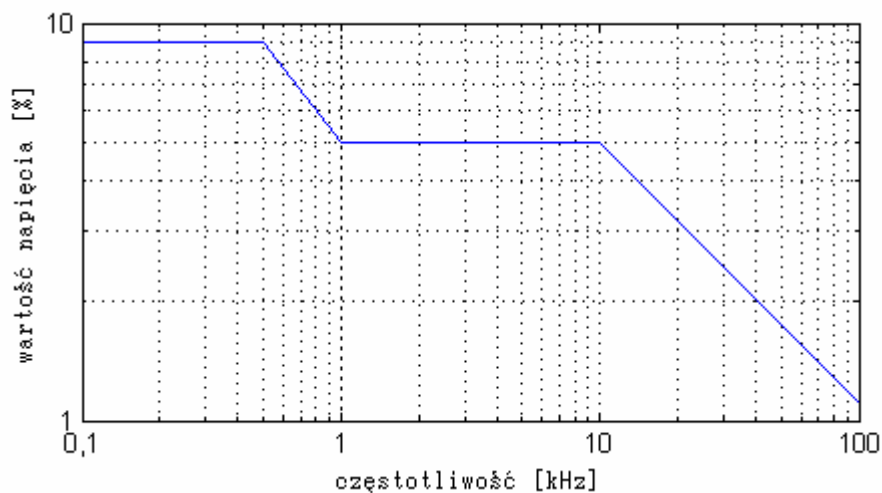
U	<1kV	1kV-30kV	30kV-110kV	>110kV
THD	8,0%	5,0%	2,5%	1,5%



Rys. 2.8. Wartości dopuszczalne wyższych harmoniczných według PN-EN 50160 [86].

- interharmoniczne napięcia

Obecny etap normalizacji w zakresie interharmoniczných jest jeszcze bardzo wczesny. Większość norm pomija limity dla interharmoniczných [55], lub wprowadza wartości wykazujące się w zależności od normy znacznym zróżnicowaniem. Zgodnie z rekomendacjami IEC poziomy interharmoniczných ogranicza się do 0,2% dla częstotliwości $\leq 2\text{kHz}$, co w szczególnych przypadkach może prowadzić do znacznej komplikacji filtrów sieciowych. Norma PN-EN 50160 [92] ustala dopuszczalne poziomy interharmoniczných dla sieci rozdzielczych średniego napięcia w zależności od częstotliwości (rys. 2.9.).



Rys. 2.9. Poziomy subharmoniczných i interharmoniczných według PN-EN 50160 [92], dla sieci rozdzielczych SN.

- częstotliwość składowej podstawowej napięcia
Zmiany częstotliwości składowej podstawowej powinny zawierać się w przedziale od 49,5Hz do 50,2Hz, natomiast dozwolone różnice częstotliwości w publicznych sieciach rozdzielczych, określone przez normę PN-EN 50160 [92] rozszerzają ten przedział. Dla sieci pracujących synchronicznie z SE przedział ten powinien wynosić od 49,5Hz do 50,5Hz oraz od 47,0Hz do 52,0Hz w przeciągu odpowiednio 95% i 100% okresu tygodnia, natomiast dla sieci pracujących bez synchronicznego połączenia z SE od 49,0Hz do 51,0Hz i od 42,5Hz do 57,5Hz w przeciągu 95% i 100% okresu tygodnia.
- zmiany napięcia zasilającego
Średnia wartość skuteczna napięcia mierzona w czasie 10 minut w normalnych warunkach pracy, powinna się mieścić w przedziale $\pm 10\%$ napięcia znamionowego przez 95% tygodnia.
- szybkie zmiany napięcia
Szybkie zmiany napięcia w normalnych warunkach pracy nie powinny przekraczać 5% napięcia znamionowego oraz dopuszcza się, aby w pewnych okolicznościach zmiany te osiągnęły kilka razy w ciągu dnia wartość 10% napięcia znamionowego.
- zapady napięcia
W normalnych warunkach pracy zapady napięcia przekraczające 10% napięcia znamionowego mogą występować od kilkudziesięciu do tysiąca razy w ciągu roku, przy czym większość zapadów charakteryzuje się czasem trwania krótszym niż 1s i głębokością mniejszą niż 60%.
- krótkie przerwy zasilania
W normalnych warunkach pracy liczba krótkich przerw w zasilaniu może wynosić od kilkudziesięciu do kilkuset w ciągu roku, przy czym w większości czas trwania pojedynczej przerwy w zasilaniu nie przekracza 1 sekundy.
- długie przerwy w zasilaniu
W normalnych warunkach pracy liczba przerw w zasilaniu trwających dłużej niż 3 minuty może dochodzić do 50 w ciągu roku. Nie dotyczy to wyłączeń planowych.
- przepięcia dorywcze o częstotliwości sieciowej
Niektóre uszkodzenia po stronie pierwotnej transformatora mogą powodować przepięcia po stronie wtórnej transformatora, zwykle nieprzekraczające wartości 1500V. W sieciach niskiego napięcia na skutek uszkodzenia i przesunięcia punktu neutralnego, napięcia faz mogą dochodzić do $\sqrt{3}U_n$.
- przepięcia przejściowe (oscylacyjne lub nieoscylacyjne)
Powodowane przez wyładowania atmosferyczne lub procesy łączeniowe, w właściwie chronionych sieciach niskiego napięcia zwykle nie przekraczają 6kV.
- niesymetria napięcia zasilającego
W normalnych warunkach pracy, przez 95% każdego tygodnia, ze zbioru 10 minutowych średnich wartości skutecznych składowej symetrycznej kolejności przeciwnej napięcia zasilającego powinno mieścić się w przedziale od 0 do 2% wartości

składowej symetrycznej kolejności zgodnej. Na pewnych obszarach występuje niesymetria do 3% [92].

2.5. Pomiary i monitoring jakości energii elektrycznej

Pomiary jakości energii elektrycznej wykonuje się przede wszystkim z dwóch powodów. Po pierwsze określa się jakość zasilania odbiorców w celu porównania wyników z wymaganiami określonymi przez normy. Po drugie w celu zbadania wpływu (emisji zaburzeń) odbiorników na sieć zasilającą [86]. Dokładność oraz zalecane metody pomiaru poszczególnych parametrów jakości energii regulują normy (tabela 2.2.). Poniżej (tabela 2.5.) zestawiono wymagane dokładności oraz zakresy pomiarowe dla wybranych parametrów jakości energii.

Tabela 2.5. Zakresy pomiarowe oraz wymagane dokładności wyznaczania wybranych parametrów jakości energii elektrycznej [92], [107], [93], [104].

Rodzaj parametru:	klasa przyrządu: A		
	od:	do:	dokładność:
Częstotliwość sieciowa	42,50Hz	57,50Hz	$\pm 0,01\text{Hz}$
Zakres pomiarowy napięcia	0,0% U_{din}	200,0% U_{din}	$\pm 0,1\% U_{din}$
Harmoniczne napięcia - amplituda	0,00% U_{din}	16,00% U_{din}	$\pm \max(5\% U_m; 0,05\% U_{din})$
Harmoniczne napięcia - faza	0°	360°	$\pm \max(5^\circ; n \cdot 1^\circ)$
Interharmoniczne napięcia - amplituda	0% U_{din}	5% U_{din}	wynikająca ze znormalizowanych parametrów DFT opisanych w [107]
Interharmoniczne napięcia - częstotliwość	> 0,00Hz	200kHz	5Hz (lub 6,25Hz)
Niesymetria napięcia	0,00%	5,00%	0,15%
Rodzaj parametru:	klasa przyrządu: B		
	od:	do:	dokładność:
Częstotliwość sieciowa	42,50Hz	57,50Hz	nie ustalono
Zakres pomiarowy napięcia	0,0% U_{din}	150,0% U_{din}	$\pm 0,5\% U_{din}$
Harmoniczne napięcia - amplituda	0,00% U_{din}	16,00% U_{din}	$\pm \max(5\% U_m; 0,15\% U_{din})$
Harmoniczne napięcia - faza	0°	360°	nie ustalono
Interharmoniczne napięcia - amplituda	0% U_{din}	5% U_{din}	wynikająca ze znormalizowanych parametrów DFT opisanych w [107]
Interharmoniczne napięcia - częstotliwość	> 0,00Hz	2,00kHz	nie ustalono
Niesymetria napięcia	0,00%	5,00%	nie ustalono

gdzie: $\max(x,y)$ – większa z wartości x lub y ; U_m – napięcie mierzone [93]; U_{din} – napięcie oczekiwane na wejściu przyrządu (tzw. napięcie deklarowane) [104], n – numer harmoniczej.

W tabeli 2.5. zgodnie z normą PN-EN 61000-4-30 [104] wyróżniono dwie klasy urządzeń pomiarowych:

- klasa A
Urządzenia o dużej dokładności mające zastosowanie jako przyrządy wzorcowe (pracujące w warunkach laboratoryjnych) oraz do oceny spełnienia warunków kontraktu na dostawę energii elektrycznej.
- klasa B
Urządzenia o mniejszej dokładności traktowane jako orientacyjne wskaźniki stanu jakości energii elektrycznej.

Dodatkowo urządzenia pomiarowe jakości energii dzieli się w zależności od zastosowań na trzy podstawowe grupy [32]:

- mierniki do celów diagnostycznych
Są to urządzenia do ciągłego monitorowania nietypowych stanów sieci zasilającej. Oprócz pomiarów i rejestracji podstawowych parametrów jakości oraz przekroczeń ich wartości określonych w normach (tabela 2.2.), urządzenia tego typu mają możliwość zapisu próbek czasowych przebiegów napięć i prądów (rejestracji kształtu napięcia lub prądu), jednej lub wielu faz sieci zasilającej podczas oraz bezpośrednio przed wystąpieniem zaburzenia.
- mierniki do celów standaryzacji i kontraktów
Zadaniem urządzeń tego typu jest najczęściej: określenie emisji zaburzeń badanego urządzenia, określenie odporności badanego urządzenia na ustalony rodzaj i wartość zaburzenia, określenie wartości zaburzeń w zadanym punkcie sieci elektroenergetycznej i porównanie z wartościami normatywnymi.
- mierniki do celów statystycznych
Przykładem mierników realizujących funkcje statystyczne są mierniki zapadów. W urządzeniach tego typu realizowany jest ciągły monitoring sieci elektroenergetycznej a w trakcie wystąpienia zdarzenia odbywa się rejestracja próbek czasowych. Próbkę reprezentującą zapis zdarzenia (zapadu lub przerwy) są następnie poddawane analizie statystycznej a wynik analizy jest archiwizowany.

Duże znaczenie praktyczne mają mierniki przeznaczone do celów diagnostycznych, zapisujących kształt zaburzeń sygnału elektroenergetycznego. Wykonywane przez mierniki rejestracje sygnału, umożliwiają znacznie szerszą analizę stanu sieci elektroenergetycznej w porównaniu z miernikami mierzącymi tylko parametry jakości energii lub ich zgodność z określonymi normami. Specjaliści z dziedziny jakości energii mają dzięki takim zapisom możliwość [32]:

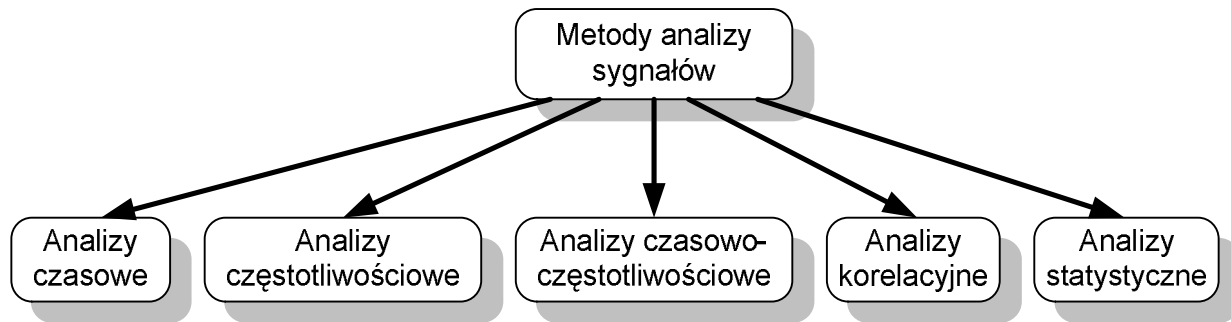
- identyfikacji charakterystycznych cech zaburzeń, które mogą powodować brak kompatybilności z czułymi odbiornikami
- identyfikacji oraz lokalizacji źródeł lub przyczyn zaburzeń
- wyboru i weryfikacji poprawności pracy rozwiązań zabezpieczających przed skutkami zaburzeń
- prognozowania przyszłych potencjalnych problemów związanych z jakością energii elektrycznej i poprawy sytuacji jeszcze na wstępnym etapie, przed wystąpieniem poważnych skutków

3. Analiza sygnału elektroenergetycznego

3.1. Wprowadzenie

Ogólnie analiza oznacza rozkład na składniki/czynniki (w sensie materialnym i niematerialnym) - przeciwieństwo syntezy. Analiza sygnałów ma na celu wydobycie informacji zawartych w sygnale [153] np.: rozpoznanie treści sygnału mowy, diagnozę stanu pacjenta na podstawie sygnałów biomedycznych (EKG, EMG), przewidywanie ruchów tektonicznych z zarejestrowanych sygnałów geosejsmicznych, czy też rozpoznanie stanu sieci energetycznej i jakości energii elektrycznej na podstawie pomiarów chwilowych wartości napięcia i prądu, za pomocą urządzeń monitorujących.

Przetwarzanie sygnałów to matematyczne operacje polegające na transformowaniu sygnału z jednej postaci do drugiej. Sygnał poddawany jest przetwarzaniu w celu ułatwienia jego analizy lub jest wręcz częścią algorytmu analizy. Na rys. 3.1. przedstawiono podstawowy podział metod analiz ze względu na dziedzinę wykonywanej operacji (czas, częstotliwość, czas-częstotliwość).



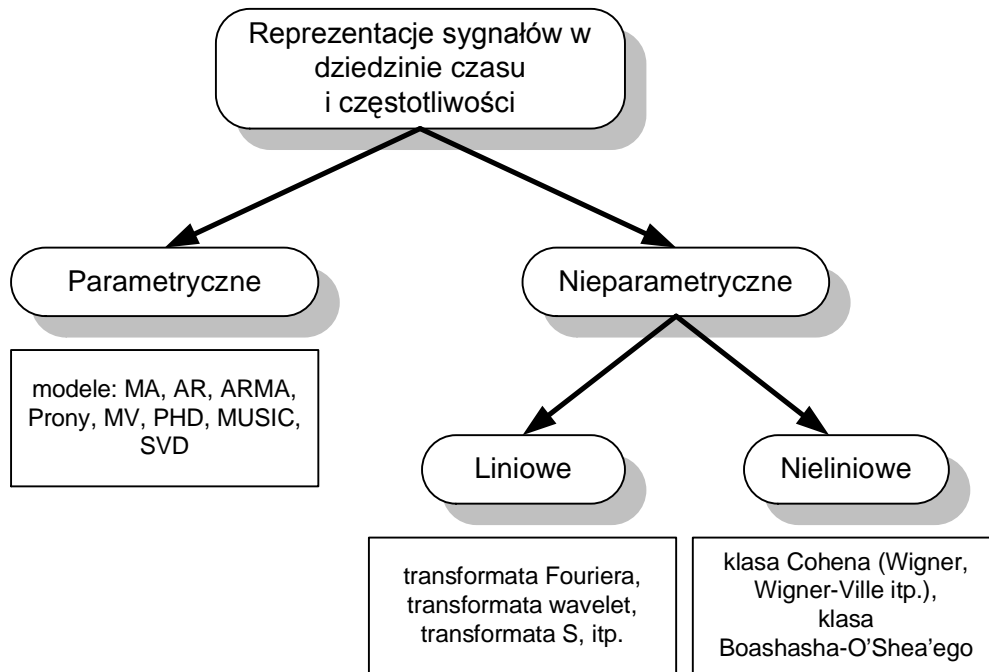
Rys. 3.1. Podstawowy podział metod analiz sygnału.

Pod pojęciem analizy sygnałów najczęściej rozumie się ich analizę częstotliwościową. Najlepiej znaną i w dalszym ciągu najczęściej stosowaną metodą analizy jest transformacja Fouriera [143], [154], [153], której różne modyfikacje umożliwiły prostą implementację jej algorytmów i zapewniły dużą szybkość procesu przetwarzania. Dla prostych systemów monitorowania i analizy sieci elektroenergetycznych miało to ogromne znaczenie, gdyż umożliwiło stosowanie tanich procesorów sygnałowych w urządzeniach tego typu.

Transformacja Fouriera umożliwia przekształcenie sygnału z dziedziny czasu w dziedzinę częstotliwości, dając informację o częstotliwościach zawartych w sygnale. Jednak praktyczne realizacje tego algorytmu są obciążone koniecznymi ograniczeniami [153]. Podstawowe ograniczenia dotyczą ilości przetwarzanych próbek sygnału, wymogu skończonego czasu trwania tzw. okna pomiarowego, itp.

W praktycznych zastosowaniach najczęściej mamy do czynienia z sygnałami, których cechy charakterystyczne ulegają zmianie w czasie tj. sygnałami niestacjonarnymi. Dla tego typu sygnałów transformacja Fouriera okazuje się niewystarczająca, z tego względu, że widmo takiego sygnału ulega zmianie w czasie, a metoda Fouriera daje uśrednione (w oknie analizy) wyniki. Konsekwencją tego faktu było wprowadzenie przez Gabora krótkookresowej transformacji Fouriera (STFT), a w kolejnym etapie wprowadzenie i rozwinięcie metod transformacji falkowej [51], [53], [50], [52], [4].

Oprócz przytoczonych metod analizy, zaliczanych do metod nieparametrycznych liniowych istnieje także cały szereg innych metod. Uproszczony podział metod analiz czasowej oraz czasowo-częstotliwościowej przedstawiono na rysunku 3.2.



Rys. 3.2. Uproszczona klasyfikacja metod częstotliwościowych oraz czasowo-częstotliwościowych sygnału ze względów obliczeniowych [155].

3.2. Opis wybranych metod przetwarzania sygnałów

3.2.1. Transformacja Fouriera

Transformacja Fouriera przekształca funkcję w dziedzinie czasu na funkcję w dziedzinie częstotliwości. Ujawnia w ten sposób składowe sygnału będące funkcjami sinusoidalnymi. Pozwala dzięki temu przedstawić sygnał jako sumę sinusoid o różnych amplitudach, częstotliwościach i fazach.

Transformowalność danej funkcji $x(t)$ określają warunki Dirichleta [143], [153]:

- funkcja $x(t)$ posiada skończoną liczbę nieciągłości w dowolnym skończonym przedziale oraz wartości funkcji w tych punktach są ograniczone
- funkcja $x(t)$ ma skończoną liczbę ekstremów w dowolnym skończonym przedziale
- funkcja $x(t)$ jest bezwzględnie całkowalna

Jeżeli funkcja $x(t)$ spełnia powyższe warunki to można wykonać na niej przekształcenie Fouriera. Ciągłe przekształcenie Fouriera wyraża się następującą zależnością:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt, \quad (3.1.)$$

a odwrotne do niego przekształcenie przedstawia wzór:

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(f)e^{j\omega t} df, \quad (3.2.)$$

gdzie: t – czas, f – częstotliwość, ω – pulsacja, $X(f)$ – widmo sygnału,

przy czym $X(f)$ może być przekształcone do współrzędnych biegunowych:

$$X(j\omega) = |X(j\omega)|e^{j\varphi(\omega)}, \quad (3.3.)$$

gdzie: $|X(j\omega)|$ – widmo amplitudowe, $\varphi(\omega)$ – widmo fazowe.

W rzeczywistych realizacjach przekształcenia Fouriera, sygnał poddawany analizie jest próbkowany i ma ograniczoną do N próbek długość, co jest równoznaczne z wymnożeniem dyskretnego sygnału (wzór (3.4.)) z funkcją okna $w(n)$, w najprostszym przypadku prostokątnego przyjmującego N niezerowych wartości (zależność (3.5.)).

$$x_w(n) = x(n) \cdot w(n), \quad -\infty < n < +\infty, \quad (3.4.)$$

$$w(n) = \begin{cases} 1, & n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \\ 0, & \text{pozostałe } n \end{cases}, \quad (3.5.)$$

Dla opisanego przypadku para transformat przybiera postać:

$$X^{(N)}(e^{j\Omega}) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j\Omega n}, \quad (3.6.)$$

$$x(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} X^{(N)}(e^{j\Omega}) e^{j\Omega n} d\Omega, \quad (3.7.)$$

gdzie: $\Omega = 2\pi f / f_s$ – znormalizowana pulsacja, f_s – częstotliwość próbkowania sygnału.

Wynikiem przekształcenia jest ciągle widmo dyskretnego sygnału $x(n)$. Większe znaczenie praktyczne ma jednak dyskretne przekształcenie Fouriera – DFT (ang.: *Discrete Fourier Transform*), w którym analizie poddawany jest sygnał dyskretny o skończonej liczbie próbek N , a wynikiem przetworzenia jest także dyskretne N - punktowe widmo sygnału. Para dyskretnych transformat przedstawiona jest zależnościami:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1, \quad (3.8.)$$

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k)e^{j\frac{2\pi}{N}kn}, \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1. \quad (3.9.)$$

gdzie:

k – zdyskretyzowana częstotliwość,

n – wybrana chwila czasowa (numer próbki sygnału), dla której wyznacza się dyskretne widmo.

Dyskretne widmo $X(k)$ sygnału $x(n)$ w wyniku okienkowania (zależność (3.4.)) jest zniekształcone, co w dziedzinie częstotliwości spowodowane jest splotem sygnału i okna (3.10.),

a wynikiem tego jest rozmycie widma sygnału i pojawienie się w widmie listków bocznych [153].

$$X_w(e^{j\Omega}) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(e^{j\Theta})W(e^{j(\Omega-\Theta)})d\Theta. \quad (3.10.)$$

Sama dyskretyzacja sygnału $x(n)$ powoduje natomiast powielenie jego widma z okresem częstotliwości próbkowania f_s . Szerokość listka głównego Δ_{ml} zależy od ilości próbek okna $w(n)$ oraz od jego rodzaju. Okna wykorzystywane w analizie Fouriera można podzielić na nieparametryczne oraz parametryczne. Podstawowe okna nieparametryczne wraz z ich parametrami przedstawia tabela 3.1.

Tabela 3.1. Wybrane dyskretne, nieparametryczne okna czasowe i ich parametry [153].

Nazwa okna	Definicja okna $w(n)$, $n=0, \dots, N-1$	Szerokość listka głównego - Δ_{ml}	Względne tłumienie najwyższego listka bocznego - A_{sl}
Prostokątne	1	$4\pi / N$	13,3dB
Trójkątne	$1 - \frac{2 n - (N-1)/2 }{N-1}$	$8\pi / N$	26,5dB
Hanninga (Hanna)	$\frac{1}{2} \left(1 - \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) \right)$	$8\pi / N$	31,5dB
Hamminga	$0,54 - 0,46 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right)$	$8\pi / N$	42,7dB
Blackmana	$0,42 - 0,50 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) + 0,08 \cos\left(\frac{4\pi n}{N-1}\right)$	$12\pi / N$	58,1dB

gdzie: $\Delta_{ml} = 2\pi(\Delta f / f_s)$.

Ważną grupę stanowią też okna parametryczne. W oknach tego typu istnieje możliwość projektowania okna w celu uzyskania wymaganych parametrów (szerokości listka głównego, względnego tłumienia najwyższego listka bocznego). Kilka przykładowych okien parametrycznych zamieszczono poniżej [153]:

- **okno Kaisera**

Okno Kaisera minimalizuje szerokość listka głównego widma sygnału przy założonej długości okna oraz określonym procentowym udziale energii listków bocznych. Definicję okna przedstawia zależność:

$$\frac{I_0 \left(\beta \sqrt{1 - \left(\frac{n - (N-1)/2}{(N-1)/2} \right)^2} \right)}{I_0(\beta)}, \quad (3.11.)$$

gdzie:

$$I_0(x) = 1 + \sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{(x/2)^k}{k!} \right]^2,$$

$$\beta = \begin{cases} 0, & \text{dla } A_{sl} < 13,26\text{dB} \\ 0,76609(A_{sl} - 13,26)^{0,4} + 0,09834(A_{sl} - 13,26), & \text{dla } 13,26 \leq A_{sl} < 60\text{dB} \\ 0,12438(A_{sl} + 6,3), & \text{dla } 60 \leq A_{sl} \leq 120\text{dB} \end{cases},$$

$$N = \lceil K \rceil, \quad K = \frac{24\pi(A_{sl} + 12)}{155 \cdot \Delta_{ml}} + 1,$$

przy czym $\lceil K \rceil$ oznacza najmniejszą liczbę naturalną równą lub większą od K.

- **okno Dolpha-Czebyszewa**

Okno Dolpha-Czebyszewa minimalizuje szerokość listka głównego widma sygnału przy założeniu określonej długości okna oraz ograniczeniu dopuszczalnej wysokości maksymalnego listka bocznego. Charakteryzuje się ono listkiem głównym widma o najmniejszej szerokości spośród wszystkich okien o tej samej długości [153], z tego powodu szczególnie nadaje się ono do wysokorozdzielczych analiz częstotliwościowych sygnałów.

Definicję okna przedstawia zależność:

$$w_{DC}(m + (M + 1)) = C \left[\frac{1}{\gamma} + 2 \sum_{k=1}^M T_{N-1} \left(\beta \cos \frac{\pi k}{N} \right) \cos \frac{2\pi k m}{N} \right], \quad -M \leq m \leq M, \quad (3.12.)$$

gdzie:

$$T_N(x) = \begin{cases} \cos((N-1) \cos^{-1} x), & |x| \leq 1 \\ \cosh((N-1) \cosh^{-1} x), & |x| > 1 \end{cases},$$

$$\beta = \cosh \left(\frac{1}{N-1} \cosh^{-1} \frac{1}{\gamma} \right) = \cosh \left(\frac{1}{N-1} \cosh^{-1} (10^{A_{sl}/20}) \right),$$

γ – określa względną wysokość maksymalnego listka bocznego w stosunku do listka głównego, C – stała służąca do przeskalowywania okna w amplitudzie, w zależności od potrzeb.

Podsumowanie

Dyskretna Transformacja Fouriera znalazła szerokie zastosowanie w analizie sygnałów cyfrowych. Powstało szereg algorytmów szybkiego wyznaczania tego przekształcenia, tak zwanych algorytmów FFT (ang.: *Fast Fourier Transform*), dających identyczne wyniki jak DFT (algorytm obliczania widma według definicji (3.8.)), różniących się jedynie sposobem wyznaczania próbek widma. W metodach tych wykorzystuje się algorytmy RADIX (na przykład: radix-2, radix-4) z podziałem w dziedzinie czasu – DIT (ang.: *Decimation in Time*), podziałem w dziedzinie częstotliwości – DIF (ang.: *Decimation In Frequency*) oraz mieszane, a także inne

metody takie jak algorytm Goertzela [153]. Prosta implementacja algorytmów FFT oraz znaczne przyspieszenie obliczeń w porównaniu z DFT (złożoność obliczeniowa DFT wynosi N^2 mnożeń, natomiast dla przykładowo algorytmu radix-2 DIT FFT już tylko $N \cdot \log_2 N$) przyczyniła się do upowszechnienia przytoczonych metod. Algorytmy FFT są szczególnie popularne w urządzeniach o stosunkowo niewielkiej mocy obliczeniowej procesorów (na przykład urządzeniach monitorujących jakość energii elektrycznej), nawet pomimo wad dyskretnej transformacji Fouriera związanych z często pojawiającymi się problemami z interpretacją wyników (rozmycie widma), czy uśrednianiem widma w oknie dla sygnałów niestacjonarnych.

3.2.2. Krótkookresowa transformacja Fouriera

Wprowadzenie metody krótkookresowej transformacji Fouriera – STFT (ang.: *Short-Time Fourier Transform*) było kolejnym naturalnym krokiem w rozwoju metod fourierowskich, które nie były przystosowane do analizy sygnałów niestacjonarnych [143], [154], [153], [51], [52]. W metodzie tej wprowadzono analizujące przesuwające się w czasie, okno czasowe o stałej długości. Stąd też pochodzi inna nazwa metody – MWM (ang.: *Moving Window Method*). Definicję tej transformacji można opisać następującymi zależnościami:

- w dziedzinie czasu

$$STFT_x^T(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) \gamma^*(\tau - t) e^{-j2\pi f \tau} d\tau, \quad (3.13.)$$

- w dziedzinie częstotliwości

$$STFT_x^F(t, f) = e^{-j2\pi f t} \int_{-\infty}^{+\infty} X(v) \Gamma^*(v - f) e^{j2\pi v t} dv, \quad (3.14.)$$

gdzie:

- t – chwila czasowa, w której wykonywana jest analiza sygnału (przesunięcie w czasie),
- f – częstotliwość,
- $\gamma(t)$ – czasowe okno analizy (obserwacji),
- $\Gamma(f)$ – transformacja Fouriera okna $\gamma(t)$,
- $x(t)$ – analizowany sygnał w dziedzinie czasu,
- $X(f)$ – analizowany sygnał w dziedzinie częstotliwości,
- *
- operacja sprzężenia.

Transformację odwrotną – syntezę sygnału $x(t)$ definiuje się następującą zależnością:

$$x(t) = \frac{1}{\gamma(0)} \int_{-\infty}^{+\infty} STFT_x(t, f) e^{j2\pi f t} df, \quad (3.15.)$$

gdzie:

- $\gamma(0)$ jest wartością okna $\gamma(t)$ w chwili zerowej.

Postać dyskretna wzoru (3.13.) przedstawia zależność:

$$STFT_x^T(n, k) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} x(m) \gamma^*(n-m) e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}k\right)m}, \quad (3.16.)$$

Ograniczając przedział analizowanego sygnału do N próbek otrzymujemy zależność:

$$STFT_x^T(n, k) = \sum_{m=0}^{N-1} x(n-m) \gamma^*(m) e^{j\left(\frac{2\pi}{N}k\right)m}, \quad (3.17.)$$

gdzie:

m – numer próbki okna $\gamma(m)$, dla $m = 0, 1, 2, \dots, M-1$,

M – rozmiar okna $\gamma(m)$, przy czym powinna być spełniona zależność: $M \leq N$,

k – zdyskretyzowana częstotliwość o wartościach z przedziału: $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$,

oraz $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$.

Do realizacji STFT po odpowiednim uzupełnieniu sygnału $x(n)$ próbkami zerowymi do rozmiaru N będącego potęgą liczby 2, można zastosować także szybkie algorytmy transformacji Fouriera – FFT [153], opisane w poprzednim rozdziale (3.2.1.), co znacznie upraszcza obliczeniowo prezentowaną metodę.

Zależność pomiędzy ciągłą i dyskretną krótkookresową transformacją Fouriera przedstawiają następujące zależności:

$$STFT[k, n] = STFT(t, f), \quad (3.18.)$$

$$t = k\Delta t, \quad f = \frac{n}{M\Delta t}, \quad (3.19.)$$

gdzie: Δt – okres próbkowania.

Z krótkookresową transformacją Fouriera związane jest także pojęcie spektrogramu. Spektrogramem STFT stanowi najprostszy typ reprezentacji czasowo-częstotliwościowej sygnału, definiuje się go jako kwadrat modułu transformacji:

$$SP(t, f) = |STFT(t, f)|^2. \quad (3.20.)$$

Transformacja Gabora

Inną blisko spokrewnioną z STFT metodą analizy sygnału jest transformacja Gabora [154], [137], [153], [130]. W metodzie tej analizowany sygnał jest rozkładany na sumę funkcji bazowych, które powstają z funkcji prototypowej będącej oknem gaussowskim, w wyniku przesuwania jej w czasie i częstotliwości [153]. Ogólnie transformację Gabora wyrazić można za pomocą zależności:

$$x(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_{m,n} g_{m,n}(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_{m,n} g(t - m\Delta t) e^{j2\pi(n\Delta f)t}, \quad (3.21.)$$

gdzie:

$g_{m,n}(t)$ – przesunięta w czasie i częstotliwości dowolna funkcja bazowa (okno syntezy),

$C_{m,n}$ – współczynniki dekompozycji,

$m\Delta t$ – przesunięcie w czasie,

$n\Delta f$ – przesunięcie w częstotliwości,

oraz przy założeniu: $\Delta t \cdot \Delta f \leq 1$.

Współczynniki dekompozycji $C_{m,n}$ wyznacza się z zależności:

$$C_{m,n} = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \gamma_{m,n}^*(t) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \gamma^*(t - m\Delta t) e^{j2\pi(n\Delta f)t} dt, \quad (3.22.)$$

gdzie: $\gamma(t)$ – funkcja prototypowa analizy (okno analizy) ortogonalna do funkcji $g(t)$, dla której spełniona jest zależność [143]:

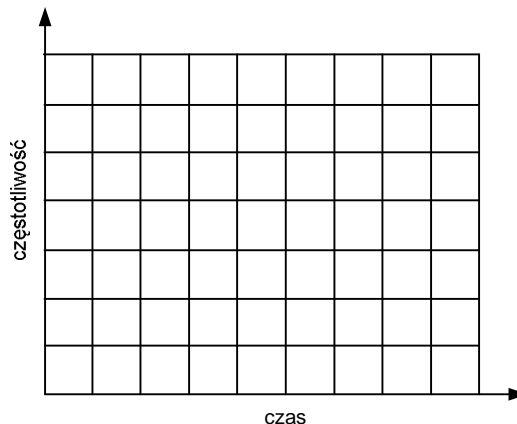
$$\sum_{m,n} g_{m,n}(t) \gamma_{m,n}^*(t') = \delta(t - t'). \quad (3.23.)$$

W efekcie czasowo-częstotliwościową reprezentację Gabora ciągłego sygnału $x(t)$ można zapisać następująco:

$$S_x(mT, nF) = |C_{m,n}|^2. \quad (3.24.)$$

Podsumowanie

Do zalet krótkookresowej transformacji Fouriera zalicza się zdolność metody do analizy sygnału zarówno w dziedzinie częstotliwości jak i czasu oraz możliwość realizacji szybkiego przekształcenia, w urządzeniach o stosunkowo niewielkiej mocy obliczeniowej, dzięki zastosowaniu algorytmów FFT. Niewątpliwą wadą STFT jest jednak stała długość okna analizy (rys 3.3.), dająca bardzo często niezadowalającą lokalizację w czasie dla składowych wysokoczęstotliwościowych sygnałów – przy wyborze szerokiego okna analizy lub niewystarczającą rozdzielczość dla składowych o niskich częstotliwościach – dla zbyt wąskiego okna analizy.



Rys. 3.3. Podział płaszczyzny czasowo-częstotliwościowej w metodzie STFT oraz transformacie Gabora [153].

3.2.3. Transformacja falkowa

Pojawienie się w latach osiemdziesiątych transformacji falkowej było wynikiem zapotrzebowania na metodę analizy czasowo-częstotliwościowej sygnałów o zmiennej szerokości okna tak, aby można było uzyskać wysoką rozdzielczość częstotliwościową dla składowych o niskich częstotliwościach oraz precyzyjną lokalizację w czasie dla wysokich częstotliwości, przy analizie sygnałów niestacjonarnych. Definicję ciągłego przekształcenia falkowego – CWT przedstawiają zależności [4], [153], [51]:

- w dziedzinie czasu

$$CWT_x^T(t, a) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) \gamma^* \left(\frac{\tau - t}{a} \right) d\tau, \quad (3.25.)$$

- w dziedzinie częstotliwości

$$CWT_x^F(t, a) = \sqrt{|a|} \int_{-\infty}^{+\infty} X(f) \Gamma^*(af) e^{j2\pi ft} df, \quad (3.26.)$$

gdzie:

$\gamma(t)$ – falka bazowa (macierzysta),

$\frac{1}{\sqrt{|a|}} \gamma \left(\frac{t - \tau}{a} \right)$ – pewna rodzina falek (jądro transformaty),

$\Gamma(f)$ – transformacja Fouriera falki $\gamma(t)$,

a – współczynnik skali,

t – przesunięcie w czasie,

$x(t)$ – analizowany sygnał w dziedzinie czasu,

$X(f)$ – analizowany sygnał w dziedzinie częstotliwości.

Odwrotną ciągłą transformację falkową definiuje się natomiast według zależności [153]:

$$x(t) = \frac{2}{C_\gamma} \int_0^{+\infty} \left[\int_{-\infty}^{+\infty} CWT_x(\tau, a) g \left(\frac{t - \tau}{a} \right) d\tau \right] \frac{da}{a^2}, \quad (3.27.)$$

gdzie:

$$C_\gamma = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|\Gamma(f)|^2}{|f|} df < \infty, \quad \Gamma(0) = 0. \quad (3.28.)$$

Podobnie jak w przypadku STFT (rozdział 3.2.2.) definiowano spektrogram jako kwadrat modułu transformacji, tak dla falek można zdefiniować skalogram do reprezentacji przetworzonego sygnału:

$$S_x^{SCAL}(t, a) = |CWT_x(t, a)|^2. \quad (3.29.)$$

W wyniku analizy sygnału ciągłą transformacją falkową uzyskuje się znaczną nadmiarowość reprezentacji, dlatego też najczęściej próbuje się jej parametry (czas i współczynnik skali) otrzymując, przez analogię do szeregu Fouriera, współczynniki szeregu falkowego. Obecnie najczęściej stosowany jest diadyczny szereg falkowy, w którym wykorzystuje się założenie:

$$t = n2^{-m}, \quad a = 2^{-m}. \quad (3.30.)$$

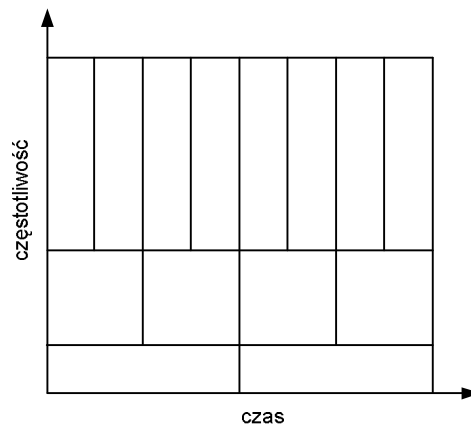
W diadycznym szeregu falkowym sygnał reprezentowany jest za pomocą sumy:

$$x(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} d_{m,n} g_{m,n}(t), \quad (3.31.)$$

gdzie:

$$d_{m,n} = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \gamma_{m,n}^*(t) dt, \quad g_{m,n}(t) = 2^{m/2} g(2^m t - n), \quad \gamma_{m,n}(t) = 2^{m/2} \gamma(2^m t - n), \quad (3.32.)$$

przy czym $\gamma(t)$ jest funkcją dualną do $g(t)$ a dla systemu falek ortogonalnych $\gamma(t) = g(t)$ [153]. Dla przedstawionych założeń przestrzeń czasowo-częstotliwościowa sygnału jest dzielona według rysunku 3.4. Istnieje także możliwość innego podziału płaszczyzny czasowo-częstotliwościowej sygnału (szachownicy dekompozycji) wykorzystując koncepcję multifalek oraz pakietów falkowych. Czasami szachownice dekompozycji tworzone są adaptacyjnie, na przykład na podstawie entropii informacyjnej [136], [125], tego typu falki nazywa się adaptacyjnymi pakietami falkowymi [153].



Rys. 3.4. Podział płaszczyzny czasowo-częstotliwościowej dla transformaty falkowej diadycznej [4], [53].

W praktycznych zastosowaniach nie realizuje się analizy sygnału ciągłego, tylko jego postaci zdyskretyzowanej stąd też większe znaczenie ma dyskretna (czasowa) transformacja falkowa. Dyskretne przekształcenie falkowe – DWT można przedstawić za pomocą zależności [51]:

$$DWT_x^T(a, q) = s_0^{-a/2} \sum_n x(n) \gamma(s_0^{-a} n - q \tau_0), \quad (3.33.)$$

gdzie:

a – współczynnik skali,

q – przesunięcie na osi czasu,
 n – dyskretny czas,

oraz dla transformacji falkowej diadycznej:

$$s_0 = 2 \text{ i } \tau_0 = 1.$$

W analizie falkowej sygnał może być rozłożony na dwa typy funkcji ściśle powiązanych ze sobą (tworzących rodzinę ortogonalną), ale o różnych właściwościach [53]:

- funkcję skalującą (ang.: *scaling function*) – oznaczaną zazwyczaj przez $\varphi(t)$ lub $\varphi(n)$
- funkcję falkową (ang.: *wavelet function*) – oznaczaną przez $\psi(t)$ lub $\psi(n)$

Transformacja falkowa sygnału, dla powyższych założeń, polega na wyznaczeniu odpowiednich współczynników rozkładu sygnału na podstawie iloczynów skalarnych. Dla diadycznej DWT rozkład sygnału odbywa się według zależności:

$$c_a(q) = \langle x(n), \varphi_{a,q}(n) \rangle = \sum_n x(n) \varphi_{a,q}(n), \quad (3.34.)$$

$$d_a(q) = \langle x(n), \psi_{a,q}(n) \rangle = \sum_n x(n) \psi_{a,q}(n), \quad (3.35.)$$

gdzie:

$$\varphi_{a,q}(n) = 2^{-\frac{a}{2}} \varphi(2^{-a}n - q),$$

$$\psi_{a,q}(n) = 2^{-\frac{a}{2}} \psi(2^{-a}n - q),$$

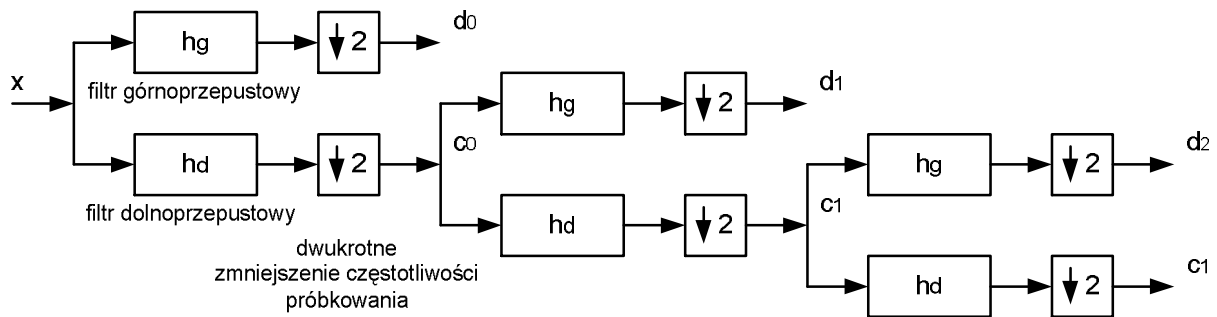
$c_a(q)$ – współczynniki rozkładu dla funkcji skalującej,

$d_a(q)$ – współczynniki rozkładu dla funkcji falkowej.

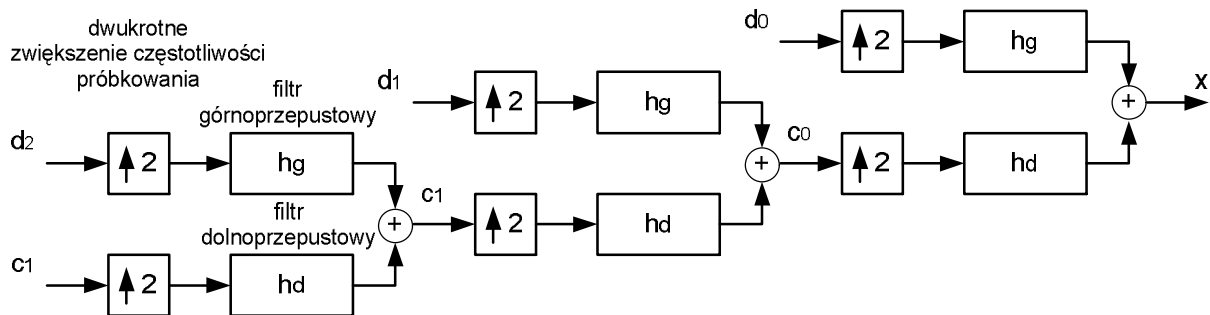
Odwrotne dyskretne diadyczne przekształcenie falkowe – IDWT (rekonstrukcję sygnału) można natomiast zapisać za pomocą zależności:

$$x(n) = \sum_q 2^{-\frac{a_0}{2}} c_{a_0}(q) \varphi(2^{-a_0}n - q) + \sum_q \sum_{a=0}^{a_0} 2^{-\frac{a}{2}} d_a(q) \psi(2^{-a}n - q). \quad (3.36.)$$

Jedną z przyczyn popularności diadycznej transformacji falkowej jest łatwość jej praktycznej implementacji. Okazuje się, że falki można zastąpić związanymi z nimi filtrami (na podstawie teorii wielorozdzielczej aproksymacji sygnału [4], [153]), a współczynniki dekompozycji falkowej ($d_a(q)$, $c_a(q)$) uzyskiwać w wyniku wielopoziomowej filtracji sygnału za pomocą pary filtrów: dolnoprzepustowego h_d odpowiadającego funkcji skalującej oraz górnoprzepustowego h_g reprezentującego funkcję falkową oraz decymacji próbek drugiego rzędu (odrzućcie, co drugiej próbki) (rys. 3.5.). Analogicznie z wykorzystaniem opisanych filtrów dokonuje się syntezy sygnału realizując w ten sposób odwrotne przekształcenie falkowe (rys. 3.6.).



Rys. 3.5. Trójpoziomowa diadyczna analiza falkowa z wykorzystaniem filtrów falkowych.



Rys. 3.6. Trójpoziomowa diadyczna synteza falkowa z wykorzystaniem filtrów falkowych.

Związek pomiędzy funkcjami falkowymi oraz skalującymi, a odpowiadającymi im filtrami określają zależności [53], [153]:

$$h_d(q) = \sqrt{2} \int_t \varphi(t) \varphi(2t - q) dt, \quad (3.37.)$$

$$h_g(q) = \sqrt{2} \int_t \psi(t) \varphi(2t - q) dt. \quad (3.38.)$$

Odpowiedni dobór filtrów h_d oraz h_g decyduje pośrednio (diadyczna transformacja falkowa jest w praktyce implementowana za pomocą filtrów) o zastosowanej funkcji skalującej oraz funkcji falkowej, a przez to o właściwościach danej transformacji falkowej. Istnieje cały szereg funkcji falkowych oraz związanych z nimi funkcji skalujących, a także odpowiadających im filtrów. W zależności od wymaganych cech falek stosuje się między innymi rodziny falek: Daubechies, Symlets, Coiflets, Meyer'a, Morlet'a, Haar'a oraz inne [4].

Ponadto możliwa jest także, po spełnieniu określonych założeń matematycznych dotyczących funkcji falkowych i skalujących [4], [153], konstrukcja własnych falek dostosowanych do określonych potrzeb.

Podsumowanie

Analiza falkowa znalazła szerokie zastosowanie w przetwarzaniu sygnałów dzięki jej szczególnym właściwościom. Różnorodność funkcji falkowych (Dodatek 9.1.) umożliwia dobranie określonej falki do charakteru sygnału, co ma szczególne znaczenie w algorytmach kompresji

oraz odszumiania sygnałów. Możliwość uzyskania wysokiej rozdzielczości zarówno w czasie (dla składowych większej częstotliwości) jak i w częstotliwości (dla komponentów niskoczęstotliwościowych) predysponuje metodę falkową do wszelkiego rodzaju analiz, sygnałów niestacjonarnych włączając w to analizę sygnałów z sieci elektroenergetycznej. Analiza falkowa umożliwia także odsłanianie pewnych cech sygnału pomijanych przy analizach innego typu, takich jak: podobieństw fragmentów sygnału, tendencji, punktów nieciągłości, nieciągłości wyższego rzędu, itp. [53]. Ponadto analiza DWT ze względu na możliwość stosowania, do wyznaczenia współczynników dekompozycji, filtracji wielopoziomowej może być z powodzeniem implementowana w urządzeniach o stosunkowo niewielkiej mocy obliczeniowej jednostek centralnych (na przykład w urządzeniach do monitoringu rzeczywistych sygnałów).

3.2.4. Metoda Prony'ego

Odmianą od wyżej przedstawionych metod analizy sygnału jest metoda Prony'ego. Metoda Prony'ego jest techniką polegającą na ekstrakcji sinusoid lub eksponent z sygnału, poprzez rozwiązanie liniowego układu równań współczynników [108], [80]. Metoda ta wykazuje pewne podobieństwo do algorytmu liniowej predykcji najmniejszych kwadratów stosowanej w metodach AR oraz ARMA, chociaż nie jest techniką estymacji widma.

Sygnał $x(t)$ w wyniku rozkładu metodą Prony'ego reprezentowany jest za pomocą sumy:

$$\hat{x}(t) = \sum_{k=1}^p A_k e^{-\beta_k t}, \quad (3.39.)$$

gdzie:

$\hat{x}(t)$ – model eksponencjalny sygnału $x(t)$,

A_k, β_k – parametry k -tej składowej,

p – liczba składowych eksponencjalnych,

t – czas.

Zakładając dyskretny, zespolony ciąg analizowanych danych $x[1], \dots, x[N]$, zależność (3.39.) można przedstawić następująco:

$$\hat{x}[n] = \sum_{k=1}^p A_k e^{[(\alpha_k + j2\pi f_k)(n-1)T + j\Theta_k]}, \quad (3.40.)$$

gdzie:

T – okres próbkowania [s],

A_k – amplituda zespolonej funkcji eksponencjalnej [],

α_k – współczynnik tłumienia [1/s],

f_k – częstotliwość sinusoidy [Hz],

Θ_k – faza początkowa sinusoidy [rad],

dla:

$n \in \langle 1; N \rangle$.

W przypadku próbek rzeczywistych zależność (3.40.) przyjmuje postać:

$$\hat{x}[n] = \sum_{k=1}^{p/2} 2A_k e^{[\alpha_k(n-1)T]} \cos[2\pi f_k(n-1)T + \Theta_k]. \quad (3.41.)$$

Dla parzystego p otrzymuje się $p/2$ tłumionych kosinusoid, natomiast dla p nieparzystego występuje $(p-1)/2$ tłumionych kosinusoid oraz pojedyncza całkowicie stłumiona eksponenta. Wyznaczanie parametrów nowej reprezentacji sygnału odbywa się poprzez minimalizację błędu średniokwadratowego.

Przyjmując zapis sygnału w postaci sumy:

$$\hat{x}[n] = \sum_{k=1}^p h_k z_k^{n-1}, \quad (3.42.)$$

gdzie:

$$\begin{aligned} h_k &= A_k e^{j\Theta_k}, \\ z_k &= e^{(\alpha_k + j2\pi f_k)T}, \end{aligned} \quad (3.43.)$$

należy znaleźć minimum funkcji:

$$\rho = \sum_{n=1}^N |\varepsilon[n]|^2, \quad (3.44.)$$

gdzie:

$$\varepsilon[n] = x[n] - \hat{x}[n] = x[n] - \sum_{k=1}^p h_k z_k^{n-1}. \quad (3.45.)$$

Rozwiązanie powyższego równania nawet przy znanej wartości współczynnika p , jest zadaniem trudnym, niedostępnym na drodze analitycznej, a jedynie poprzez iterację złożonymi wymagającymi bardzo często inwersji dużych macierzy metodami gradientowymi. Potrzeba uproszczenia sposobu wyznaczania współczynników modelu Prony'ego zaowocowała powstaniem tzw. metody Prony'ego najmniejszych kwadratów.

Oryginalna koncepcja metody Prony'ego

W oryginalnym rozwiązaniu Prony'ego, najdokładniejsze dopasowanie eksponent występuje, jeżeli ilość analizowanych próbek sygnału zgodna jest z ilością tłumionych sinusoid. Rozważając eksponencjalną dyskretną funkcję daną wzorem:

$$x[n] = \sum_{k=1}^p h_k z_k^{n-1}, \quad (3.46.)$$

można przedstawić ją za pomocą równania macierzowego, gdzie macierz Z (skonstruowana na podstawie z_k^{n-1} z zależności (3.46.)) posiada strukturę macierzy Vandermonde'a, dla $1 \leq n \leq p$:

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ z_1^1 & z_2^1 & \cdots & z_p^1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_1^{p-1} & z_2^{p-1} & \cdots & z_p^{p-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \vdots \\ h_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x[1] \\ x[2] \\ \vdots \\ x[p] \end{bmatrix}. \quad (3.47.)$$

Prony zaproponował metodę niezależnego określania elementów macierzy Z , która umożliwiła potraktowanie powyższego równania macierzowego (3.47.) jako liniowej kombinacji równań, które mogą być rozwiązane dla nieznanego wektora zespolonych amplitud. Kluczem proponowanej metody było potraktowanie równania (3.46.) jako rozwiązania, jednorodnego równania różniczkowego o stałych współczynnikach [80] w formie wielomianu przedstawionego w równaniu:

$$\phi(z) = \prod_{k=1}^p (z - z_k) = (z - z_1)(z - z_2) \dots (z - z_p), \quad (3.48.)$$

gdzie eksponenty z_k występują jako pierwiastki równania. Równanie (3.48.) można następnie przekształcić do postaci sumy:

$$\phi(z) = \sum_{m=0}^p a_m z^{p-m} = a_0 z^p + a_1 z^{p-1} + \dots + a_{p-1} z + a_p, \quad (3.49.)$$

gdzie parametry a_m oznaczają zespolone współczynniki wielomianu i $a_0 = 1$.

Przesuwając indeksy równania (3.46.) z n do $n-m$ a następnie mnożąc przez parametr a_m uzyskujemy równanie:

$$a_m x[n-m] = a_m \sum_{k=1}^p h_k z_k^{n-m-1}, \quad (3.50.)$$

następnie po zsumowaniu wszystkich składników po obu stronach równania względem parametru m otrzymujemy równanie (3.51.) dla $p+1 \leq n \leq 2p$:

$$\sum_{m=0}^p a_m x[n-m] = \sum_{i=1}^p h_i \left\{ \sum_{m=0}^p a_m z_i^{n-m-1} \right\}. \quad (3.51.)$$

Wykonując podstawienie $z_i^{n-m-1} = z_i^{n-p} z_i^{p-m-1}$ otrzymujemy zależność:

$$\sum_{m=0}^p a_m x[n-m] = \sum_{k=1}^p h_k z_k^{n-p} \left\{ \sum_{m=0}^p a_m z_k^{p-m-1} \right\} = 0. \quad (3.52.)$$

Suma z prawej strony równania (3.52.) może być rozpoznana jako wielomian ze wzoru (3.49.). Równanie (3.52.) stanowi liniowe równanie różniczkowe, którego rozwiązanie dane jest wyrażeniem (3.46.). Z zależności (3.52.) można otrzymać postać macierzową równania (3.53.). Macierz z równania (3.53.) przyjmuje strukturę macierzy Toeplitz'a,

$$\begin{bmatrix} x[p] & x[p-1] & \dots & x[1] \\ x[p+1] & x[p] & \dots & x[2] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x[2p-1] & x[2p-2] & \dots & x[p] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_p \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} x[p+1] \\ x[p+2] \\ \vdots \\ x[2p] \end{bmatrix}. \quad (3.53.)$$

Procedura Prony'ego dopasowania p eksponent do $2p$ próbek sygnału może być podsumowana w trzech etapach:

- wyznaczenie współczynników wielomianu na podstawie próbek czasowych sygnału $a[m]$ z zależności (3.53.)
- obliczenie pierwiastków wielomianu (3.49.) na podstawie parametrów a_m
- konstrukcja macierzy (3.47.) i obliczenie parametrów h_k

Po wykonaniu powyższych kroków, parametry składowych eksponencjalnych można już obliczyć ze wzorów:

$$\alpha_i = \frac{\ln|z_i|}{T} \quad \left[\frac{1}{s} \right], \quad (3.54.)$$

$$f_i = \operatorname{arctg} \left[\frac{\operatorname{Im}\{z_i\}}{\operatorname{Re}\{z_i\}} \right] \cdot \frac{1}{2\pi T} \quad [\text{Hz}], \quad (3.55.)$$

$$A_i = |h_i|, \quad (3.56.)$$

$$\theta_i = \operatorname{arctg} \left[\frac{\operatorname{Im}\{h_i\}}{\operatorname{Re}\{h_i\}} \right] \quad [\text{rad}], \quad (3.57.)$$

gdzie:

α_i – współczynnik tłumienia i -tej składowej eksponencjalnej,

f_i – częstotliwość i -tej składowej,

A_i – amplituda i -tej składowej,

θ_i – faza i -tej składowej.

Metoda Prony'ego najmniejszych kwadratów

W praktycznych zastosowaniach ilość analizowanych danych często znacznie przekracza minimalną liczbę próbek potrzebnych do dopasowania modelu ($N > 2p$). W takim przypadku dane mogą być jedynie aproksymowane za pomocą szeregu eksponent według zależności:

$$\hat{x}[n] = \sum_{k=1}^p h_k z_k^{n-1}, \quad (3.58.)$$

dla $1 \leq n \leq N$. Błąd aproksymacji przyjmuje postać $\varepsilon[n] = x[n] - \hat{x}[n]$, a zadanie modelowania sygnału sprowadza się do znalezienia rzędu p oraz parametrów h_k i z_k takich, dla których uzyskuje się minimum błędu kwadratowego wyrażonego wzorem:

$$\rho = \sum_{n=1}^N |\varepsilon[n]|^2 . \quad (3.59.)$$

Opisane zadanie może być zrealizowane za pomocą metody Prony'ego najmniejszych kwadratów nazywanej czasami rozszerzoną metodą Prony'ego. W metodzie tej zależność (3.52.) jest zmodyfikowana do postaci:

$$a_m x[n-m] = e[n], \quad (3.60.)$$

dla $p+1 \leq n \leq N$, gdzie $e[n]$ reprezentuje błąd aproksymacji liniowej predykcji. Kryterium poszukiwania parametrów modelu jest minimalizacja błędu kwadratowego predykcji (3.61.), z wykorzystaniem metody kowariancji lub metody SVD (ang.: *Singular Value Decomposition*) do wyznaczenia parametrów a_m ,

$$\sigma = \sum_{n=p+1}^N |e[n]|^2 . \quad (3.61.)$$

Parametry z_k oblicza się analogicznie jak w oryginalnej metodzie Prony'ego z pierwiastków wielomianu (3.49.), natomiast parametry h_k minimalizując błąd kwadratowy z zależności:

$$(Z^T Z) \cdot h = (Z^T x), \quad (3.62.)$$

gdzie:

$$Z = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ z_1^1 & z_2^1 & \dots & z_p^1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_1^{N-1} & z_2^{N-1} & \dots & z_p^{N-1} \end{bmatrix}, \quad h = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \vdots \\ h_p \end{bmatrix}, \quad x = \begin{bmatrix} x[1] \\ x[2] \\ \vdots \\ x[N] \end{bmatrix}. \quad (3.63.)$$

Wadą opisaney metody jest jednak w dalszym ciągu, choć w znacznie mniejszym stopniu (porównując z oryginalną metodą Prony'ego), duża wrażliwość na szum występujący w sygnale, gdyż nie jest on osobno estymowany przy wyznaczaniu parametrów modelu. W rozszerzonej metodzie Prony'ego szum traktowany jest łącznie z błędem aproksymacji według zależności:

$$x[n] = \sum_{k=1}^p h_k z_k^{n-1} + \varepsilon[n]. \quad (3.64.)$$

Równanie opisujące sygnał zawierający szum przyjmuje postać (model ARMA):

$$x[n] = -\sum_{m=1}^p a_m x[n-m] + \sum_{m=0}^p a_m \varepsilon[n-m]. \quad (3.65.)$$

W pierwszym kroku przy wyznaczaniu współczynników w metodzie Prony'ego najmniejszych kwadratów, wykorzystywana jest predykcja liniowa do obliczenia współczynników a_m (3.66.), gdzie przyjmuje się błąd predykcji $e[n]$,

$$x[n] = -\sum_{m=1}^p a_m x[n-m] + e[n]. \quad (3.66.)$$

Błąd ten nie koresponduje dobrze z szumem innym niż biały, reprezentowanym jako $\varepsilon[n]$ w modelu MA, dlatego też metoda Prony'ego dla takich przypadków nie daje dobrych wyników.

Podsumowanie

Metoda Prony'ego polega na ekstrakcji z sygnału eksponencjalnie tłumionych sinusoid. Dzięki temu, w porównaniu z metodami opisanymi wcześniej, oprócz informacji o amplitudach, fazach oraz częstotliwościach składowych zawartych w sygnale, zwracana jest także informacja o współczynnikach tłumienia poszczególnych sinusoid tworzących sygnał. Właściwość ta może mieć duże znaczenie przy analizie sygnałów generowanych w układach o strukturze RLC, gdzie występują oscylacje eksponencjalnie tłumione, a więc w podstawowych układach elektrycznych, w tym też w sieciach elektroenergetycznych. Wadą opisaną metody jest natomiast duża złożoność obliczeniowa oraz brak lokalizacji w czasie poszczególnych składowych.

3.2.5. Inne metody

Transformacja Wignera-Ville'a

Transformacja Wignera-Ville'a – WV zalicza się do metod czasowo-częstotliwościowych reprezentacji sygnału należących do klasy Cohena. Na klasę tą, składa się szereg metod intensywnie rozwijanych w ostatnich latach [153], które mogą być uogólnione do wzorów następującej postaci:

$$C_s(t, f; \varphi_C) = \iint \varphi_C(t-t', \tau) s\left(t'+\frac{\tau}{2}\right) s^*\left(t'-\frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi f\tau} dt' d\tau, \quad (3.67.)$$

gdzie:

$$\varphi_C(t, \tau) = \int \Psi_C(\tau, \nu) e^{j2\pi\nu t} d\nu. \quad (3.68.)$$

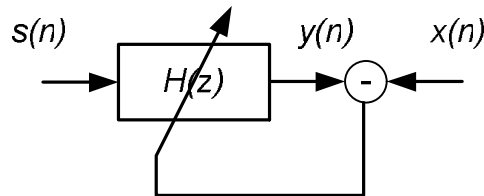
Ciągła transformacja Wignera-Ville'a może być przedstawiona za pomocą zależności:

$$WVD_s(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} s\left(t+\frac{\tau}{2}\right) s^*\left(t-\frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi f\tau} d\tau. \quad (3.69.)$$

Transformacja Wignera-Ville'a posiada największą koncentrację energii w przestrzeni czasowo-częstotliwościowej spośród znanych metod, wynika stąd największa łączna rozdzielczość tej metody. Dzięki WV możliwe jest także, idealne odwzorowanie liniowo zmieniającej się częstotliwości [153]. Do wad utrudniających znacznie interpretację wyników, zalicza się występujące w analizie pomiędzy poszczególnymi składowymi sygnału pasożytnicze interferencje (ang.: *cross-term*).

Modelowanie AR, MA oraz ARMA

Modelowanie parametryczne typu AR, MA lub ARMA może służyć do celów analizy sygnałów rzeczywistych. Analiza sygnału polega w tym przypadku na wyznaczeniu parametrów modelu według schematu z poniższego rysunku [80], [153].



Rys. 3.7. Modelowanie parametryczne sygnału [153].

Parametry transmitancji $H(z)$ są dobierane tak, aby sygnał szumu białego $s(n)$ po przejściu przez filtr, był jak najbardziej podobny w sensie średniokwadratowym do modelowanego sygnału $x(n)$. Transmitancja filtra $H(z)$ dana jest wzorem:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{S(z)} = \frac{\sum_{k=0}^q b_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^p a_k z^{-k}}. \quad (3.70.)$$

Dla metody AR (ang.: *Autoregressive*) występuje tylko wielomian mianownika (licznik równy jest 1), dla metody MA (ang.: *Moving Average*) występuje tylko wielomian licznika. Metoda ARMA łączy natomiast w sobie modelowanie AR i MA.

Modelowanie typu AR nadaje się szczególnie do modelowania widm prążkowych, metoda MA stosowana jest do modelowania widm „gładkich”, z kolei metodą typu ARMA można na przykład estymować sygnał o widmie prążkowym z udziałem szumu.

Modelowanie parametryczne jest popularną metodą analizy widmowej sygnału. Opisane metody są wykorzystywane w kompresji sygnałów (na przykład w kodeku LPC) oraz klasyfikacji na podstawie współczynników modelu, a dzięki zastosowaniu metody Durбина-Levinsona [153] upraszczającej kłopotliwe operacje odwracania macierzy, może być implementowana w urządzeniach o małych możliwościach obliczeniowych.

3.3. Stosowane obecnie metody analiz sygnału elektroenergetycznego

Obecnie do wyznaczania podstawowych parametrów jakości energii, takich jak zawartość harmoniczných oraz interharmoniczných stosowane są, zgodnie z zaleceniami zawartymi w normach PN-EN 61000-4-7 [107] oraz PN-EN 61000-4-30 [104], metody oparte na analizie Fouriera. Norma PN-EN 61000-4-7 [107] stosowana do obliczeń związanych z zawartością w sygnale sieci elektroenergetycznej, harmoniczných napięcia oraz prądu zaleca stosowanie rozwinięcia w szereg Fouriera. Do ustalenia amplitud oraz faz początkowych poszczególných harmoniczných stosuje się następujące zależności [107], [4]:

$$|c_n| = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}, \quad (3.71.)$$

$$\varphi_n = \arctan\left(\frac{a_n}{b_n}\right), \quad (3.72.)$$

$$a_n = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \cos\left(n \frac{2\pi k}{N}\right), \quad (3.73.)$$

$$b_n = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k \sin\left(n \frac{2\pi k}{N}\right), \quad (3.74.)$$

gdzie:

$|c_n|$ – amplituda n-tej harmonicznej,

φ_n – faza początkowa n-tej harmonicznej,

a_n – składowa urojona n-tej harmonicznej,

b_n – składowa rzeczywista n-tej harmonicznej,

N – szerokość (liczba próbek) okna analizy.

Według normy PN-EN 61000-4-7 [107], szerokość pasma B dla -3dB powinna zawierać się w przedziale od 3Hz do 10Hz, przy czym zalecane są następujące okna analizy: prostokątne oraz Hanninga. Zestawienie wymogów dotyczących szerokości okna zawiera tabela 3.2.

Tabela 3.2. Zestawienie wymogów dotyczących szerokości okna analizy dla przyrządów realizujących FFT podczas pomiaru harmonicznych oraz interharmonicznych [107].

Kategoria	Zalecana szerokość okna	Dodatkowe wymagania
Harmoniczne quasi-stacjonarne	$T_w=0,10s \div 0,50s$	dopuszcza się występowanie odstępów między oknami
Harmoniczne o wartościach zmieniających się w czasie	$T_w=0,32s$ (okno prostokątne) $T_w=0,40s$ (okno Hanninga)	bez odstępów nakładanie pół na pół
Harmoniczne o wartościach gwałtownie zmieniających się w czasie	$T_w=0,08s \div 0,16s$ (okno prostokątne)	bez odstępów
Interharmoniczne quasi-stacjonarne	$T_w=0,16s$	-
Interharmoniczne o wartościach zmieniających się w czasie	-	przyrządy mierzące w funkcji częstotliwości są zwykle nieodpowiednie do pomiaru interharmonicznych tego typu

3.4. Kierunki rozwoju metod analiz sygnału elektroenergetycznego

Analizę sygnału z sieci elektroenergetycznej można sprowadzić do zadania wyznaczenia parametrów jakości energii elektrycznej. Zagadnienie to pojawia się w literaturze od dłuższego czasu. Obowiązujące dokumenty normatywne z tego zakresu [91] – [107] bardzo często narzucają sposób realizacji pomiarów jakości energii, a z drugiej strony ciągle jeszcze pomijają

szereg zjawisk występujących w sieciach elektroenergetycznych lub traktują je w sposób statystyczny. Dlatego też prowadzone są intensywne badania nad zastosowaniem alternatywnych do przyjętej w normach transformacji Fouriera metod analizy sygnału elektroenergetycznego, mających poprawić dokładność lub szybkość wyznaczania parametrów jakości energii [82], [124], [138]. Poszukiwane są metody, nie tylko częstotliwościowych, ale także czasowo-częstotliwościowych analiz przydatnych szczególnie do przetwarzania sygnałów niestacjonarnych. Prowadzone są prace nad połączeniami różnych metod oraz praktycznymi implementacjami złożonych algorytmów na systemy o średniej lub niskiej mocy obliczeniowej, do zastosowań w urządzeniach monitorujących jakość energii.

Spośród metod niefourierowskich obiecujące wyniki dają metody należące do grupy metod parametrycznych i podprzestrzeni [4].

Popularne metody parametryczne to między innymi: modelowanie ARMA i pokrewne (AR, MA) [78], [80], modelowanie metodą Prony'ego [110], [47], [78], [85], [76], [77], [74], [71], [70], [75], [72], [73], [68], [69], [6], [46], [139], [108], [131], [21], szczególnie przydatne w analizie sygnałów eksponencjalnie tłumionych, analiza z wykorzystaniem filtrów Kalmana [15], [16], [9], metody oparte o dekompozycję SVD [65], [67], [64], [66], [49].

Do metod podprzestrzeni znajdujących zastosowanie w analizie sygnałów elektroenergetycznych, zalicza się między innymi metodę MUSIC (ang.: *MUltiple Signal Classification*) [65], [67], [66], [49], [78], [76] i metodę Min-Norm [57], [56], [76], [71], [70], [72], [68]. Są to metody operujące na wartościach własnych i wektorach własnych macierzy autokorelacji.

Osobną grupę metod, stanowią rozwijane implementacje metod typowych dla sygnałów niestacjonarnych [60], [57], [56], [58] – metod analizy czasowo-częstotliwościowej.

Do tej grupy metod zalicza się analizy falkowe diadyczne oraz z wykorzystaniem innych niż binarne drzew dekompozycji (na przykład pakiety falkowe) [112], [1], [88], [5], [113], [123], [147], [152], [125], [40], [3].

Do opisanej grupy zalicza się także: okienkową transformację Fouriera STFT [56], [122], [39], przekształcenia z klasy Cohena, w szczególności transformacja Wignera-Ville'a, pseudotransformacja Wignera-Ville'a oraz wygładzona pseudotransformacja Wignera-Ville'a [60], [57], [59], [56], [130]. Ciekawą metodę w analizie sygnału elektroenergetycznego stanowić może także transformata S [58].

Dużą popularność zdobywają ostatnio także połączenia różnych metod, w tym metod analiz częstotliwościowych lub czasowo-częstotliwościowych z sieciami neuronowymi lub systemami logiki rozmytej [48], [29], [150], [11], [13], czy innymi metodami [15], [10], [28]. Rozwijane są także metody analizy z wykorzystaniem struktur adaptacyjnych [19], [17], [12], [27].

Prowadzone są również badania nad automatyczną klasyfikacją oraz lokalizacją źródeł zakłóceń sygnałów z sieci elektroenergetycznych [13], [142], [87], [24], [14], [20], [112], [38], [29].

4. Kompresja sygnału elektroenergetycznego

4.1. Wprowadzenie

Celowość stosowania kompresji

Proponowane przez normy (tabela 2.2.), statystyczne podejście do badania jakości energii elektrycznej, nie zawsze jest wystarczające. W wyniku uśredniania pomiarów w stosunkowo długim czasie, pomija się cały szereg krótkotrwałych zjawisk przejściowych, których obecność może mieć kluczowe znaczenie dla właściwej pracy odbiorników. Taka analiza sygnału z sieci elektroenergetycznej, prowadzi często do błędnej diagnozy jakości zasilania i może powodować niekończące się kłopoty z poprawną pracą, czy awaryjnością wielu urządzeń podłączonych do danej sieci. Z tych powodów coraz częściej do monitoringu stanu sieci elektroenergetycznej stosuje się urządzenia, posiadające możliwość rejestracji próbek czasowych (wartości chwilowych) sygnałów napięcia i prądu (rozdział 2.5.). W efekcie, ze względu na lawinowo rosnącą ilość archiwizowanych danych, gwałtownie wzrastają wymagania, co do rozmiaru zainstalowanej w urządzeniu monitorującym pamięci, a także rozmiaru przestrzeni dyskowej baz danych sygnałów elektroenergetycznych. Najlepszym rozwiązaniem z ekonomicznego punktu widzenia, pozwalającym na znaczne zredukowanie rozmiaru generowanych w opisany sposób danych jest kompresja danych.

Wprowadzenie do kompresji danych

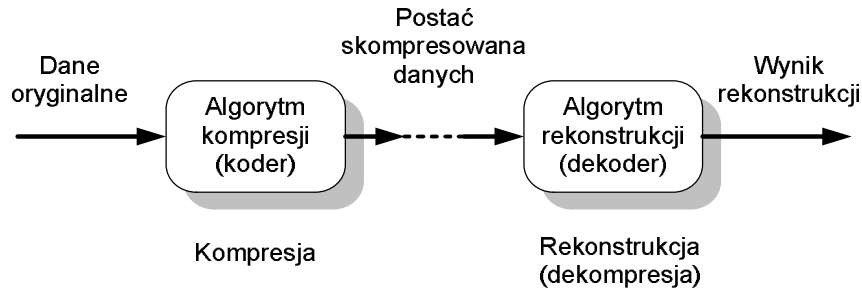
Początki dziedziny kompresji danych wiążą się z publikacją pracy: „A Mathematical Theory of Communication” C.E. Shannon’a w 1948 roku. Shannon w swej pracy [136] zaproponował sposób kwantyzacji informacji w sensie matematycznym. Zdefiniował ważne z punktu widzenia kompresji danych twierdzenia. Shannon stworzył podstawy dla współczesnej teorii informacji, wykorzystywanej w wielu dziedzinach nauki: informatyce, elektronice, ale także i w biologii, psychologii a nawet w literaturze [141].

Kompresja danych polega na zmianie sposobu zapisu informacji w taki sposób, aby zmniejszyć redundancję i tym samym objętość zbioru, nie zmieniając przenoszonych informacji. Innymi słowy chodzi o wyrażenie tego samego zestawu informacji, lecz za pomocą mniejszej liczby bitów. Działaniem przeciwnym do kompresji jest dekompresja [42].

Kompresję można także zdefiniować jako algorytm, który danym reprezentowanym przez ciąg bitów o określonej długości, przyporządkowuje ciąg bitów o mniejszej długości (tzw. postać skompresowaną danych) w porównaniu z reprezentacją sygnału oryginalnego. Stosunek liczby bitów sygnału oryginalnego do liczby bitów sygnału skompresowanego nazywany jest współczynnikiem kompresji, charakteryzującym poszczególne algorytmy kompresji.

Mówiąc o algorytmach kompresji tak naprawdę rozważamy dwa algorytmy: algorytmy kompresji, których działanie opisano powyżej oraz algorytmy rekonstrukcji (rys. 4.1.). Algorytmy rekonstrukcji mają za zadanie, odtworzenie z postaci skompresowanej sygnału, sygnału oryginalnego nazywanego tutaj wynikiem rekonstrukcji. Rekonstrukcja sygnału odbywa się w dekoderze podczas procesu dekompresji.

W zależności od wymagań stawianych algorytmom rekonstrukcji, algorytmy kompresji można podzielić na dwie główne klasy: algorytmy kompresji stratnej oraz algorytmy kompresji bezstratnej.



Rys. 4.1. Ogólny schemat kompresji.

Kompresja bezstratna

W metodach kompresji bezstratnej od algorytmów rekonstrukcji oczekuje się, wiernego odtworzenia danych oryginalnych tzn., że wynik rekonstrukcji musi być identyczny z postacią oryginalną danych. Dokładne odtworzenie skompresowanych danych ma bardzo duże znaczenie na przykład przy kompresji tekstu, gdzie przekłamanie kilku nawet bitów może zmienić sens całego przekazu.

Kompresja stratna

Nie zawsze jednak wymóg wiernego odtworzenia sygnału oryginalnego jest najistotniejszy, bardzo często dopuszcza się utratę części informacji zawartej w sygnale, w zamian za możliwość uzyskania wyższego współczynnika kompresji.

Rozpatrując algorytmy kompresji stratnej, definiuje się oprócz współczynnika kompresji także miarę utraty informacji, czy też błędy wprowadzane do sygnału w wyniku rekonstrukcji.

4.2. Parametry algorytmów kompresji

4.2.1. Miary efektywności kompresji

Efektywność kompresji, rozumianą przez stopień redukcji danych w algorytmie, przedstawia się za pomocą następujących parametrów:

- współczynnik kompresji

Współczynnik kompresji – CR [31], [25], [8] (ang.: *Compression Ratio*), obliczany jest jako stosunek liczby bitów sygnału oryginalnego do liczby bitów sygnału skompresowanego, według zależności:

$$CR_{\%} = \frac{N_{\bar{x}}}{N_x} \times 100 \quad (4.1.)$$

lub

$$CR = \frac{N_x}{N_{\bar{x}}}, \quad (4.2.)$$

gdzie:

N_x – liczba bitów sygnału oryginalnego,

$N_{\bar{x}}$ – liczba bitów sygnału skompresowanego.

- stopień kompresji

Stopień kompresji – *ZR* [133] (ang.: *Zero Ratio*) można przedstawić jako redukcję rozmiaru danych wyrażoną procentowo, względem rozmiaru danych oryginalnych:

$$ZR_{\%} = \frac{M_0}{N} \times 100, \quad (4.3.)$$

gdzie:

N – liczba próbek sygnału oryginalnego,

M_0 – liczba wyzerowanych w wyniku kompresji próbek (różnica liczby próbek sygnału oryginalnego i skompresowanego).

- średnia bitowa

Średnią bitową – *bs* [134], określa się średnią liczbę bitów potrzebnych do prezentacji pojedynczej próbki sygnału:

$$bs = \frac{N_{\bar{x}}}{N}. \quad (4.4.)$$

4.2.2. Błędy rekonstrukcji

Algorytmy kompresji stratnej w przeciwieństwie do algorytmów kompresji bezstratnej, oprócz określenia stopnia redukcji danych, muszą być także przeanalizowane pod kątem zgodności danych oryginalnych z danymi zrekonstruowanymi. Stopień kompresji, czy współczynnik kompresji zależą w tego typu algorytmach, bezpośrednio od założonej dokładności rekonstrukcji. Do oceny jakości rekonstrukcji sygnału skompresowanego stosuje się wymienione poniżej metody:

- błąd średniokwadratowy

Błąd średniokwadratowy – *MSE* (ang.: *Mean Squared Error*) [133], [25], [31] określają zależności:

$$MSE = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (x[n] - \hat{x}[n])^2 \quad (4.5.)$$

lub

$$MSE_{\%} = \frac{\sqrt{\sum_{n=0}^{N-1} (x[n] - \hat{x}[n])^2}}{\sqrt{\sum_{n=0}^{N-1} x[n]^2}} \times 100 \quad (4.6.)$$

lub

$$MSE_{dB} = 10 \log \left(\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (x[n] - \hat{x}[n])^2 \right) \quad (4.7.)$$

lub znormalizowany *NMSE* (ang.: *Normalized Mean Squared Error*) błąd średniokwadratowy:

$$NMSE = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} (x[n] - \hat{x}[n])^2}{\sum_{n=0}^{N-1} x[n]^2}, \quad (4.8.)$$

gdzie:

N – liczba próbek sygnału,

$x[n]$ – rzeczywista amplituda n -tej próbki sygnału oryginalnego,

$\hat{x}[n]$ – rzeczywista amplituda n -tej próbki sygnału zrekonstruowanego.

- stosunek sygnału do amplitudy błędów kompresji

Stosunek sygnału do szumu – *SNR* (ang.: *Signal to Noise Ratio*) [25], [121] wyznacza się z następującej zależności:

$$SNR_{dB} = 10 \log \left(\frac{\sum_{n=0}^{N-1} x[n]^2}{\sum_{n=0}^{N-1} (x[n] - \hat{x}[n])^2} \right). \quad (4.9.)$$

- zachowana energia sygnału względem sygnału oryginalnego

Zachowana energia sygnału – *PER* (ang.: *Percentage of Energy Retained*) [133], [14] może być obliczona ze wzoru:

$$PER_{\%} = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} \hat{x}[n]^2}{\sum_{n=0}^{N-1} x[n]^2} \times 100. \quad (4.10.)$$

- szczytowy stosunek sygnału do szumu

Szczytowy stosunek sygnału do szumu – *PSNR* (ang.: *Peak Signal to Noise Ratio*) [163] zdefiniuje się według zależności:

$$PSNR_{dB} = 10 \log \left(\frac{x_{peak}^2}{\sum_{n=0}^{N-1} (x[n] - \hat{x}[n])^2} \right), \quad (4.11.)$$

gdzie:

x_{peak} – rzeczywista maksymalna amplituda sygnału oryginalnego.

- współczynnik błędu średniokwadratowego

Współczynnik błędu średniokwadratowego – *PRD* (ang.: *Percent Root mean square Difference*) [160], [163] wyznacza się ze wzoru:

$$PRD_{\%} = \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^{N-1} (x[n] - \hat{x}[n])^2}{\sum_{n=0}^{N-1} x[n]^2}} \times 100. \quad (4.12.)$$

- średnia wartość błędu bezwzględnego

$$d = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |x[n] - \hat{x}[n]|. \quad (4.13.)$$

- błędy wyznaczania parametrów sygnału

Dla schematów kompresji typu analiza-synteza, gdzie kompresja opiera się na wyznaczaniu parametrów przyjętego modelu źródła sygnału, można określić błędy wyznaczania parametrów modelu danego sygnału. Dokładność określenia tych parametrów charakteryzuje algorytmy typu analiza-synteza i decyduje o możliwości ich wykorzystania do wstępnej analizy zjawisk, zachodzących na przykład w sieciach elektroenergetycznych.

4.2.3. Ilość Informacji

Określenie ilości informacji zawartej w strumieniu danych, może być bardzo przydatne przy wyznaczaniu możliwości kompresji bezstratnej (maksymalnego możliwego do uzyskania współczynnika kompresji) danego sygnału (na podstawie twierdzenia o kodowaniu [115]), czy też pomiaru „utruty informacji” w algorytmach kompresji stratnej. Pojęcie ilości informacji (autoinformacji) zostało zdefiniowane przez Shannon’a.

Dla pojedynczego, niezależnego zdarzenia, autoinformację opisuje się równaniem [134]:

$$i(A) = -\log_b P(A), \quad (4.14.)$$

gdzie:

$i(A)$ – informacja przyporządkowana zdarzeniu A ,

$P(A)$ – prawdopodobieństwo wystąpienia zdarzenia A ,

b – określa jednostkę informacji (dla $b=10$ jednostką informacji jest hartley, dla $b=2$ informacja wyrażona jest w bitach).

Bardziej użyteczna jest tzw. średnia informacja, przyporządkowana losowemu eksperymentowi (serii niezależnych zdarzeń), nazywana także entropią eksperymentu i wyrażana wzorem [134]:

$$H = -\sum P(A_i) \log_b P(A_i), \quad (4.15.)$$

gdzie:

A_i – jest zbiorem niezależnych zdarzeń, będącym wynikiem pewnego eksperymentu.

4.2.4. Entropia sygnału

Dla sygnałów dyskretnych entropię w sensie informacyjnym obliczyć można, także z zależności na tzw. nieznormalizowaną entropię Shannon’a [31]:

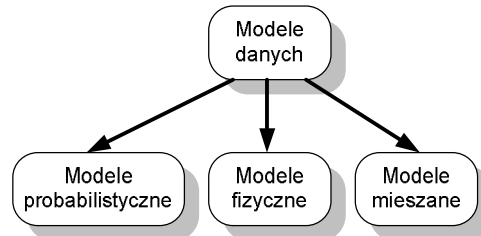
$$H(x) = -\sum_{n=0}^{N-1} |x[n]|^2 \log |x[n]|^2, \quad (4.16.)$$

gdzie:

N – liczba próbek sygnału,

$x[n]$ – rzeczywista amplituda n -tej próbki sygnału oryginalnego.

Przytoczone zależności są w rzeczywistości jedynie próbą oszacowania entropii sygnału. Pomocnym narzędziem dającym możliwość projektowania kompresorów o większej efektywności, poprzez dokładniejsze szacowanie entropii są tzw. modele źródła sygnału. Modele te można podzielić na trzy grupy: probabilistyczne, fizyczne i mieszane (rys. 4.2.), [134].



Rys. 4.2. Podział modeli źródeł sygnału.

Modele probabilistyczne mogą występować jako modele bez pamięci – DMS (symbolami składającymi się na dane z modelu są zdarzenia statystycznie niezależne) oraz modele z pamięcią – CSM (symbole generowane przez model zależą od tzw. kontekstu czasowego [115]).

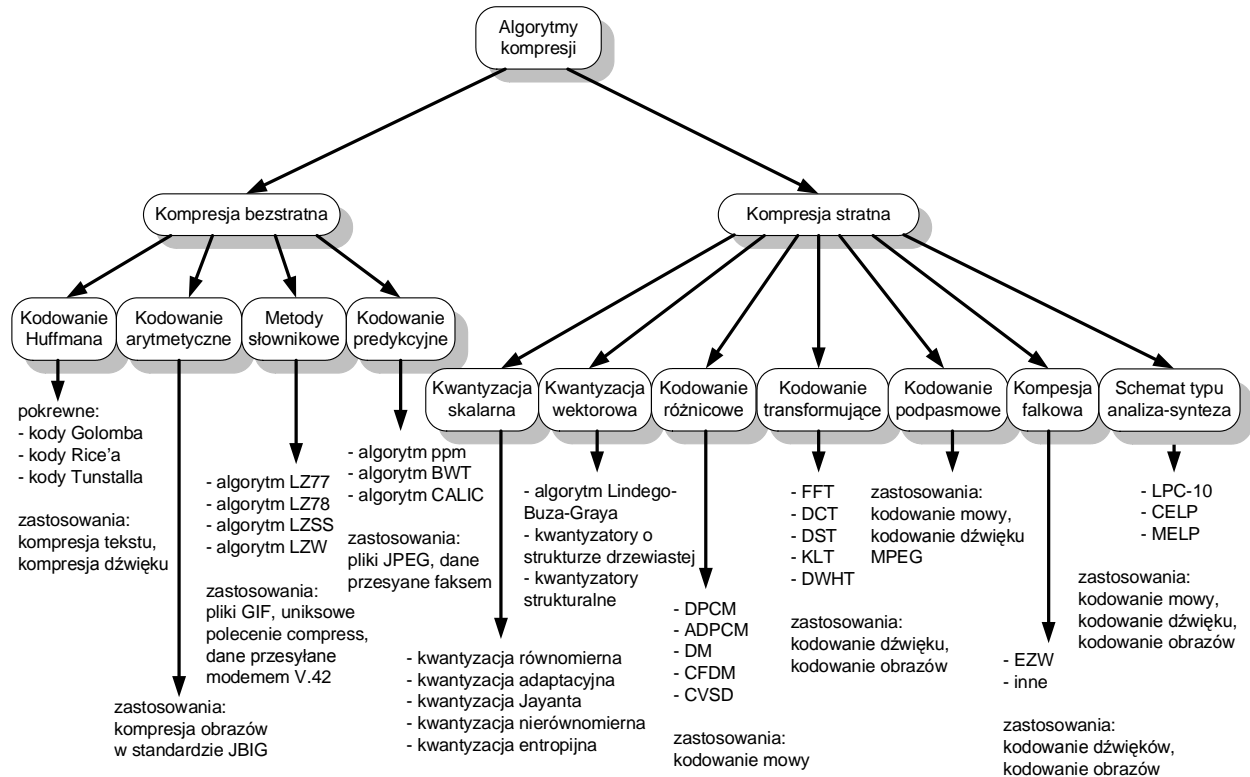
4.2.5. Inne parametry

Do innych równie ważnych, z punktu widzenia implementacji sprzętowej, parametrów algorytmów kompresji należą:

- złożoność algorytmu
Złożoność algorytmu określa stopień komplikacji algorytmu a także stosowanie metod matematycznych o dużej złożoności obliczeniowej oraz stosowanie operacji matematycznych o względnie długim czasie wykonywania, iteracji, itp.
- pamięć potrzebna do zaimplementowania algorytmu
Określa całkowitą pamięć operacyjną wymaganą przez algorytm, na przykład do przechowywania wyników pośrednich, tablic pomocniczych, tzw. słowników symboli [134], itp.
- szybkość wykonania algorytmu na konkretnej jednostce obliczeniowej
Decyduje o możliwości implementacji algorytmu na określonej jednostkę obliczeniową przy wymogu działania on-line algorytmu. Parametr ten ma szczególnie duże znaczenie, podobnie jak parametr wcześniej opisany, w przenośnych urządzeniach monitorujących, w których rejestrowane zdarzenia z sieci elektroenergetycznej muszą być natychmiastowo (próbka po próbce lub małymi blokami) kompresowane i archiwizowane w pamięci nieulotnej.

4.3. Przegląd metod kompresji

Podstawowe metody kompresji można sklasyfikować według schematu przedstawionego na rys. 4.3. Wszystkie metody kompresji można podzielić na dwie klasy tj. metody kompresji stratnej oraz metody kompresji bezstratnej. Niektóre rodziny metod (np.: kompresja falkowa, kodowanie podpasmowe) przedstawione na rys. 4.3. mogą ponadto występować, po spełnieniu pewnych warunków, w wersjach zaliczanych zarówno do metod bezstratnych jak i stratnych. Bardzo często stosuje się także, w złożonych algorytmach kompresji, połączenia metod stratnych z bezstratnymi (spotykane w kompresji falkowej, czy transformującej).



Rys. 4.3. Klasyfikacja metod kompresji.

Obecnie intensywnie rozwijane są metody kompresji opartej na przekształceniach sygnału do dziedziny częstotliwości (kodowanie transformujące) lub częstotliwości i czasu (kompresja falkowa). Metody te są spotykane między innymi w standardzie MPEG. Dużą popularność zdobyły także, dzięki upowszechnieniu telefonii komórkowej, algorytmy kompresji typu analiza-synteza (na przykład algorytm LPC-10).

4.4. Przegląd metod stosowanych do kompresji sygnału elektroenergetycznego

Od kilku lat wzrasta zainteresowanie możliwością kompresji danych pomiarowych (sygnałów) z urządzeń monitorujących sieci elektroenergetyczne. Kompresja rejestrowanych przebiegów, umożliwia efektywniejsze wykorzystanie urządzeń monitorujących, zwiększając czas ciągłego zapisu sygnału. Możliwe staje się także przesyłanie danych on-line, np.: poprzez modemy z urządzeń rozlokowanych na rozległym obszarze do komputera zbiorczego. Radykalnie zmniejszają się także koszty przesyłania danych tam, gdzie wykorzystano łącza, przy których pobierane są opłaty w zależności od ilości przesyłanych danych (np.: systemy transmisji danych GPRS). Archiwizowanie skompresowanych danych w bazach sygnałów elektroenergetycznych, redukuje znacząco wymagania sprzętowe, co do rozmiarów pamięci masowych (dysków twardych) baz danych. Wiele algorytmów dokonuje także, wstępnej analizy sygnału ułatwiając ich późniejsze przetwarzanie.

Ponieważ kompresja sygnałów elektroenergetycznych jest jeszcze stosunkowo nowym pojęciem, dlatego brakuje odpowiednich normalizacji w tej dziedzinie, określających na przykład dopuszczalne zniekształcenia kompresji (błędy kompresji) zrekonstruowanych sygnałów.

Jedyną wzmiankę dotyczącą tego zagadnienia, można znaleźć w amerykańskiej normie IEEE 1159.3 [90] w części dotyczącej zalecanego formatu pliku (PQDIF), w którym zapisywane są

zarejestrowane dane pomiarowe, gdzie określono możliwość kompresji sygnałów za pomocą bezstratnego algorytmu o niskim współczynniku kompresji – ZLIB [45] (zmodyfikowana wersja LZ77). Normy europejskie natomiast, problem kompresji danych w monitoringu jakości energii elektrycznej pomijają całkowicie. Nie mniej jednak, prowadzone są prace nad różnego rodzaju metodami kompresji sygnału elektroenergetycznego [133], [111], [83], [25], [61], [31], [132], [63], [121], [146], [14], [118], [30], [119], [133], [8], [149], [117], [151], [18], [62], [2], [84], [26], [115], [120], [144]. Spotykane są także, rozwiązania komercyjne stosowane w urządzeniach monitorujących na przykład algorytm PQZIP firmy Elspec [148], czy w urządzeniach firmy Dranetz-BMI [43] (na przykład Encore Series /61000 System) z algorytmem kompresji ZLIB (format PQDIF). Poniżej zamieszczono metody kompresji proponowane w publikacjach do kompresji sygnału elektroenergetycznego.

4.4.1. Metody bezstratne

Metody słownikowe

Bardzo często zdarza się tak, że poszczególne próbki danych poddawanych kompresji są ze sobą skorelowane (dane generowane przez źródło z pamięcią – CSM). Dla tego typu danych można zaprojektować efektywne metody kompresji, wykorzystujące tę właściwość.

Gwałtowny rozwój metod słownikowych rozpoczął się po opublikowaniu prac J. Ziv'a oraz A. Lempel'a [156], [157]. Zaproponowali oni algorytmy kompresji nazwane od inicjałów ich nazwisk LZ77 z 1977 roku oraz LZ78 powstały 1978 roku. W późniejszym okresie powstały różne udoskonalone wersje tych metod, na przykład algorytmy LZW czy LZSS.

Metody słownikowe działają na zasadzie tworzenia wzorców (słownika) często występujących sekwencji danych. Kodowanie odbywa się poprzez zamianę kompresowanych danych na szereg symbolicznych odnośników do słownika. Postać skompresowaną stanowią indeksy słownikowe kolejnych rozpoznanych w ciągu danych, słów. Dekodowanie polega na odtwarzaniu, na podstawie indeksów oraz słownika sekwencji danych do postaci zrekonstruowanej.

Kolejne odmiany algorytmów różnią się między sobą sposobem tworzenia oraz rozmiarem wykorzystywanego słownika [134].

Metody te spotykane są w algorytmach kompresji sygnałów elektroenergetycznych najczęściej jako uzupełnienie algorytmów kompresji stratnej. W tabeli 4.1. przedstawiono przykładowe wyniki kompresji sygnału elektroenergetycznego metodą LZW.

Tabela 4.1. **Kompresja sygnału elektroenergetycznego z wykorzystaniem metody LZW [61].**

Numer sygnału testowego	CR [%]	CR []
1	31,0	3,23
2	30,7	3,26
3	29,8	3,36
4	26,0	3,85
5	59,0	1,69
6	48,2	2,07
7	60,9	1,64
8	39,9	2,51
Średnia wartość	40,7	2,70

Kodowanie Huffmana

Metoda została zaproponowana przez Davida Huffmana i od jego nazwiska nazwana kodami Huffmana. Metoda wykorzystuje niejednakowe prawdopodobieństwo występowania symboli w ciągu danych, oraz możliwość stosowania słów kodowych o zmiennej długości (kody prefiksowe [134]). Algorytm przedstawiony przez autora bazuje na dwóch podstawowych założeniach:

- symbolom występującym częściej odpowiadają słowa kodowe krótsze od kodów symboli występujących rzadziej
- dwa najrzadziej występujące symbole mają słowa kodowe o tej samej długości

Kod tworzony jest na podstawie tzw. binarnego drzewa Huffmana, przedstawiającego posortowane prawdopodobieństwa występowania poszczególnych symboli [115]. Metoda ta ma przede wszystkim zastosowanie do kompresji tekstu oraz występuje w połączeniach z innymi metodami.

Do pokrewnych algorytmów należą kody Golomb'a oraz Rice'a stosowane do kodowania liczb całkowitych oraz kod Tunstalla [134].

Kodowanie arytmetyczne

Kodowanie Huffmana niestety nie daje optymalnych wyników (średniej bitowej zbliżonej do entropii) dla alfabetu o małym rozmiarze lub dużym zróżnicowaniu prawdopodobieństw. W tym przypadku bardziej użyteczne staje się kodowanie arytmetyczne. Kodowanie arytmetyczne polega na tworzeniu i stopniowym zawężaniu przedziałów prawdopodobieństw, tzw. znaczników. Szczegółowo zasadę tworzenia kodów opisano w pracy [134].

Tabela 4.2. zawiera zestawienie współczynników kompresji sygnału elektroenergetycznego dla kilku metod kompresji bezstratnej.

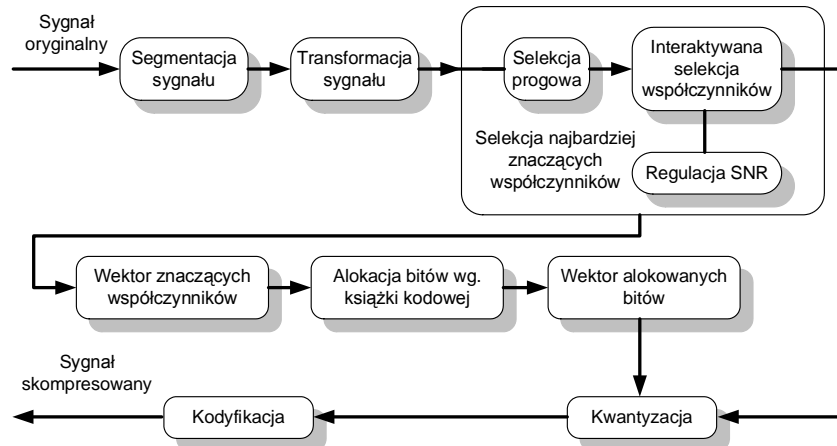
Tabela 4.2. **Kompresja sygnału elektroenergetycznego wybranych metod bezstratnych [62].**

Sygnał - Zdarzenie	CR []		
	kodowanie Huffmana	kodowanie arytmetyczne	kodowanie LZ
Flickery	2,81	2,78	1,90
Harmoniczne	1,92	2,18	1,70
Zdarzenia impulsowe	2,33	2,57	1,70
Obniżenia amplitudy	1,23	1,18	1,80
Wzrosty amplitudy	--	1,90	1,70
Średnia wartość	2,07	2,12	1,76

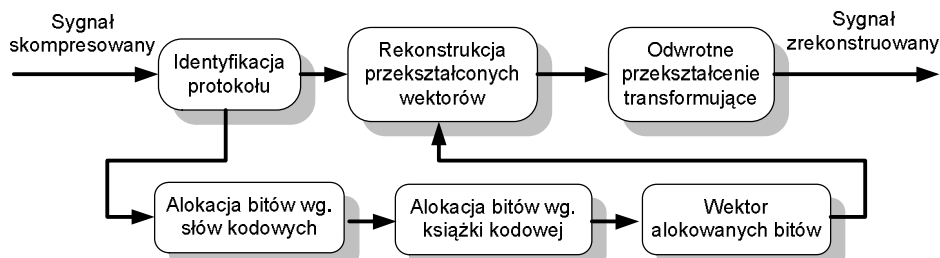
4.4.2. Kodowanie transformujące

Kodowanie transformujące należy do metod kompresji wykorzystujących przekształcenia (transformacje) sygnałów, najczęściej z dziedziny czasu do dziedziny częstotliwości. Efektem takiego przekształcenia jest pewien zbiór współczynników o informacji zawartej w wąskim przedziale współczynników, które następnie kodowane są w zależności od indywidualnego charakteru sygnału. Często stosowanym rozwiązaniem jest zastosowanie operacji dyskryminacji progowej [4], która daje możliwość skrócenia reprezentacji danych (sygnału), kosztem zredukowania składowych częstotliwościowych sygnału o małych amplitudach. Rekonstrukcja

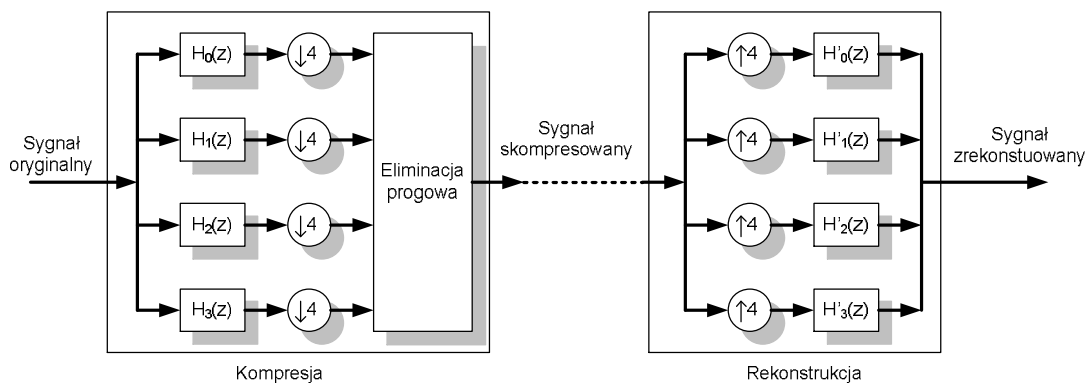
sygnału odbywa się w tym przypadku, poprzez uzupełnienie zredukowanego wektora współczynników zerowymi wartościami do oryginalnego rozmiaru oraz wykonaniu transformacji odwrotnej sygnału. Najczęściej do kodowania transformującego wykorzystuje się FFT, DCT, DST. Kolejne rysunki (rys. 4.4., rys. 4.5., rys. 4.6.) przedstawiają przykładowe algorytmy kompresji oraz rekonstrukcji wykorzystujące transformacje sygnałów w zastosowaniu do sygnału elektroenergetycznego, uzyskane wyniki zestawiono w tabelach 4.3. oraz 4.4. Tabela 4.5. natomiast zawiera zestawienie wyników dla dyskretnej transformacji kosinusowej.



Rys. 4.4. Algorytm kompresji transformującej – kodowanie [2].



Rys. 4.5. Algorytm kompresji transformującej – rekonstrukcja [2].



Rys. 4.6. Algorytm kompresji transformującej z wykorzystaniem transformacji SLT [111].

Tabela 4.3. Kompresja z wykorzystaniem kilku metod kodowania transformującego [2].

Rodzaj transformacji	CR []	SR []	SNR[dB]
Hartley	9,17	1,74	52,03
DCT	7,04	2,27	50,12
LOT	8,70	1,84	51,21

Tabela 4.4. Kompresja z wykorzystaniem przekształcenia DCT oraz SLT dla $CR=10$ [111].

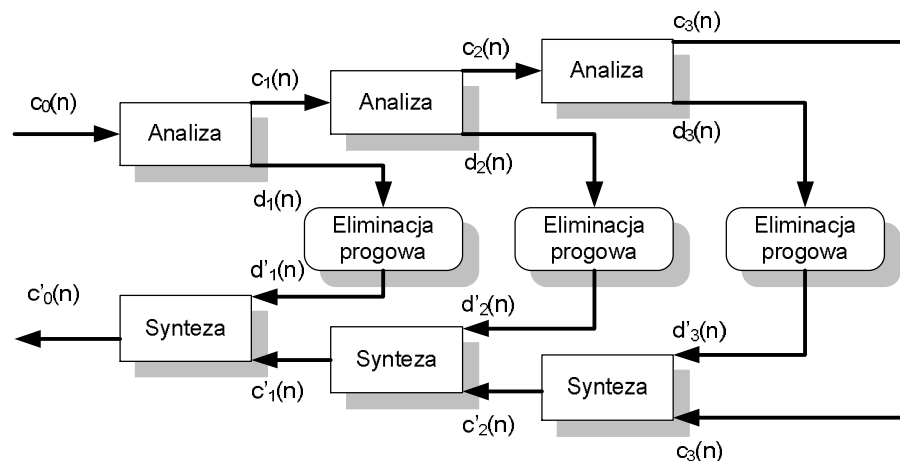
Sygnał - Zdarzenie	PER [%]		MSE [dB]	
	DCT	SLT	DCT	SLT
Zdarzenia impulsowe	88,01	94,01	-10,67	-16,98
Obniżenia amplitudy	87,81	93,20	-10,08	-17,54
Wzrosty amplitudy	89,46	94,44	-11,88	-17,95
Harmoniczne	87,69	93,14	-11,04	-17,68
Krótkotrwałe zaniki	90,44	94,11	-12,27	-18,79
Oscylacje przejściowe	91,63	95,04	-12,98	-19,07
Flickery	90,75	95,18	-10,76	-19,78
Wartość średnia	89,40	94,16	-11,38	-18,26

Tabela 4.5. Kompresja z wykorzystaniem DCT, dla współczynnika kompresji $CR=15$ [83].

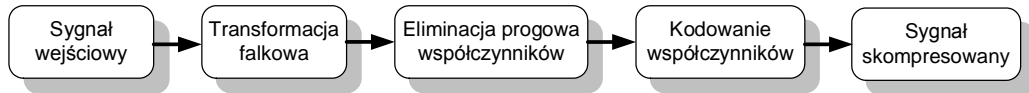
Sygnał - Zdarzenie	PER [%]	SNR [dB]
Zdarzenia impulsowe	92,45	14,76
Obniżenia amplitudy	92,50	14,25
Wzrosty amplitudy	92,38	14,57
Harmoniczne	92,28	15,17
Krótkotrwałe zaniki	91,98	15,63
Oscylacje przejściowe	92,94	14,76
Wahania amplitudy	92,67	14,73
Wartość średnia	92,46	14,84

4.4.3. Kompresja falkowa

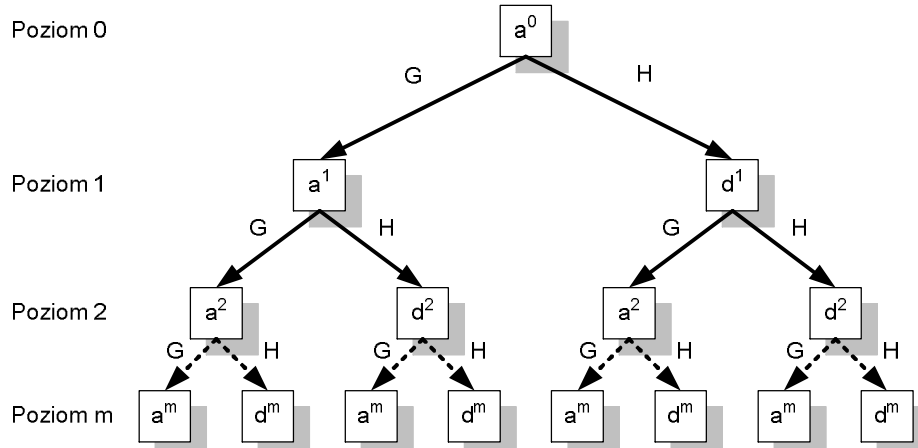
W kompresji falkowej stosowane są algorytmy dyskretnej analizy falkowej – DWT opisanej w rozdziale 3.2.3. lub analizy pakietowej WPT przedstawionej w sposób blokowy na rys. 4.9. Kompresja falkowa podobna jest, do schematu kompresji z kodowaniem podpasmowym, gdzie wykorzystuje się banki filtrów do podziału sygnału. Sygnały z wyjść poszczególnych filtrów w kodowaniu podpasmowym poddawane są osobnym operacjom redukcji, kwantyzacji i kodowaniu. Podobnie jest w kompresji falkowej, sygnał w wyniku dekompozycji rozkładany jest na współczynniki opisujące poszczególne pasma częstotliwościowe sygnału. Współczynniki te następnie poddawane są operacji eliminacji progowej [4] i zredukowane do postaci o skróconej reprezentacji. Rekonstrukcja sygnału odbywa się poprzez uzupełnienie współczynników dekompozycji falkowej zerami do oryginalnego rozmiaru, a następnie wykonaniu odwrotnej transformacji falkowej. Na poniższych rysunkach (rys. 4.7. – rys. 4.10.) zamieszczono schematy blokowe algorytmów kompresji wykorzystujących analizę falkową oraz tabele (tabela 4.6. – tabela 4.11.) z zestawieniem parametrów kompresji dla tych metod.



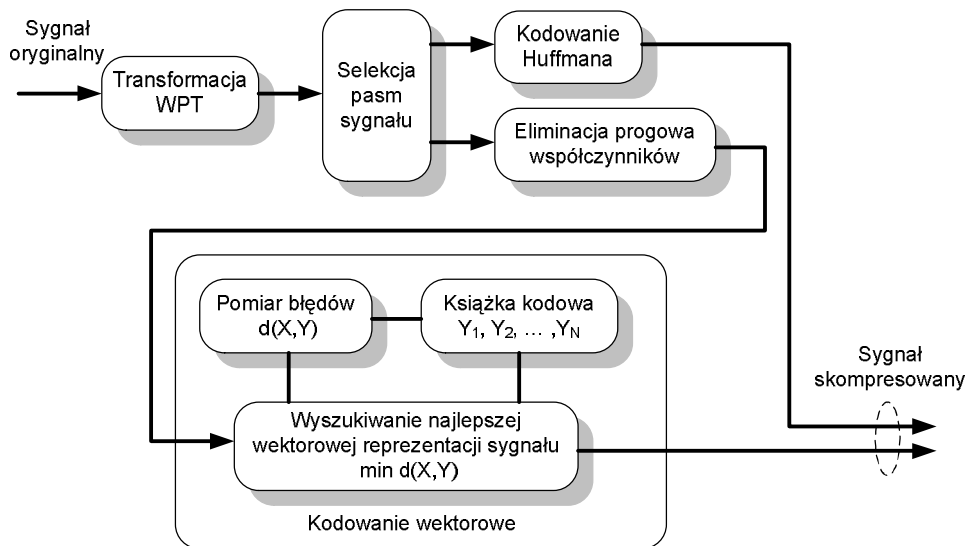
Rys. 4.7. Algorytm kompresji falkowej 3 stopniowej stratnej [114].



Rys. 4.8. Algorytm kompresji falkowej stratnej [121], [114], [133].



Rys. 4.9. Dekompozycja falkowa WPT [30], [151].



Rys. 4.10. Algorytm kompresji z wykorzystaniem transformacji falkowej – WPT, kodowania Huffmana oraz kodowania wektorowego [151].

Tabela 4.6. Kompresja z wykorzystaniem dyskretnego przekształcenia falkowego DWT, dla różnych wartości eliminacji progowej Thr [121], [119].

Sygnał testowy 1			Sygnał testowy 2			Sygnał testowy 3		
Thr [%]	CR []	SNR [dB]	Thr [%]	CR []	SNR [dB]	Thr [%]	CR []	SNR [dB]
2	5,78	51,56	2	3,71	53,63	2	3,86	50,91
6	21,60	37,29	6	7,02	41,69	6	23,15	37,90
10	26,62	30,48	10	7,53	33,63	10	25,34	30,92
14	28,42	27,29	14	8,29	29,25	14	26,22	26,39
18	28,42	25,97	18	9,19	26,28	18	27,37	25,36
22	29,07	22,93	22	9,97	23,78	22	27,98	22,16

Analiza i kompresja danych pomiarowych sygnału z sieci elektroenergetycznej...

Tabela 4.7. Kompresja z wykorzystaniem przekształcenia DWT dla $CR=10$ [111].

Sygnal - Zdarzenie	PER [%]	MSE [dB]
Zdarzenia impulsowe	91,13	-13,56
Obniżenia amplitudy	90,01	-13,04
Wzrosty amplitudy	91,01	-13,77
Harmoniczne	90,89	-13,31
Krótkotrwałe zaniki	91,10	-15,89
Oscylacje przejściowe	90,88	-14,45
Flickery	91,34	-14,74
Wartość średnia	90,91	-14,11

Tabela 4.8. Kompresja z wykorzystaniem DWT, dla współczynnika kompresji $CR=15$ [83].

Sygnal - Zdarzenie	PER [%]	SNR [dB]
Zdarzenia impulsowe	93,76	15,26
Obniżenia amplitudy	95,80	16,93
Wzrosty amplitudy	95,43	16,87
Harmoniczne	95,23	16,33
Krótkotrwałe zaniki	94,78	16,89
Oscylacje przejściowe	95,26	15,63
Wahania amplitudy	94,45	16,63
Wartość średnia	94,96	16,36

Tabela 4.9. Kompresja z wykorzystaniem dyskretnego przekształcenia falkowego DWT oraz różnych metod kodowania bezstratnego [31], [30].

Numer sygnału testowego	MSE [%]	SNR [dB]	CR []			
			DWT	DWT + Huff.	DWT + LZW	DWT + LZH
1	10,26	19,78	40,16	90,91	83,33	91,74
2	0,75	42,50	9,90	22,83	22,47	23,87
3	0,59	44,58	9,33	21,51	21,41	22,73
4	0,82	41,72	10,48	26,74	31,25	35,71
5	1,12	39,02	10,57	26,81	32,79	37,31
6	1,60	35,92	10,47	26,60	32,26	36,50

Tabela 4.10. Kompresja z wykorzystaniem przekształcenia falkowego WPT oraz różnych metod kodowania bezstratnego [31], [30].

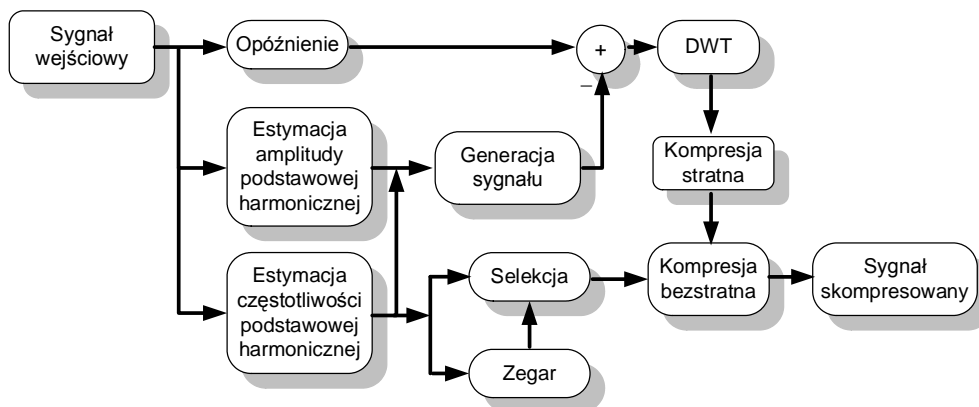
Numer sygnału testowego	MSE [%]	SNR [dB]	CR []			
			WPT	WPT + Huff.	WPT + LZW	WPT + LZH
1	10,01	19,99	36,36	82,64	75,76	84,03
2	0,73	42,73	9,78	22,57	22,22	23,70
3	0,58	44,73	9,30	21,46	21,41	22,78
4	0,82	41,72	10,29	26,32	30,77	35,09
5	1,12	39,02	10,47	26,60	32,57	37,04
6	1,60	35,92	10,37	26,32	31,95	35,97

Tabela 4.11. Kompresja z wykorzystaniem przekształcenia falkowego WPT oraz kodowaniem bezstratnym LZW [61].

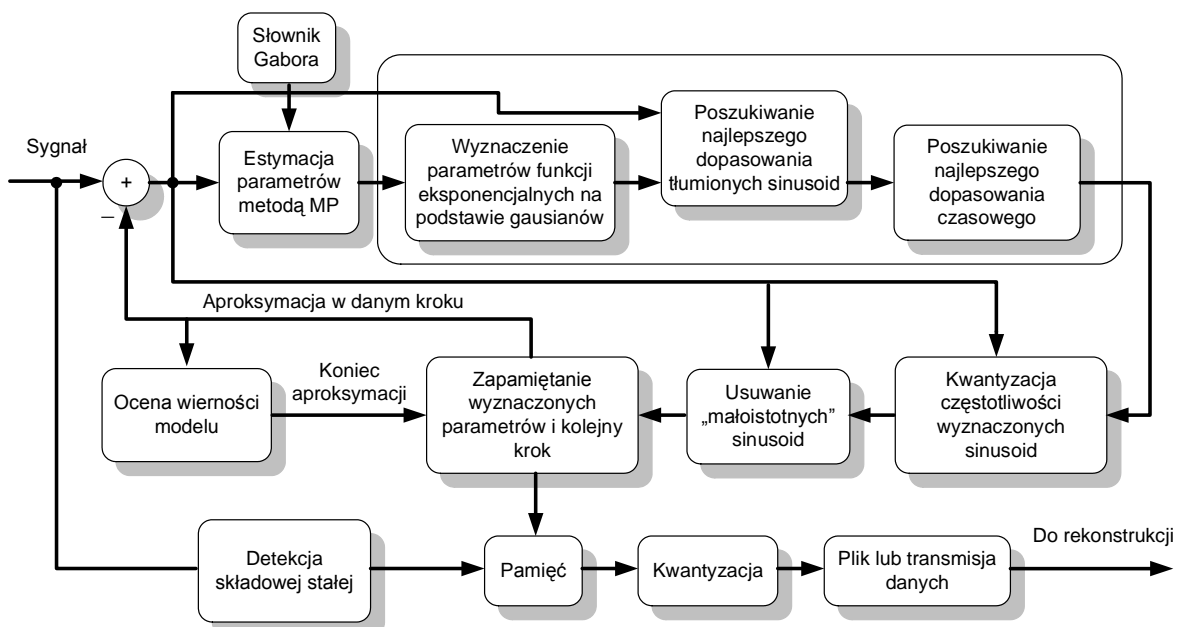
Numer sygnału testowego	CR [%]	CR []	PRD [%]	SNR [dB]
1	7,50	13,33	1,17	38,64
2	7,60	13,16	1,03	39,74
3	8,60	11,63	7,90	22,05
4	8,50	11,76	8,00	21,94
5	8,80	11,36	4,80	26,38
6	8,80	11,36	2,80	31,06
7	8,70	11,49	3,70	28,64
8	9,00	11,11	7,70	22,27

4.4.4. Schemat typu analiza-synteza

W schemacie kompresji typu analiza-synteza zakłada się znajomość modelu parametrycznego opisującego proces generacji sygnału (danych). Dokładność założonego modelu decyduje o uzyskanych parametrach algorytmu kompresji. Kompresja sygnału w tym schemacie odbywa się poprzez modelowanie sygnału oraz porównywaniu go z sygnałem rzeczywistym. W przypadku stwierdzenia niezgodności modelu z sygnałem rzeczywistym proces modelowania wykonywany jest na nowo (model przestrajany [126], [148]). Wyznaczane okresowo parametry modelu stanowią postać skompresowaną sygnału. Rekonstrukcja sygnału odbywa się na podstawie zaimplementowanego w dekodерze modelu, wektora parametrów modelu oraz wektora czasu, na podstawie, którego ustalany jest moment zmiany aktualnego zestawu parametrów. Na kolejnych rysunkach (rys. 4.11. – rys. 4.13.) zamieszczono spotykane w publikacjach propozycje algorytmów kompresji sygnału elektroenergetycznego wykorzystujące opisany schemat oraz tabele (tabela 4.12. – tabela 4.14.) z uzyskanymi przez autorów wynikami.

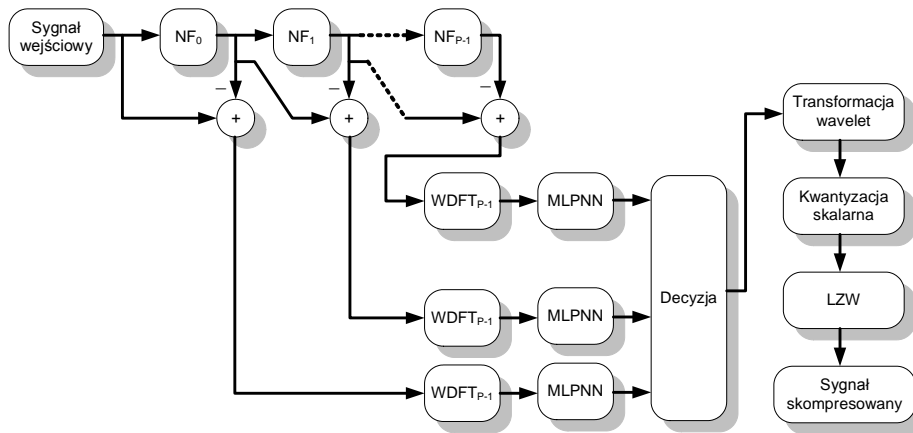


Rys. 4.11. Algorytm kompresji typu analiza-synteza EDCM [121], [118], [117].



Rys. 4.12. Algorytm kompresji typu analiza-synteza bazująca na metodzie MP [63], [79], [18].

Analiza i kompresja danych pomiarowych sygnału z sieci elektroenergetycznej...



Rys. 4.13. Algorytm kompresji typu analiza-synteza z wykorzystaniem dyskretnego przekształcenia falkowego DWT, LZW oraz filtrów notch [119].

Tabela 4.12. Kompresja z wykorzystaniem modelowania parametrycznego oraz przekształcenia wavelet – EDCM [121], [119], dla różnych wartości eliminacji progowej *Thr*.

Sygnał testowy 1			Sygnał testowy 2			Sygnał testowy 3		
<i>Thr</i> [%]	<i>CR</i> []	<i>SNR</i> [dB]	<i>Thr</i> [%]	<i>CR</i> []	<i>SNR</i> [dB]	<i>Thr</i> [%]	<i>CR</i> []	<i>SNR</i> [dB]
2	21,23	47,02	2	3,63	52,82	2	25,51	46,38
6	25,54	35,09	6	16,45	41,76	6	39,06	35,20
10	32,44	30,16	10	17,61	41,23	10	42,13	32,16
14	33,75	26,69	14	17,86	37,90	14	44,12	30,89
18	33,90	26,41	18	18,03	35,63	18	45,18	28,76
22	34,21	23,97	22	18,01	35,17	22	48,07	26,35

Tabela 4.13. Kompresja z wykorzystaniem dyskretnego przekształcenia falkowego DWT, LZW oraz filtrów notch [119].

Sygnał testowy 1			Sygnał testowy 2			Sygnał testowy 3		
<i>Thr</i> [%]	<i>CR</i> []	<i>SNR</i> [dB]	<i>Thr</i> [%]	<i>CR</i> []	<i>SNR</i> [dB]	<i>Thr</i> [%]	<i>CR</i> []	<i>SNR</i> [dB]
2	25,46	46,38	2	3,60	52,85	2	25,48	46,41
6	39,00	35,20	6	16,41	41,81	6	39,02	35,22
10	42,08	32,22	10	17,55	41,29	10	42,09	32,21
14	44,19	30,90	14	17,81	37,93	14	44,11	30,92
18	45,11	28,78	18	18,00	35,67	18	45,14	28,80
22	48,03	26,40	22	18,78	35,19	22	48,05	26,42

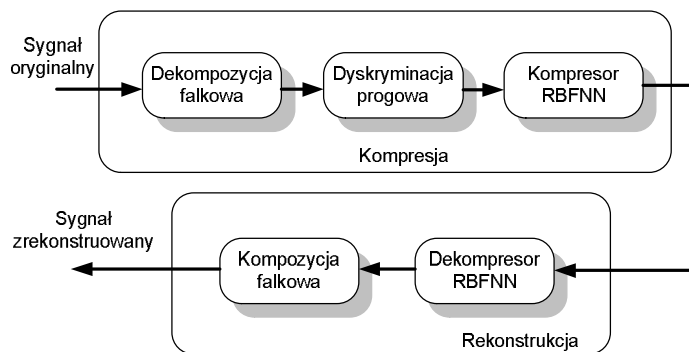
Tabela 4.14. Kompresja z wykorzystaniem algorytmu typu analiza-synteza, bazująca na metodzie MP [63], [79], [18].

Numer sygnału testowego	<i>CR</i> []	<i>SNR</i> [dB]
1	15,46	28,08
2	27,40	31,12
3	68,27	26,12

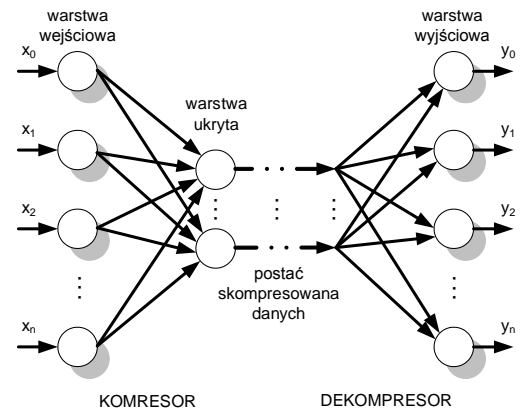
4.4.5. Inne metody

Sieci neuronowe

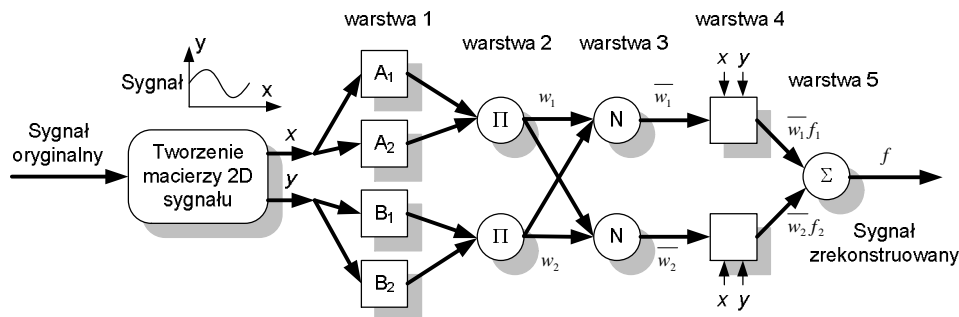
Spośród innych metod kompresji sygnału elektroenergetycznego proponowanych w publikacjach naukowych, na uwagę zasługują metody wykorzystujące sieci neuronowe. Najczęściej są to sieci autoasocjacyjne z identyczną liczbą komórek w warstwie wejściowej i wyjściowej oraz pewną mniejszą liczbę komórek w warstwie ukrytej (rys. 4.14., rys. 4.15.). Parametry kompresji dla przykładowego rozwiązania zawiera tabela 4.15. Spotykane są także, rozwiązania zawierające elementy logiki rozmytej (rys. 4.16., tabela 4.16.).



Rys. 4.14. Algorytm kompresji z wykorzystaniem sieci neuronowej RBFNN oraz kompresji falkowej [83].



Rys. 4.15. Schemat kompresora i dekompresora RBFNN [83].



Rys. 4.16. Algorytm kompresji z wykorzystaniem logiki rozmytej ANFIS [146].

Tabela 4.15. Kompresja z wykorzystaniem sieci neuronowych oraz falek, dla współczynnika kompresji $CR=15$ [83].

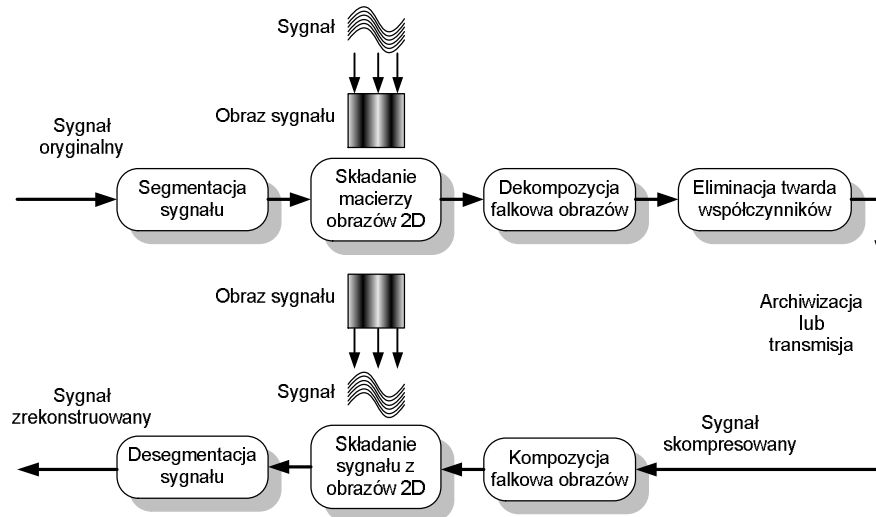
Sygnał - Zdarzenie	PER [%]	SNR [dB]
Zdarzenia impulsowe	98,47	25,76
Obniżenia amplitudy	98,23	24,56
Wzrosty amplitudy	98,64	22,01
Harmoniczne	96,75	23,45
Krótkotrwałe zaniki	97,23	25,47
Oscylacje przejściowe	96,85	24,74
Wahania amplitudy	98,54	23,78
Wartość średnia	97,82	24,25

Tabela 4.16. Kompresja z wykorzystaniem logiki rozmytej oraz falek [146].

Numer sygnału testowego	CR []	NMSE []	SNR [dB]
1	5,33	0,003604	24,4
2	25,00	0,006066	22,2
3	12,50	0,003303	24,8
4	2,56	0,002764	25,6
5	2,91	0,003233	24,9
6	4,00	0,002439	26,1
7	29,90	0,002902	25,4
8	5,95	0,001534	28,1

Metody wykorzystujące analizy 2D

Ciekawą metodę przedstawiono także w publikacji [25]. W przedstawionej w artykule metodzie, sygnał elektroenergetyczny zapisywany jest w postaci dwuwymiarowych obrazów, które w kolejnym kroku przetwarzane są z wykorzystaniem algorytmów przeznaczonych do kompresji obrazów. Schemat działania algorytmu przedstawiono na rys. 4.17., a parametry metody zawiera tabela 4.17.



Rys. 4.17. Algorytm kompresji z wykorzystaniem analizy 2D obrazów [25].

Tabela 4.17. Kompresja z wykorzystaniem dwuwymiarowej (2D) kompresji falkowej DWT [25], [26].

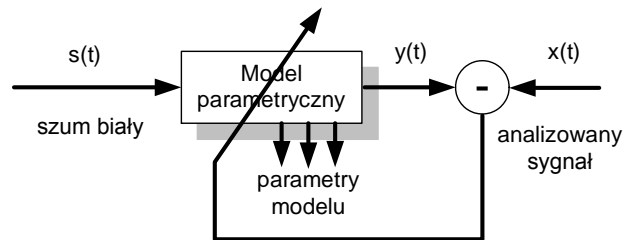
Numer sygnału testowego	CR []	SNR [dB]	
		2D-DWT	1D-DWT
1	32,00	49,30	30,05
2	32,00	43,12	30,10

5. Aplikacja metody kompresji oraz analizy dla sygnału elektroenergetycznego

5.1. Modelowanie a algorytmy kompresji typu analiza-synteza

Spośród przedstawionych w poprzednim rozdziale metod kompresji sygnałów, najbardziej atrakcyjnym z punktu widzenia oceny jakości energii elektrycznej wydają się algorytmy kompresji typu analiza-synteza [134], co zostanie uzasadnione poniżej.

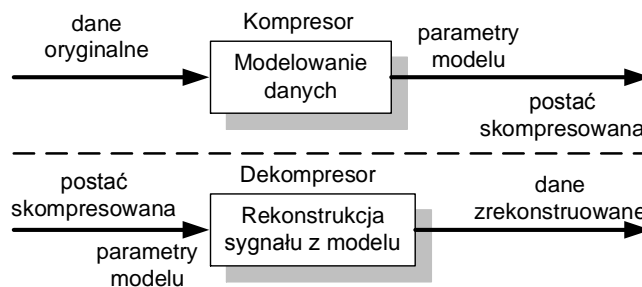
Schematy kompresji tego typu zakładają, że znany jest model parametryczny analizowanego sygnału. Model ten jest stały a zmianie będą ulegać jedynie jego parametry. Kompresja w tym przypadku polega na wyznaczeniu parametrów modelu w kompresorze (koderze) i śledzeniu – estymowaniu ich zmian. Schemat tego typu przypomina schemat dla modelowania parametrycznego sygnału [155] (rys. 5.1.),



Rys. 5.1. Schemat blokowy modelowania parametrycznego dla analizowanego sygnału.

gdzie: $s(t)$ – szum biały, $y(t)$ – wyjście sygnału z modelu, $x(t)$ – analizowany sygnał.

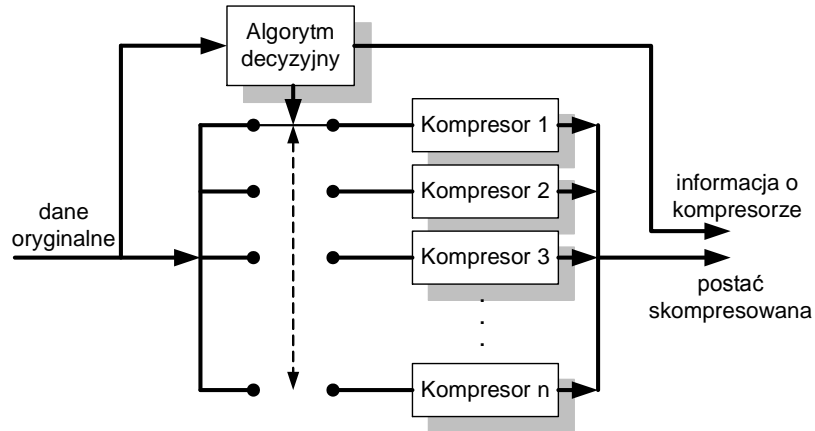
Postać skompresowaną stanowi zbiór parametrów modelu w funkcji czasu i na ich podstawie odtwarzany jest sygnał w dekompresorze. Ogólną zasadę kompresji tego typu przedstawia rys. 5.2.



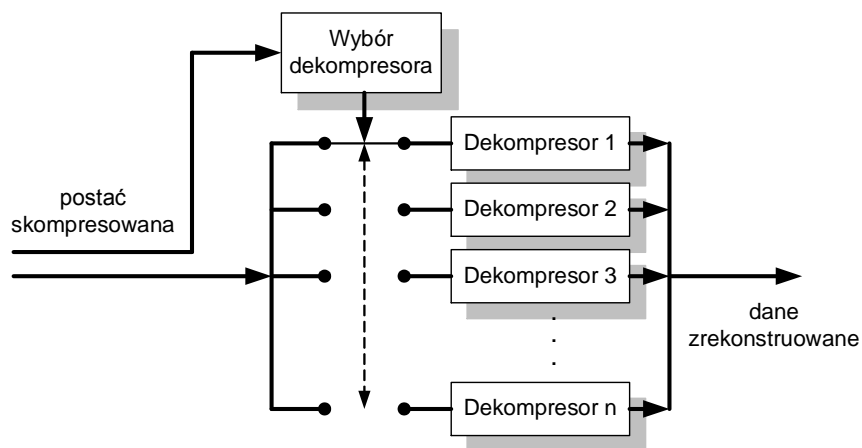
Rys. 5.2. Algorytm kompresji i rekonstrukcji dla schematu typu analiza-synteza – schemat ogólny.

W odróżnieniu od wcześniej omawianych technik kompresji (rozdział 4) próbki postaci skompresowanej sygnału nie są bezpośrednią reprezentacją próbek sygnału oryginalnego, a do odtworzenia sygnału wymagana jest implementacja modelu sygnału w dekompresorze zgodna z modelem, na podstawie którego odbywała się kompresja.

Jak wynika z opisu kompresor tworzony jest dla konkretnej klasy sygnałów i nie może być stosowany jako uniwersalny kompresor, ze względu na możliwość wystąpienia niezgodności przyjętego modelu dla różnych sygnałów. Fakt ten stanowi pewną wadę metody i wymaga czasami wprowadzania kilku modeli danych, co związane jest z koniecznością przesyłania dodatkowych informacji związanych na przykład z przełączaniem modelu (rys. 5.3., rys. 5.4.).

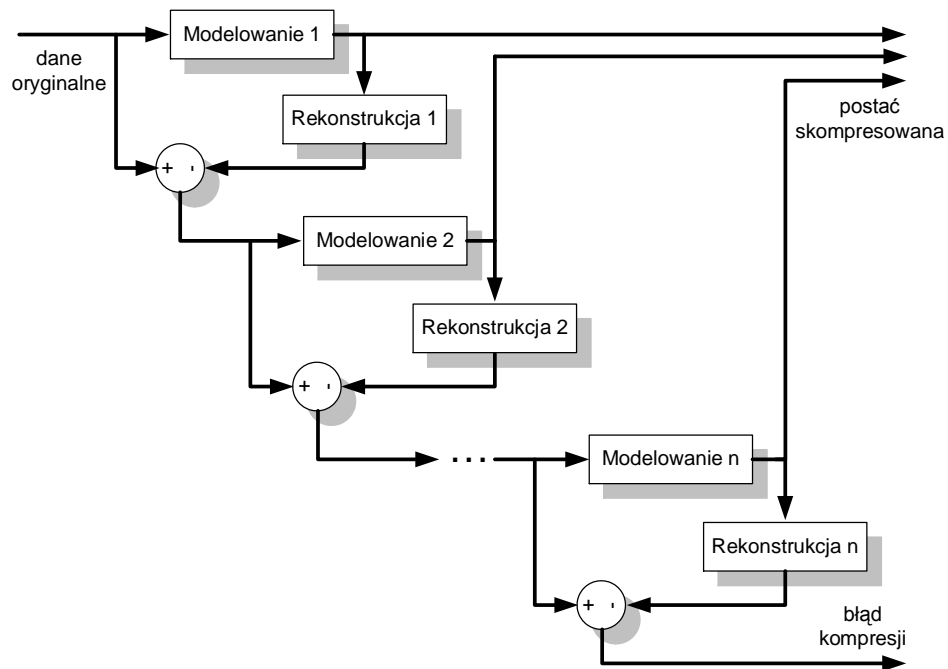


Rys. 5.3. Schemat kompresora z przełączanymi algorytmami kompresji.

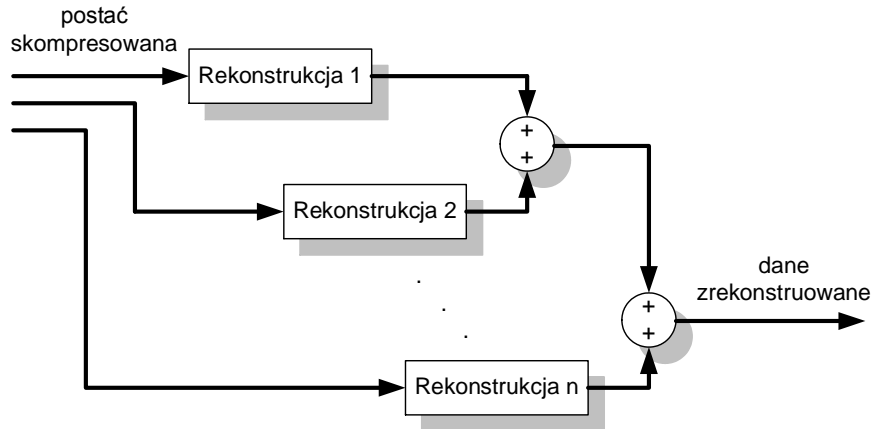


Rys. 5.4. Schemat dekompresora z przełączanymi algorytmami kompresji.

Dla bardziej złożonych sygnałów (dla większości sygnałów rzeczywistych) korzystniejsze może okazać się zastosowanie schematu z modelowaniem równoległym (rys. 5.5., rys. 5.6.).



Rys. 5.5. Schemat kompresora z równoległymi algorytmami kompresji.



Rys. 5.6. Schemat dekompresora z równoległymi algorytmami kompresji.

Schemat kompresji typu analiza-synteza jest historycznie starszym sposobem kompresji w porównaniu ze spotykanymi obecnie metodami stratnymi opartymi o pewne oszacowania sygnału oryginalnego (na przykład stratna kompresja falkowa [4]). Dokładność rekonstrukcji sygnału (błąd kompresji) zależy tutaj przede wszystkim od wierności modelu parametrycznego z rzeczywistym procesem generującym sygnał poddawany kompresji. Stąd główny problem podczas tworzenia algorytmów kompresji typu analiza-synteza, leży właśnie w dobraniu odpowiedniego modelu parametrycznego oraz dokładności estymacji jego parametrów, dlatego też popularność tego typu algorytmów była przez wiele lat dość mała. Dopiero intensywny rozwój multimediiów oraz telefonii komórkowej przyczynił się do zintensyfikowania prac nad kompresorami parametrycznymi, ze względu na ich bardzo wysoki współczynnik kompresji, umożliwiającą osiągnięcie niskich strumieni bitowych danych, wymaganych między innymi przy transmisjach radiowych, czy archiwizacji znacznej ilości danych na nośnikach o ograniczonej pojemności. W efekcie opracowano między innymi szereg wokoderów [154], [140] opartych o modelowanie sygnału mowy, na podstawie których możliwe stało się wydajne kompresowanie mowy poprzez parametryczne modelowanie źródła dźwięku – krtani oraz toru transmisji dźwięku – jamy ustnej (koder LPC, MLPC, CELP [141]). Algorytmy kompresji typu analiza-synteza znalazły także zastosowanie do kompresji sygnałów audio (nie tylko mowy) np.: algorytmy ASAC, HILN, TLS-LP, DWPT, itp. [109], [22] oraz video na przykład standard kodowania obrazów MPEG.

Modelowanie parametryczne składające się na opisywaną rodzinę metod kompresji posiada dodatkowo pewne zalety, które ujawniają się w przypadku kompresji sygnałów elektroenergetycznych do oceny jakości energii. Otóż, jak już wcześniej omówiono postać skompresowana sygnału jest zbiorem parametrów danego modelu procesu generującego sygnał, tak więc postać skompresowana sygnału elektroenergetycznego - jeżeli założony zostanie odpowiedni model, może opisywać parametry jakości energii elektrycznej i ułatwić jej późniejszą analizę. W efekcie produktem niejako „ubocznym” kompresji parametrycznej oprócz wysokiego współczynnika kompresji, może być analiza sygnału elektroenergetycznego.

5.2. Dobór modeli do algorytmu analizy i kompresji sygnału

Na podstawie analizy zakłóceń występujących w sieciach elektroenergetycznych (rozdział 2.3.) ustalono model matematyczny opisujący szereg zdarzeń: harmoniczne, interharmoniczne oraz zdarzenia przejściowe oscylacyjnie tłumione. Składowe te mogą być zapisane za pomocą zależności:

$$u(t) = \sum_{k=1}^p A_k \cdot \exp[(\alpha_k + j2\pi f_k) \cdot t + j\Theta_k], \quad (5.1.)$$

gdzie:

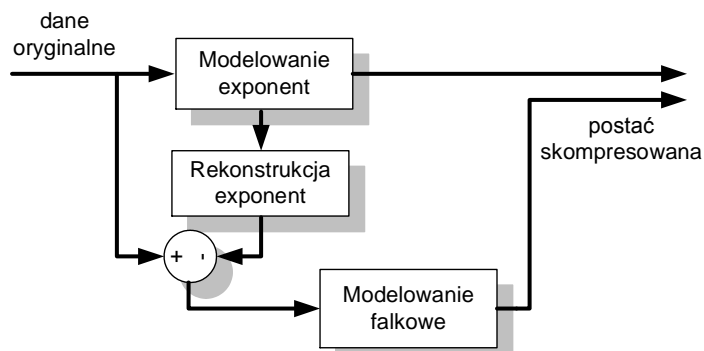
A_k – amplituda k -tej zespolonej funkcji eksponencjalnej [],

α_k – współczynnik tłumienia k -tej składowej [1/s],

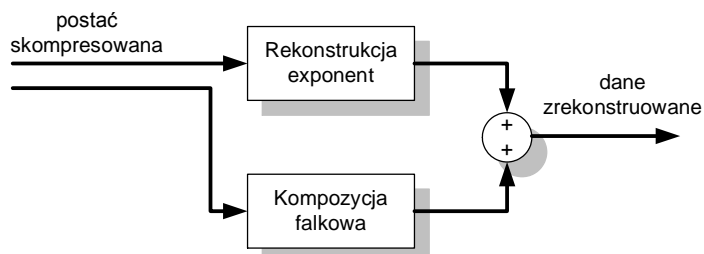
f_k – częstotliwość k -tej sinusoidy [Hz],

Θ_k – faza początkowa k -tej sinusoidy [rad].

Powyższy model matematyczny przy odpowiedniej aktualizacji jego parametrów umożliwia przedstawienie szerokiej grupy sygnałów występujących w sieciach elektroenergetycznych, przy znacznej redukcji ich opisu (możliwość uzyskania wysokiego współczynnika kompresji sygnału), dając jednocześnie możliwość oceny parametrów jakości energii przytoczonych w rozdziale 2.4. W pewnych sytuacjach model ten okazuje się jednak niewystarczający. W sygnale elektroenergetycznym mogą występować składowe stochastyczne, nieokresowe, takie jak na przykład zdarzenia impulsowe, serie przebiegów, krótkie przerwy, przebiegi, szum i inne, dla których model tłumionych eksponencjalnie sinusoid nie jest odpowiedni. Do reprezentacji tego typu składowych wymagany jest dodatkowy algorytm w schemacie kompresji typu analiza-synteza, który uzupełni przedstawiony powyżej model parametryczny. Na podstawie przeglądu literaturowego [136], [141], [134], [133], [111], [83], [25], [61], [31], [114], [156], [54], [157], [132], [63], [121], [146], [14], [118], [30], [119], [133], [8], [149], [117], [151], [18], [62], [2], [84], [26], [115], [120], [144] zdecydowano o zastosowaniu do tego celu dyskretnej dekompozycji falkowej – DWT. Ze względu na przyjęty podstawowy model eksponencjalny sygnałów elektroenergetycznych do wyznaczania parametrów tego modelu, zastosowano metodę Prony’ego [110], [47], [78], [85], [76], [77], [74], [71], [70], [75], [72], [73], [68], [69], [6], [46], [139], [108], [131], [21] zaproponowaną przez Gaspard’a Richie Baron’a de Prony w 1795 roku do modelowania zjawisk zachodzących przy rozprzestrzenianiu się gazów. Ogólny schemat proponowanego algorytmu kompresji oraz rekonstrukcji bazującego na równoległym połączeniu algorytmów kompresji (rys. 5.5., rys. 5.6.) przedstawiono na poniższych rysunkach (rys. 5.7., rys. 5.8.).



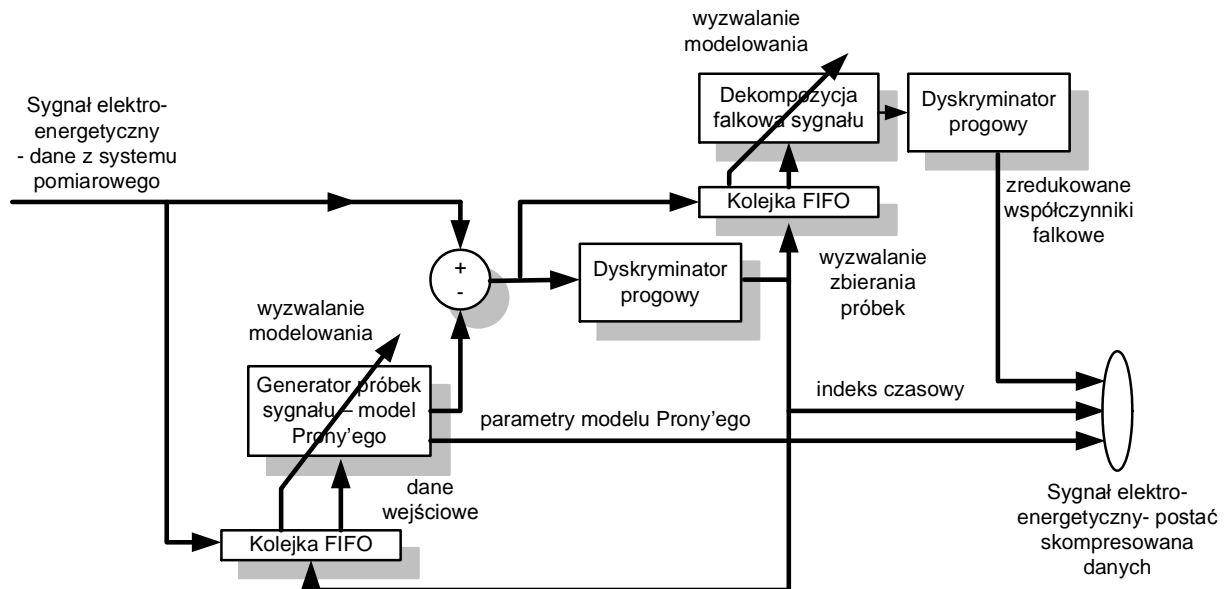
Rys. 5.7. Ogólny schemat algorytmu kompresji.



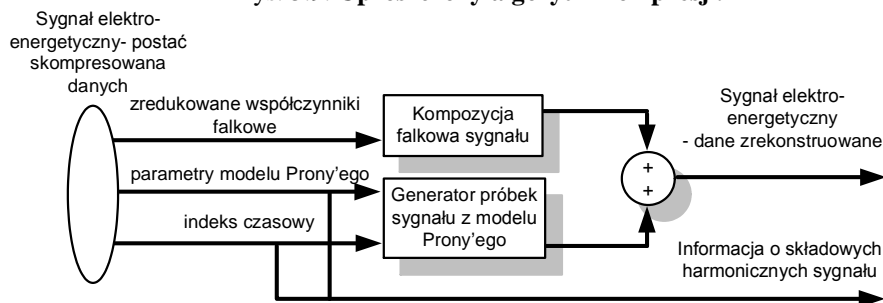
Rys. 5.8. Ogólny schemat algorytmu rekonstrukcji.

5.3. Metoda analizy i kompresji z wykorzystaniem połączonych metod Prony'ego oraz transformacji falkowej

Na bazie modelowania za pomocą metody Prony'ego najmniejszych kwadratów oraz dyskretnej analizy falkowej zrealizowano i zaimplementowano w środowisku Matlab algorytm analizy i kompresji sygnału elektroenergetycznego. Uproszczony schemat blokowy algorytmu kompresji oraz rekonstrukcji zamieszczono na kolejnych rysunkach (rys. 5.9., rys. 5.10.).



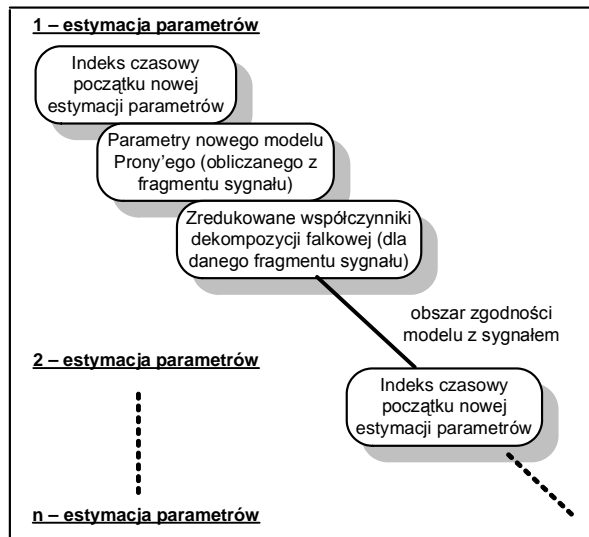
Rys. 5.9. Uproszczony algorytm kompresji.



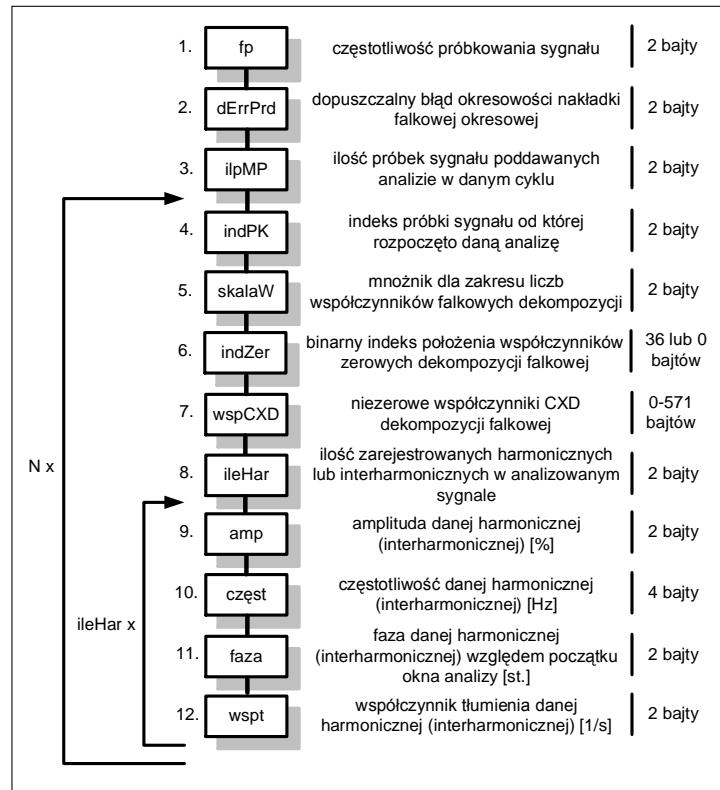
Rys. 5.10. Uproszczony algorytm rekonstrukcji.

W przedstawionym na rys. 5.9. algorytmie kompresji, kolejne próbki sygnału z sieci elektroenergetycznej porównywane są z próbkami generowanymi na podstawie modelu Prony'ego o parametrach obliczonych wcześniej. Jeżeli wynik porównania próbek rzeczywistych i modelu przekroczy pewien zadany próg błędów (próg wyzwalania), to następuje wyzwolenie nowej estymacji parametrów modelu Prony'ego. W następnym kroku aktualizowany jest model, na podstawie którego generowane są próbki porównywane z próbkami rzeczywistymi. Model Prony'ego obliczany jest na podstawie ustalonej liczby próbek, które pojawią się po próbkę inicjującej nową estymację parametrów, włącznie z tą próbką. Próbkę tę tworzą okno analizy sygnału. Próbkę będącą różnicą próbek rzeczywistych i modelu dla danego okna analizy dodatkowo poddawane są kompresji falkowej. Kompresja falkowa polega tutaj na dekompozycji sygnału oraz operacji dyskryminacji progowej, w celu zmniejszenia reprezentacji postaci skompresowanej, poprzez zerowanie najmniej znaczących produktów dekompozycji oraz kodowaniu położenia zer w wektorze dekompozycji. Postać skompresowana sygnału

elektroenergetycznego w przedstawionym algorytmie złożona jest z indeksu czasowego początku nowej analizy sygnału, parametrów modelu Prony'ego oraz zredukowanych współczynników dekompozycji falkowej. Ogólną postać skompresowanego sygnału przedstawiono na rys. 5.11., kolejny rysunek (rys. 5.12.) przedstawia natomiast format skompresowanych danych w sposób bardziej szczegółowy.



Rys. 5.11. Ramka skompresowanych danych.



Rys. 5.12. Postać skompresowana danych – format danych.

Dane archiwizowane są w postaci stałoprzecinkowej, w której wykorzystany jest cały zakres liczb danego formatu (2 lub 4 bajtowego) poprzez rejestrowanie mnożnika zakresu liczb poddawanych konwersji.

Rekonstrukcja sygnału odbywa się według algorytmu ze schematu przedstawionego na rys. 5.10. Sygnał jest rekonstruowany na podstawie modelu Prony'ego oraz wektora czasu zaczynającego się od indeksu czasowego danej estymacji, a kończącego na indeksie czasowym następnej estymacji. Kolejne próbki w obrębie ustalonego w algorytmie kompresji okna analizy, są dodatkowo sumowane z próbkami wygenerowanymi podczas odwrotnej transformacji falkowej – IDWT, po wcześniejszym uzupełnieniu zredukowanego wektora dekompozycji próbkami zerowymi do oryginalnego rozmiaru sprzed operacji dyskryminacji progowej. Takie nakładanie modelu falkowego umożliwia rekonstrukcję składowych harmonicznych oraz zdarzeń oscylacyjnych tłumionych modelowanych za pomocą metody Prony'ego oraz pozostałych składowych sygnału, które nie zostały poprawnie zamodelowane tą metodą, w obrębie założonego okna analizy.

5.4. Metoda Prony'ego

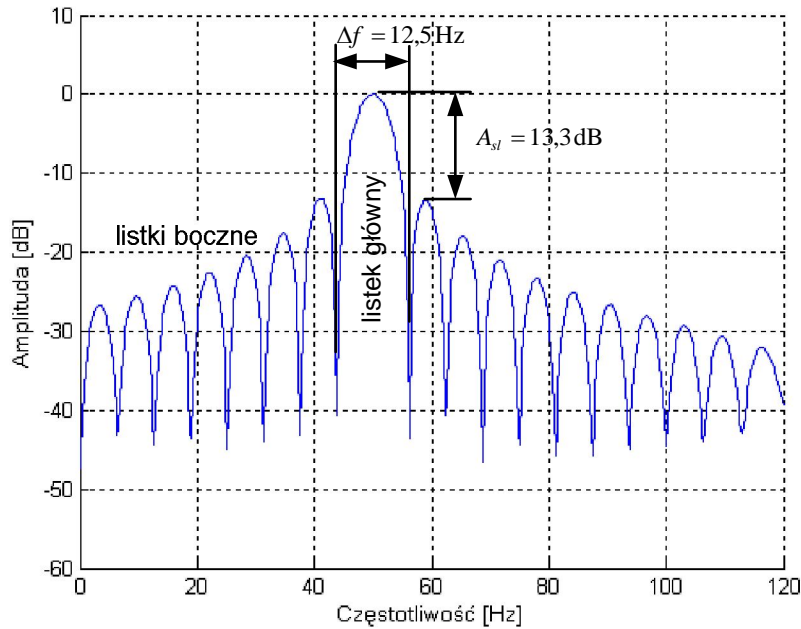
Metoda Prony'ego a transformacja Fouriera

Zastosowana w przedstawionym algorytmie kompresji (rys. 5.9.) metoda Prony'ego, opisana szerzej w rozdziale 3.2.4., daje możliwość estymacji obok częstotliwości, amplitud, faz początkowych dodatkowo współczynników tłumienia składowych sinusoidalnych. Właściwości tej nie posiadają popularne algorytmy analizy częstotliwościowej sygnałów, takie jak: DFT, FFT, DCT, DST oraz inne przedstawione w rozdziale 3.2. Uwzględnienie współczynników tłumienia w algorytmie analizy-syntezy umożliwia dokładniejsze modelowanie składowych sygnału elektroenergetycznego, poprzez modelowanie zdarzeń oscylacyjnych przejściowych typowych dla układów RLC, jakimi są sieci elektroenergetyczne. Przyjęty model matematyczny (zależność (5.1.)) jest, więc bardziej zbliżony do obiektu rzeczywistego, przez co spodziewane jest uzyskanie większych współczynników kompresji sygnału elektroenergetycznego w porównaniu z algorytmami bazującymi na metodach fourierowskich.

W metodzie Prony'ego należy założyć ilość estymowanych składowych sinusoidalnych - parametr p we wzorze (3.46.), a prawidłowy dobór rozmiaru modelu może decydować o poprawności otrzymanych wyników. Problem ten zostanie poruszony w następnym punkcie. Właściwość ta sprawia, że metoda Prony'ego estymuje dobrze sygnały o widmach prążkowych, nie nadając się do analizy widm „gładkich” [153], dla których w celu odwzorowania wszystkich składowych, należałoby założyć nieskończony rozmiar modelu.

Sygnał elektroenergetyczny w sieci, w normalnym stanie zasilania charakteryzuje się widmem prążkowym (występują w nim głównie harmoniczne składowej podstawowej), jest więc sygnałem odpowiednim do analizy metodą Prony'ego. Porównując analizę Prony'ego do popularnej i zoptymalizowanej już, pod wieloma względami analizy Fouriera (na przykład FFT wykorzystujący algorytmy RADIX), na uwagę zasługuje kilka ważnych zalet metody Prony'ego, opisanych poniżej.

W algorytmach analizy Fouriera dokładność estymacji częstotliwości poszczególnych składowych, zależy od kilku czynników opisanych szczegółowo w rozdziale 3.2.2. Podstawowym ograniczeniem wymuszającym bardzo często stosowanie długich okien analizy, a więc często przy założeniu quasistacjonarności sygnału w szerokim przedziale czasu, jest zależność szerokości listka głównego Δ_{ml} od długości oraz typu zastosowanego okna (szczegółowe zalecenia normatywne dla analizy sygnału elektroenergetycznego przedstawia tabela 3.2. w rozdziale 3).



Rys. 5.13. Widmo amplitudowe harmonicznej 50 Hz dla 1024 punktowego FFT, okna prostokątnego analizy o czasie trwania 0,16 s oraz częstotliwości próbkowania sygnału $f_s=240\text{Hz}$.

Dodatkowo występuje także, co wprowadza pewne błędy amplitudy, przeciek widma wynikający z niedopasowania długości okna do wielokrotności okresu wszystkich składowych sygnału. Przeciek ten ograniczany jest przez stosowanie różnych okien analizy, jednak te są przyczyną zmniejszenia rozdzielczości częstotliwościowej analizy. Przeciek widma ogranicza się także, przez stosowanie synchronizacji okien do podstawowej składowej sygnału elektroenergetycznego, pomijając przeciek, który może być spowodowany przez inne składowe. Analiza Fouriera wprowadza także w wyniku okienkowania sygnału dodatkowe komponenty (listki boczne), które są rezultatem splotu widma sygnału z widmem okna. Opisane zjawiska przedstawiono na rys. 5.13.

Zależność rozdzielczości częstotliwościowej Δf od szerokości listka głównego Δ_{ml} przedstawia wzór:

$$\Delta f = \frac{\Delta_{ml}}{2\Pi} f_s, \quad (5.2.)$$

wykonując podstawienie:

$\Delta_{ml} = 4 \frac{\Pi}{N}$ dla okna prostokątnego oraz $f_s = \frac{N}{T_{okn}}$ otrzymujemy:

$$\Delta f = \frac{2}{T_{okn}}. \quad (5.3.)$$

W przypadku okna Hanninga otrzymalibyśmy natomiast:

$$\Delta f = \frac{\Delta_{ml}}{2\Pi} f_s. \quad (5.4.)$$

Okno prostokątne, w analizie Fouriera, umożliwia otrzymanie maksymalnej rozdzielczości częstotliwościowej Δf , dla okna o danym czasie trwania T_{okn} , w porównaniu z innymi oknami. Rozdzielczość częstotliwościowa jest ściśle powiązana z czasem trwania okna i często nie można uniknąć uśredniania wyników dla szybkozmiennych (niestacjonarnych) sygnałów - jeżeli założymy daną rozdzielczość, nawet przez zwiększenie częstotliwości próbkowania f_s .

Zupełnie inaczej jest w przypadku analizy Prony'ego. Tutaj przy założeniu N punktowej analizy wiadomo, że algorytm może estymować $N/2$ składowych sinusoidalnych. Rozdzielczość częstotliwościowa nie zależy od czasu trwania okna T_{okn} , co umożliwia przy sygnale o niewielkiej liczbie składowych realizowanie analizy czasowo-częstotliwościowej o wysokiej rozdzielczości zarówno w czasie jak i częstotliwości. Rozdzielczość częstotliwościowa zależy jedynie od precyzji obliczeń numerycznych w metodzie. Głównym ograniczeniem metody Prony'ego są sygnały o widmach „gładkich”, moc obliczeniowa urządzeń, dla których algorytm powinien spełniać wymóg pracy on-line oraz mogące się pojawić problemy numeryczne związane ze złym uwarunkowaniem macierzy. Ograniczeń tych nie posiada oczywiście analiza Fouriera – FFT.

Metoda Prony'ego zaliczana jest do metod częstotliwościowych, jednak dzięki zastosowaniu przesuwającego się okna analizy, wyzwalanego po przekroczeniu zadanego błędu amplitudy, możliwe jest traktowanie tej metody jako metody czasowo-częstotliwościowej, w której dodatkowy parametr – lokalizacja w czasie, uzyskiwana jest poprzez rejestrację chwil czasowych, dla których wyzwalana jest nowa estymacja parametrów modelu. Przy takim założeniu rozdzielczość analizy w dziedzinie czasu ograniczana jest przez szerokość zastosowanego okna, podczas którego nie może być realizowana dodatkowa estymacja parametrów poza tą, która aktualnie jest wykonywana. Dlatego zastosowanie jako uzupełnienie opisywanej metody analizy i kompresji typowej metody czasowo-częstotliwościowej, jaką jest analiza falkowa, umożliwia poprawne działanie algorytmu dla sygnałów, w których występują serie krótkotrwałych zdarzeń (dla których modelowanie Prony'ego, funkcjonujące w danym oknie jako metoda częstotliwościowa, nie daje wystarczających wyników).

Dobór parametrów algorytmu dla metody Prony'ego

Istotnym problemem, który należy rozwiązać w praktycznych zastosowaniach analizy metodą Prony'ego, gdzie zazwyczaj nie jest znana liczba komponentów składowych (eksponent) sygnału, jest właściwy dobór parametru p dla równania (3.39.) tj. ilości eksponentów modelujących sygnał.

Okazuje się, że przyjęcie zbyt małej wartości parametru p powoduje pomijanie części składowych sygnału podczas analizy oraz duże błędy dla składowych obliczonych. Założenie z kolei dużej wartości parametru p powoduje dopasowywanie się analizy do szumu zawartego w sygnale oraz znaczne zwiększenie ilości operacji matematycznych (zwiększenie macierzy wejściowych metody), a przez to wydłużenie czasu analizy.

Do właściwego doboru rzędu modelu, można wykorzystać pewne kryteria, w których tak dobiera się wartość parametru p , aby zminimalizować wartość określonej funkcji celu. Obecnie stosowane są następujące kryteria doboru rzędu modelu [153]:

- FPE (ang.: *Final Prediction Error*)

$$FPE(p) = \frac{N + (p + 1)}{N - (p + 1)} \cdot \sigma_{sp}^2 \quad (5.5.)$$

- AIC (ang.: *Akaike Information Criterion*)

$$AIC(p) = N \ln \sigma_{sp}^2 + 2p \quad (5.6)$$

- MDL (ang.: *Minimization of Description Length*)

$$MDL(p) = N \ln \sigma_{sp}^2 + p \ln N \quad (5.7)$$

gdzie:

N – liczba próbek analizowanego sygnału $x(n)$,

σ_{sp}^2 – wyznaczona eksperymentalnie wariancją błędu predykcji (szumu białego) dla konkretnej wartości rzędu modelu p .

Na podstawie analiz i wniosków przedstawionych w rozdziale 6.1. dokonano doboru parametrów dla metody Prony’ego zastosowanej w prezentowanym algorytmie analizy i kompresji.

W przedstawionym algorytmie analizy i kompresji, wielkość modelu ze względu na zmieniający się charakter sygnału, została dobrana eksperymentalnie i jest zmieniana iteracyjnie w pewnym wąskim przedziale, w celu dobrania optymalnych wyników i pominięcia niestabilności obliczeniowych pokazanych na symulacjach z rys. 6.18. – rys. 6.21. oraz rys. 9.28. (strome krawędzie i piki). Przedstawione niestabilności obliczeniowe będące wynikiem problemów ze złym uwarunkowaniem macierzy (skończona reprezentacja liczb w zapisie numerycznym) ujawniają się przede wszystkim przy analizie sygnałów zawierających szum. Na przytoczonych rysunkach (rys. 6.18. – rys. 6.21. oraz rys. 9.28.) pokazano, że zwiększanie rzędu modelu powoduje lepszą estymację składowych „zanurzonych” w szumie, a mogące wystąpić niestabilności obliczeń pojawiają się sporadycznie, dla bardzo wąskich przedziałów rozmiaru modelu p . Ich wpływ można wyeliminować licząc kilka sąsiadujących pod względem rozmiaru modeli, a następnie wybierając ten, w którym błędy estymacji są najmniejsze. Dla sygnału elektroenergetycznego minimalny rozmiar modelu można ustalić na podstawie wymogów normatywnych [91] – [107] dotyczących analizy sygnału elektroenergetycznego (parametrów jakości energii elektrycznej). Jeżeli model ma estymować tylko składowe harmoniczne wówczas wystarczy model rzędu: $p=(40 \text{ harmonicznych} * 2)=80$.

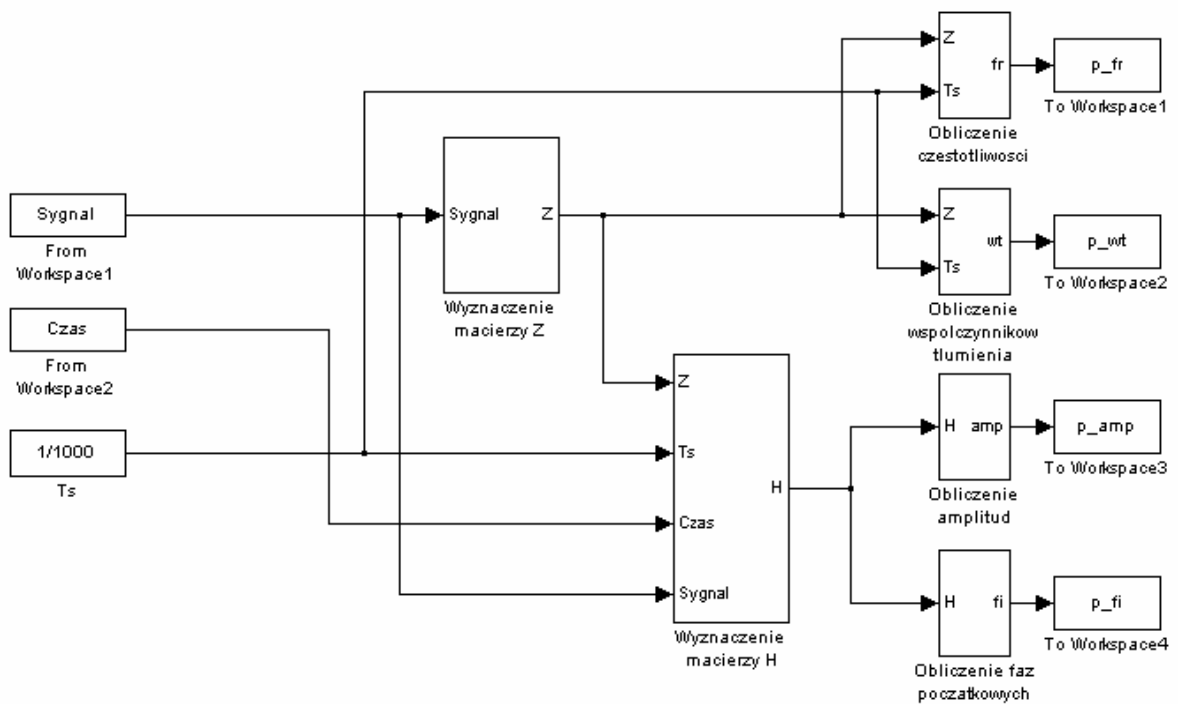
Obecność w sygnałach rzeczywistych dodatkowych składowych sprawia, że rząd modelu korzystniej jest zwiększyć dla poprawienia dokładności estymacji. Na podstawie badań eksperymentalnych ustalono maksymalny rząd modelu na $p=256$, co umożliwi wyznaczenie maksimum 128 składowych sinusoidalnych eksponencjalnie tłumionych.

Redukcja złożoności obliczeń w metodzie Prony’ego

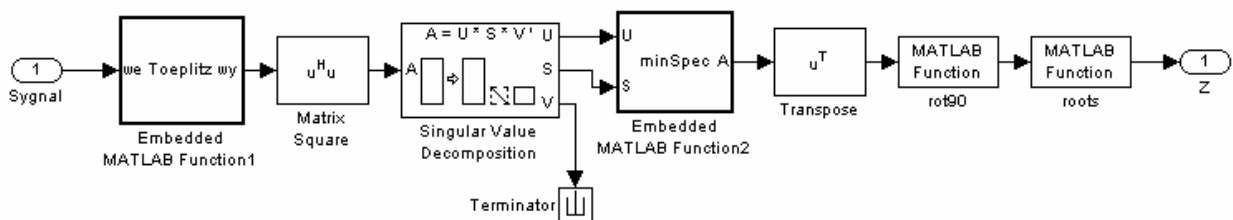
Na kolejnych rysunkach (rys. 5.14. – rys. 5.20.) zamieszczono schemat blokowy zrealizowanej w Simulinku (pakiet Matlab) metody Prony’ego najmniejszych kwadratów, opisaną w rozdziale 3.2.4. Metoda ta cechuje się dużą złożonością obliczeniową, wynikającą z konieczności wyznaczania rozkładu SVD (ang.: Singular Value Decomposition) (rys. 5.15.), obliczania pierwiastków wielomianu (funkcja: roots) (rys. 5.15.) oraz odwracania macierzy podczas wyznaczania wektora H (rys. 5.16.). W przedstawionym algorytmie analizy i kompresji sygnału elektroenergetycznego obliczenia metodą Prony’ego wykonywane są, za każdym razem, kiedy wystąpi niezgodność modelu z sygnałem rzeczywistym. Może to prowadzić do znacznego obciążenia jednostki obliczeniowej, na której został zaimplementowany opisywany algorytm.

W celu uproszczenia operacji kompresji, przeanalizowano metodę Prony’ego będącą najbardziej złożonym komponentem algorytmu z rys. 5.9.

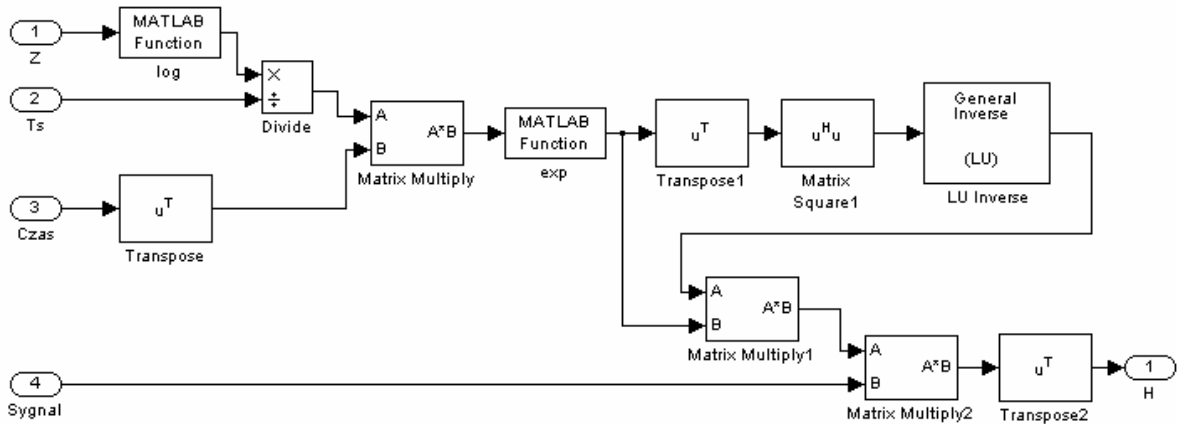
Metoda Prony’ego najmniejszych kwadratów może być przedstawiona (zgodnie z zależnościami przedstawionymi w rozdziale 3.2.4.) za pomocą dwóch bloków wykonywanych jeden po drugim (rys. 5.14.). W pierwszym etapie, wyznaczana jest macierz Z parametrów o ustalonym rozmiarze modelu (wartość p będąca parametrem blocka: „Toeplitz”) (rys. 5.15.), a na ich podstawie określone są częstotliwości (rys. 5.17.) oraz współczynniki tłumienia (rys. 5.18.) poszczególnych składowych sinusoidalnych eksponencjalnie tłumionych. W następnym kroku obliczane są próbki czasowe wyznaczonych wcześniej składowych (rys. 5.16.) o znormalizowanej amplitudzie oraz zerowej fazie początkowej. Ostatni etap to obliczenie metodą najmniejszych kwadratów parametrów wektora H (w rozdziale 3.2.4. oznaczanej małą literą h), a następnie amplitud (rys. 5.19.) oraz faz początkowych (rys. 5.20.) składowych.



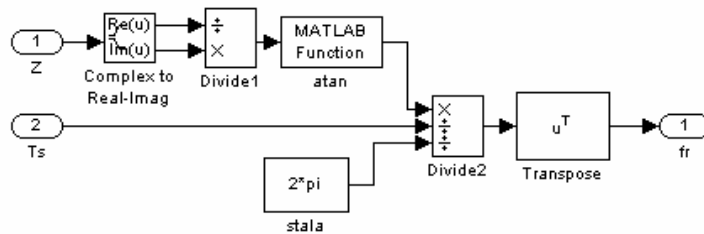
Rys. 5.14. Metoda Prony’ego najmniejszych kwadratów – schemat ogólny.



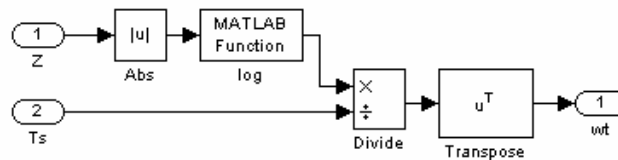
Rys. 5.15. Metoda Prony’ego najmniejszych kwadratów – Wyznaczenie macierzy Z.



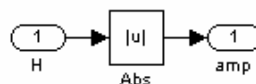
Rys. 5.16. Metoda Prony’ego najmniejszych kwadratów – Wyznaczenie macierzy H.



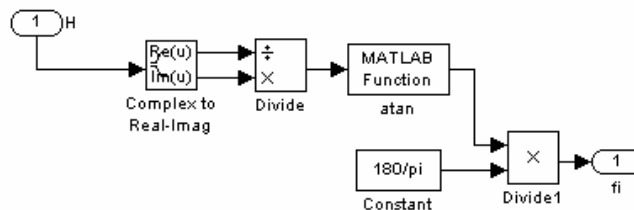
Rys. 5.17. Metoda Prony’ego najmniejszych kwadratów – obliczenie częstotliwości.



Rys. 5.18. Metoda Prony’ego najmniejszych kwadratów – obliczenie współczynników tłumienia.



Rys. 5.19. Metoda Prony’ego najmniejszych kwadratów – obliczenie amplitud.



Rys. 5.20. Metoda Prony’ego najmniejszych kwadratów – obliczenie faz początkowych.

Założenie w algorytmie analizy i kompresji (rys. 5.9.), jako punkt wyjścia częstotliwości oraz współczynników tłumienia do estymacji nowego modelu Prony’ego z poprzedniego modelu, może uprościć obliczenia, o ile faktycznie w sygnale, będą występowały składowe wcześniej wyznaczone, a w nowym modelu będą różniły się jedynie amplitudą oraz fazą początkową. Badania na rzeczywistych sygnałach oraz analiza zaburzeń występujących w sieciach elektroenergetycznych (rozdział 2) wykazały, że znaczna część generowanych „nowych” modeli

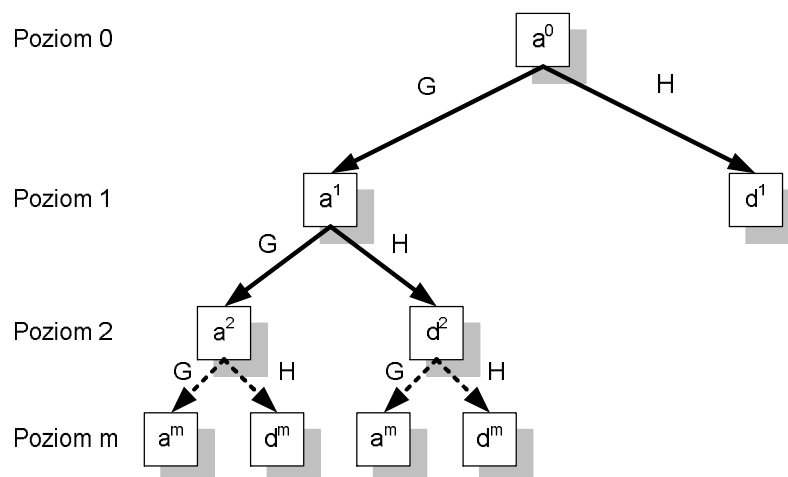
jest przede wszystkim właśnie aktualizacją amplitud oraz faz początkowych składowych (zaburzenia generowane przez odbiorniki elektroenergetyczne tzw. niespokojne). Przypadki pojawiania się zaburzeń oscylacyjnych przejściowych, występujące stosunkowo rzadko wymuszają w dalszym ciągu wykonanie pełnego algorytmu metody Prony'ego, ponieważ wiążą się z pojawianiem nowych składowych.

Dalsze uproszczenia mogą być zrealizowane poprzez założenie stałego wektora czasu (bloczek: „Czas”, rys. 5.14.), operacje wykonywane są na tak zwanym czasie lokalnym, zerowanym przy każdej nowej aktualizacji modelu (rys. 5.9.). Przy takich założeniach metoda Prony'ego może być zredukowana do operacji mnożenia macierzy (bloczek: „Matrix Multiply2”, rys. 5.16.), w której macierz wejściowa A może być potraktowana jako stała i zapamiętana w algorytmie analizy i kompresji (o ile częstotliwości i współczynniki tłumienia składowych sygnału są stałe), a zmianie ulega tylko fragment analizowanego sygnału (wejście B bloczka). Dodatkowo wykonywanych jest kilka prostych operacji przedstawionych na rys. 5.19. i rys. 5.20. Kolejnym podejściem do redukcji czasu wykonania oraz radykalnego zmniejszenia złożoności obliczeń, które można rozpatrywać w przypadku implementacji algorytmu w systemach o niewielkiej mocy obliczeniowej, jest założenie dla wszystkich składowych modelu, zerowego współczynnika tłumienia. Dodatkowo należy przyjąć wektor składowych o częstotliwościach różniących się o zadaną rozdzielczość częstotliwościową analizy, w wymaganym zakresie częstotliwości. Takie założenia upodabniają opisaną analizę do dyskretnej transformacji Fouriera – DFT. Pełny algorytm metody Prony'ego w tym przypadku nie jest już wykonywany, wykorzystywana jest jedynie pewna baza – macierz obliczona metodą Prony'ego zapisana w algorytmie analizy.

Wadą takich implementacji jest jednak zrezygnowanie z wyznaczania współczynników tłumienia składowych, a więc z pogorszenia dokładności modelu opisującego sygnał z sieci elektroenergetycznej (zależność (5.1.)).

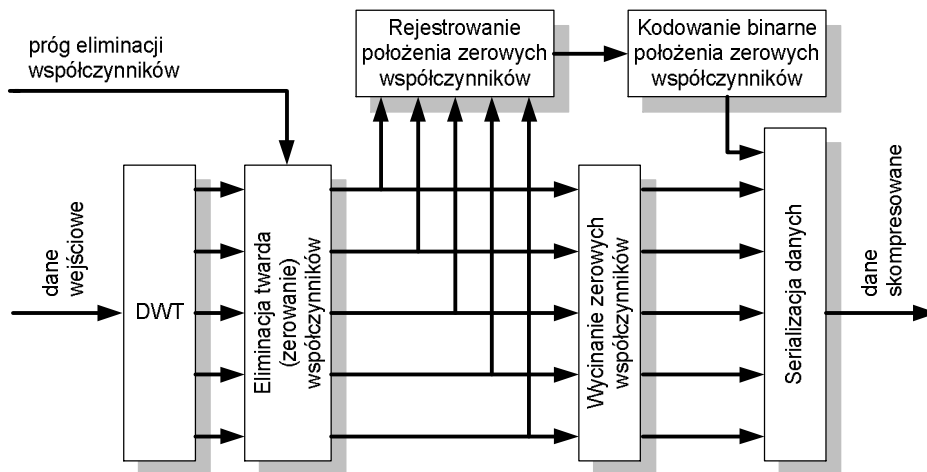
5.5. Kompresja falkowa

Na poniższych rysunkach przedstawiono zastosowane w proponowanym algorytmie sposoby kompresji (rys. 5.22.) oraz dekompresji (rys. 5.23.) falkowej. Algorytmy te, wykorzystują dyskretną analizę falkową – DWT opartą na drzewie filtrów dekompozycji (rys. 5.21.) oraz przekształcenie odwrotne do niego – IDWT (metodę tą opisano w rozdziale 3.2.3.).

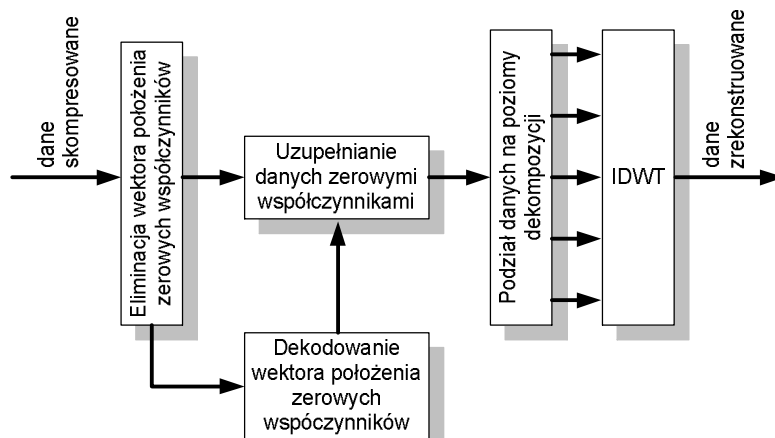


Rys. 5.21. Dekompozycja falkowa DWT [30].

Poddawany kompresji sygnał jest transformowany do postaci współczynników dekompozycji (rozdział 3.2.3.), które następnie są poddawane operacji eliminacji progowej opisaney poniżej. W wyniku tej operacji część współczynników jest zerowana i w następnym kroku po zapamiętaniu ich położenia w wektorach dekompozycji jest z nich usuwana. Położenie zerowych współczynników jest kodowane do postaci binarnego ciągu, w którym 1 oznacza współczynnik niezerowy na danej pozycji, a 0 współczynnik usunięty z oryginalnego wektora współczynników dekompozycji. Postać skompresowaną w ten sposób danych stanowią: ciąg binarny położenia zerowych współczynników oraz zredukowane wektory dekompozycji falkowej. Operacja rekonstrukcji odbywa się poprzez odtworzenie produktów dekompozycji na podstawie wektora położenia zerowych współczynników oraz zredukowanych wektorów dekompozycji falkowej. Następnie wykonywany jest krok, w którym wykorzystana zostaje odwrotna transformacja falkowa – IDWT.



Rys. 5.22. Algorytm kompresji falkowej.



Rys. 5.23. Algorytm dekompresji (rekonstrukcji) falkowej.

Operacja eliminacji progowej

Operacja eliminacji progowej w algorytmach kompresji stratnej, wykonywana jest w celu zmniejszenia ilości współczynników dekompozycji sygnału, a co za tym idzie zwiększenia współczynnika kompresji, kosztem jakości rekonstrukcji (błędy kompresji) sygnału zrekonstruowanego. Wyróżnić można dwa rodzaje eliminacji progowej [4], [14]:

- eliminacja progowa twarda
Eliminacja progowa twarda (ang.: *hard threshold elimination*) polega na zerowaniu najmniej znaczących współczynników poniżej założonego progu. Rekonstrukcja odbywa się na podstawie zmniejszonej liczby niezerowych współczynników, powodując błędy rekonstrukcji oraz nieciągłości sygnału.
- eliminacja progowa miękka
Eliminacja progowa miękka (ang.: *soft threshold elimination*) polega na zerowaniu najmniej znaczących współczynników poniżej założonego progu, podobnie jak przy eliminacji progowej twardej, ale z tą różnicą, że przy jednoczesnym odejmowaniu wartości wyzerowanego współczynnika od pozostałych produktów dekompozycji. Sygnał zrekonstruowany dzięki temu nie posiada nieciągłości, ale zmniejszona wartość niezerowych współczynników powoduje zafałszowanie amplitudy sygnału zrekonstruowanego.

Eliminacja progowa miękka stosowana jest głównie do usuwania szumu z sygnału, w algorytmach kompresji stosuje się natomiast eliminację progową twardą.

Dla algorytmów kompresji opartej o dyskretne przekształcenie falkowe wartość progu eliminacji dla poszczególnych poziomów dekompozycji można określić na podstawie zależności [133], [14], [149]:

$$\eta_s = (1 - r) \max \{ |d_s| \}, \quad (5.8.)$$

gdzie:

η_s – wartość progu eliminacji dla s -tego poziomu dekompozycji,

r – wartość z przedziału $0 \leq r \leq 1$,

d_s – współczynniki z s -tego poziomu dekompozycji,

a eliminację progową twardą zależnością [83]:

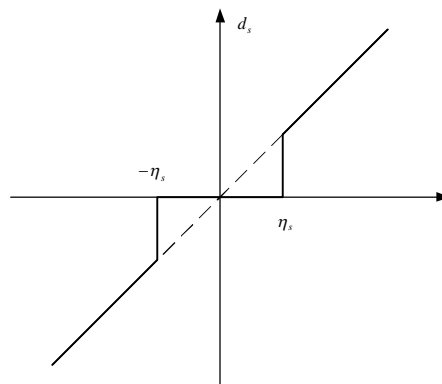
$$\hat{d}_s(n) = \begin{cases} d_s(n) & \text{dla } |d_s(n)| \geq \eta_s \\ 0 & \text{dla } |d_s(n)| < \eta_s \end{cases}, \quad (5.9.)$$

gdzie:

$d_s(n)$ – n -ty współczynnik s -tego poziomu dekompozycji,

$\hat{d}_s(n)$ – n -ty współczynnik s -tego poziomu dekompozycji po operacji eliminacji twardej.

Eliminację twardą współczynników, można przedstawić za pomocą rys. 5.24.



Rys. 5.24. Eliminacja twarda współczynników [114].

Dobór parametrów metody

Wybór optymalnej bazy dla kompresji falkowej może być realizowany na podstawie analizy entropii Shanon'a lub kryterium MDL (ang: *The Minimum Description Length*) [30]:

$$MDL(k, n) = \min \left\{ \frac{3}{2} k \log N + \frac{N}{2} \log \left\| \tilde{\alpha}_n - \alpha_n^{(k)} \right\|^2 \right\} \quad 0 \leq k < N, \quad 1 \leq n < M, \quad (5.10.)$$

gdzie:

$\tilde{\alpha}_n = W_n f$ – wektor posortowanych współczynników dekompozycji falkowej n -tego rzędu sygnału f ,

$\tilde{\alpha}_n^{(k)} = \Theta^{(k)} \tilde{\alpha}_n = \Theta^{(k)} (W_n f)$ – wektor złożony z k niezerowych elementów, gdzie $\Theta^{(k)}$ jest symbolem twardej eliminacji progowej [4], zatrzymującej k największych w sensie bezwzględny elementów $\tilde{\alpha}_n$ i zerującej pozostałe wartości współczynników,

N – liczba próbek analizowanego sygnału, M – całkowita liczba filtrów falkowych.

W zrealizowanym algorytmie, ze względu na prostotę implementacji oraz brak nadmiarowości reprezentacji zastosowano, dyskretną diadyczną wersję transformacji falkowej – DWT, szczególnie użyteczną w dziedzinie kompresji sygnałów. Na podstawie przeglądu literaturowego metod kompresji sygnału elektroenergetycznego z wykorzystaniem falek (rozdział 4.4), spośród popularnych systemów falkowych przedstawionych w dodatku 9.1 wraz z wybranymi rodzinami:

- falka Haar'a (Dodatek, rys. 9.1.)
- falka Meyer'a (Dodatek, rys. 9.2.)
- falka Meyer'a (dyskretna) (Dodatek, rys. 9.3.)
- falka Morlet'a (Dodatek, rys. 9.4.)
- falka Daubechies 1 rzędu (Dodatek, rys. 9.5.)
- falka Daubechies 2 rzędu (Dodatek, rys. 9.6.)
- falka Daubechies 3 rzędu (Dodatek, rys. 9.7.)
- falka Daubechies 4 rzędu (Dodatek, rys. 9.8.)
- falka Daubechies 5 rzędu (Dodatek, rys. 9.9.)
- falka Daubechies 6 rzędu (Dodatek, rys. 9.10.)
- falka Symlets 4 rzędu (Dodatek, rys. 9.11.)
- falka Symlets 5 rzędu (Dodatek, rys. 9.12.)
- falka Symlets 6 rzędu (Dodatek, rys. 9.13.)
- falka Symlets 7 rzędu (Dodatek, rys. 9.14.)
- falka Symlets 8 rzędu (Dodatek, rys. 9.15.)
- falka Symlets 9 rzędu (Dodatek, rys. 9.16.)
- falka Coiflets 1 rzędu (Dodatek, rys. 9.17.)
- falka Coiflets 2 rzędu (Dodatek, rys. 9.18.)
- falka Coiflets 3 rzędu (Dodatek, rys. 9.19.)
- falka Coiflets 4 rzędu (Dodatek, rys. 9.20.)
- falka Gaussian 1 rzędu (Dodatek, rys. 9.21.)
- falka Gaussian 2 rzędu (Dodatek, rys. 9.22.)
- falka Gaussian 3 rzędu (Dodatek, rys. 9.23.)
- falka Gaussian 4 rzędu (Dodatek, rys. 9.24.)

zdecydowano o zastosowaniu w algorytmie kompresji falki Symlets ósmego rzędu z czterema poziomami dekompozycji.

W proponowanym algorytmie analizy i kompresji z rysunków: rys. 5.9. i rys. 5.10. wartość progu eliminacji (rys. 5.22.) ustalana jest iteracyjnie. Usuwane są kolejne najmniejsze (w sensie bezwzględny) wartości współczynników dekompozycji, aż do uzyskania maksymalnego dopuszczalnego błędu rekonstrukcji.

5.6. Dobór parametrów algorytmu kompresji

Zakres kompresowanych danych

Dokumenty normatywne [92], [107], [93], [104] określają zakresy pomiarowe rejestracji sygnałów elektroenergetycznych. Wartości te zostały zebrane i przedstawione w rozdziale 2.5. (tabela 2.5.). Dla klasy A przyrządów, zakres pomiaru napięcia ustalono od 0% do 200% napięcia deklarowanego – U_{din} , w klasie B zakres ten jest zmniejszony do 150% U_{din} . Na tej podstawie ustalono zakres wartości amplitud sygnału, które mogą być poddane kompresji na wartość 200 % znormalizowanej amplitudy sygnału wejściowego, przy założeniu 2 bajtowej reprezentacji amplitudy w algorytmie kompresji (rys. 5.12.).

Próg wyzwalania nowej estymacji parametrów

Próg wyzwalania nowej estymacji decyduje o wartości błędu rekonstrukcji sygnału elektroenergetycznego po wykonaniu dekompresji. Parametr ten wpływa także, na ilość generowanych modeli, poprzez zmianę obszaru tolerancji, wyniku porównania sygnału oryginalnego z sygnałem z modelu, wpływając pośrednio na zmianę obciążenia obliczeniowego jednostki kompresującej. Normy nie ustalają granicznej wielkości błędu rekonstrukcji sygnału elektroenergetycznego, wartość ta może być dobierana indywidualnie w zależności od zastosowania.

Dokładność wyznaczania parametrów jakości energii

Niezależnie od wartości ustawionego progu wyzwalania nowej estymacji, dokładność wyznaczania parametrów jakości energii, opisywanych za pomocą modelu parametrycznego (zależność (5.1.)) jest stała i zależy jedynie od wyników uzyskanych w trakcie modelowania metodą Prony’ego, a także w wyniku przeprowadzonego skalowania (na podstawie wytycznych normatywnych: tabela 2.5.) oraz kwantyzacji parametrów (długości reprezentacji zapisu binarnego poszczególnych parametrów modelu pokazano na rys. 5.12.).

Kwantyzacja parametrów modelu Prony’ego w algorytmie kompresji wprowadza dodatkowe błędy na poziomie przedstawionym w tabeli 5.1.

Tabela 5.1. Przyjęty zakres oraz błędy kwantyzacji parametrów modelu Prony’ego.

Parametr		przyjęty zakres	błąd kwantyzacji	długość reprezentacji
amplituda	A	$0 \div 200\% U_{din}$	$3,0 \cdot 10^{-3}\%$	2 bajt.
częstotliwość	f	$0 \div f_s / 2$ [Hz]	$11,6 \cdot 10^{-13}\% f_s$	4 bajt.
faza początkowa	ϑ	$\pm 180^\circ$	$5,5 \cdot 10^{-3}\%$	2 bajt.
współczynnik tłumienia	α	$0 \div 461$ [1/s]	$7,0 \cdot 10^{-3}\%$	2 bajt.

Uwaga: Maksymalny współczynnik tłumienia ustalony został na podstawie typowego czasu trwania zdarzeń przejściowych (rozdział 2, tabela 2.1.).

Dokładność wyznaczania parametrów metodą Prony’ego zostanie przeanalizowana w kolejnym rozdziale.

6. Badania

6.1. Analizy przeprowadzone dla metod Prony'ego

Badania symulacyjne metod Prony'ego oraz wyciągnięte z nich wnioski były, podstawą przy projektowaniu przedstawionego w rozdziale 5 algorytmu analizy i kompresji sygnału elektroenergetycznego. Analizie poddano oryginalny algorytm Prony'ego oraz jego modyfikację: metodę Prony'ego najmniejszych kwadratów. Kolejne rysunki (rys. 6.1. – rys. 6.23.) oraz rysunki zamieszczone w dodatku 9.2. (rys. 9.25. – rys. 9.30.) przedstawiają wyniki przeprowadzonych badań dla zasymulowanych sygnałów opisanych w tabelach 6.1. oraz 6.2.

W pierwszym etapie symulacji (rys. 6.1. – rys. 6.3.) zbadano wpływ szumu białego zawartego w sygnale, na dokładność wyznaczania parametrów składowych sinusoidalnych sygnału, oryginalną metodą Prony'ego oraz przeanalizowano możliwość poprawienia dokładności poprzez zmianę częstotliwości próbkowania. Okazało się, że istnieje ścisły związek dokładności estymacji parametrów z poziomem szumu występującym w sygnale, zwiększenie poziomu szumu znacznie pogarsza dokładność wyznaczania składowych. Dodanie do sygnału dodatkowych składowych, także wpływa na zwiększenie błędów estymacji. Dokładność estymacji można poprawić zmniejszając odpowiednio częstotliwość próbkowania sygnału.

Kolejne symulacje (rys. 6.4. – rys. 6.6.) wykonano przy podobnych założeniach dla metody Prony'ego najmniejszych kwadratów. Metoda ta dzięki możliwości analizy większej liczby próbek sygnału daje znacznie lepsze rezultaty. Możliwe jest nawet kilkudziesięciokrotne poprawienie dokładności w porównaniu z oryginalną metodą Prony'ego. Istnieje zależność błędów estymacji od poziomu szumu, zwiększenie jego poziomu powoduje pogorszenie dokładności, dodatkowo mogą się jednak pojawić lokalne ekstrema dla pewnych poziomów szumu. Ekstrema lokalne na osiach błędów wyznaczania parametrów występują także, dla pewnych częstotliwości próbkowania. Daje to możliwość znacznego zmniejszenia błędów estymacji, poprzez dopasowanie częstotliwości próbkowania. Większa liczba składowych sygnału - podobnie jak w metodzie oryginalnej zwiększa błąd estymacji.

Następny etap symulacji (rys. 6.7. – rys. 6.9.) polegał na zbadaniu wpływu ilości analizowanych próbek sygnału, na dokładność estymacji parametrów, przy różnych poziomach szumu zawartego w sygnale. Stwierdzono, że zwiększenie liczby analizowanych próbek, w metodzie Prony'ego najmniejszych kwadratów, daje wyraźną poprawę dokładności estymacji, dopiero przy znacznym udziale szumu w sygnale.

Przeanalizowano także, dokładności estymacji parametrów przy zmianie charakteru szumu: z białego na różowy (rys. 6.10. – rys. 6.13.). Okazało się, że metoda Prony'ego w wersji oryginalnej jak i najmniejszych kwadratów, daje mniejsze, zazwyczaj o kilkanaście procent, błędy estymacji parametrów dla szumu różowego. Kształt charakterystyk natomiast się nie zmienia.

Kolejne symulacje miały na celu ustalenie rozdzielczości (na podstawie oceny błędów wyznaczania parametrów składowych) metod Prony'ego w zależności od poziomu szumu wprowadzanego do sygnału (rys. 6.14. – rys. 6.15.). Wywnioskowano, że oryginalna metoda Prony'ego daje około dziesięciokrotnie mniejszą rozdzielczość w porównaniu z metodą Prony'ego najmniejszych kwadratów, dla której dla składowej sinusoidalnej o częstotliwości 50Hz uzyskać można około 3Hz rozdzielczość przy znacznym zachowaniu dokładności wyznaczania parametrów składowych.

W kolejnym etapie symulacji zbadano wpływ częstotliwości próbkowania sygnału na rozdzielczość metod Prony'ego. Stwierdzono, że zmniejszenie częstotliwości próbkowania poniżej pewnej wartości znacznie poprawia rozdzielczość metod (rys. 6.16. – rys. 6.17.), zarówno oryginalnej jak i najmniejszych kwadratów.

Przeanalizowano także wpływ rozmiaru założonego modelu (parametr p , wzór (3.39.)) na dokładność estymacji parametrów (rys. 6.18. – rys. 6.19.). Zauważono, że przy pewnych wartościach parametru p , mogą pojawić się w trakcie obliczeń macierze źle uwarunkowane, co prowadzi do dużych błędów przy wyznaczaniu parametrów modelu. Stwierdzono także, że zjawisko to występuje dla wąskich zakresów parametru p (przy większych rozmiarach modelu). Możliwe jest więc, ominięcie tego problemu przez wyznaczanie kilku sąsiadujących ze sobą modeli Prony’ego i wybraniu tego o najmniejszym błędzie.

Zauważono także (rys. 6.20. – rys. 6.21.), że przy obecności w sygnale, większej liczby składowych sinusoidalnych eksponencjalnie tłumionych korzystnie jest, dobieranie dużej wartości parametru p określającej rząd modelu oraz ograniczanie częstotliwości próbkowania sygnałów.

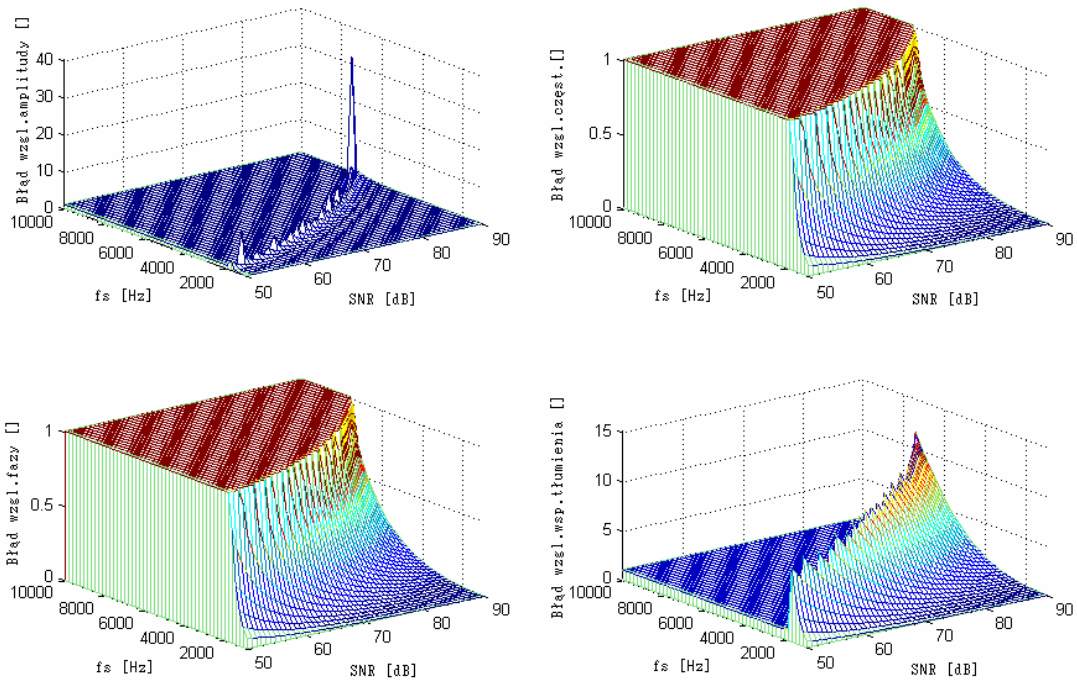
Ostatnia seria symulacji miała na celu ustalenie przydatności metody do analizy sygnałów niestacjonarnych. Do sygnału (w analizowanym oknie) dodawano z różnym opóźnieniem składowe sinusoidalne. Stwierdzono, że metoda nadaje się przede wszystkim do analizy sygnałów stacjonarnych. Wykrywanie i poprawna estymacja składowych, pojawiających się w oknie analizy z opóźnieniem możliwa jest dopiero po precyzyjnym dobraniu rozmiaru modelu.

Tabela 6.1. Opis składowych sygnału testowego do analizy metod Prony’ego.

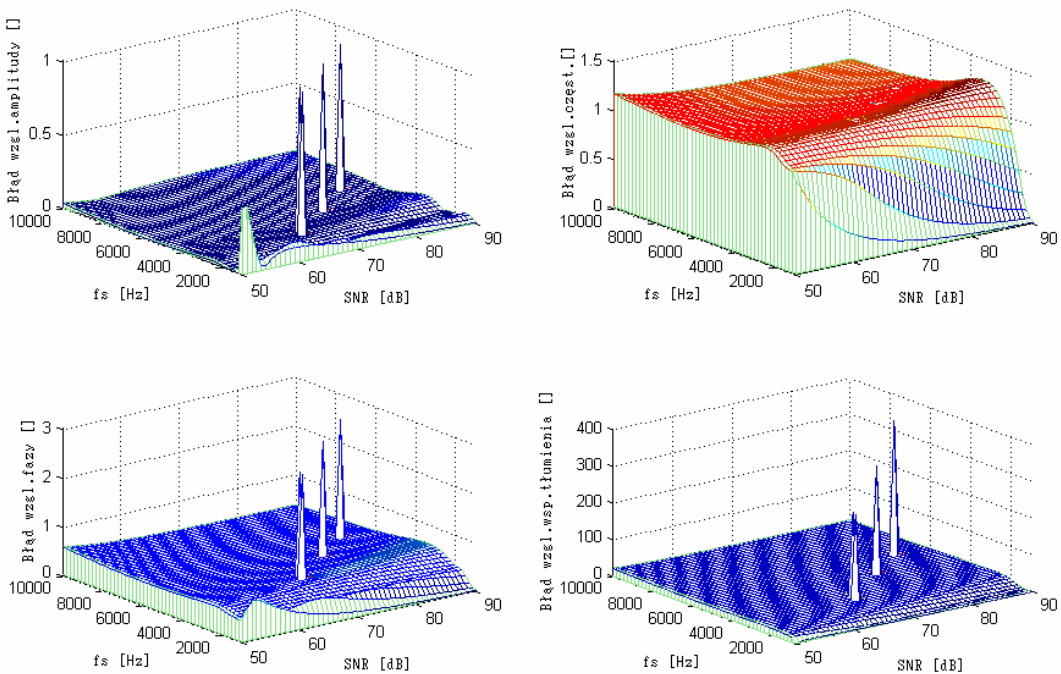
Nr składowej	amplituda	częstotliwość	faza początkowa	współczynnik tłumienia
	A_i	f_i	θ_i	α_i
	[]	[Hz]	[°]	[1/s]
1	100,00	50,00	45,0	-10,0
2	30,00	150,00	45,0	-10,0
3	20,00	250,00	45,0	-10,0

Tabela 6.2. Opis składowych sygnału testowego do analizy rozdzielczości metod Prony’ego.

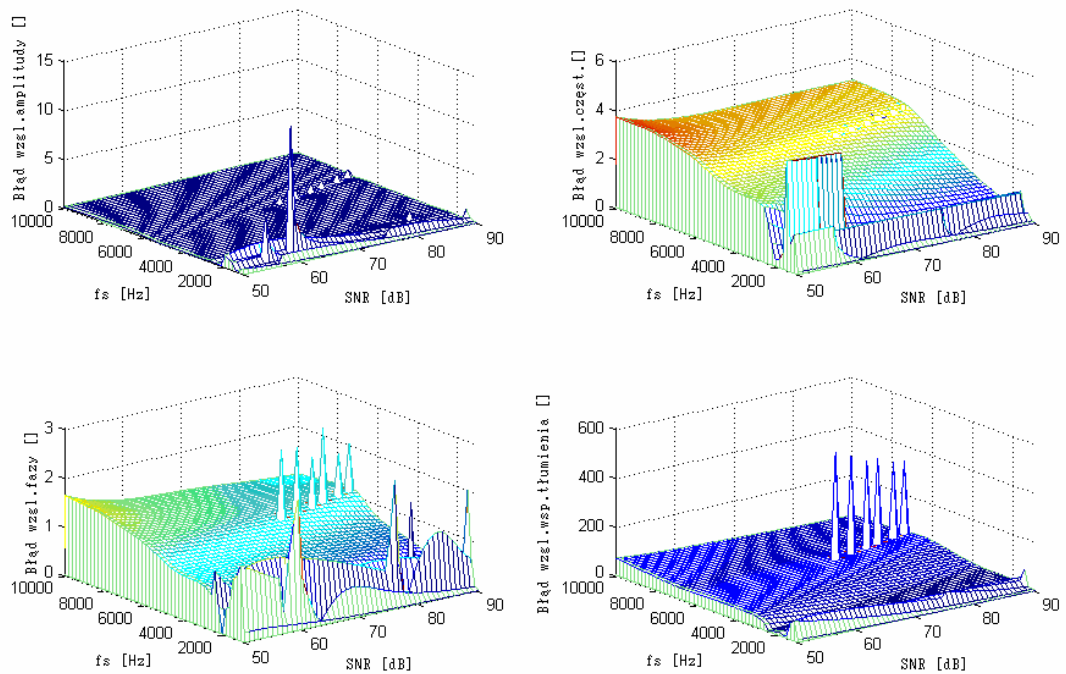
Nr składowej	amplituda	częstotliwość	faza początkowa	współczynnik tłumienia
	A_i	f_i	θ_i	α_i
	[]	[Hz]	[°]	[1/s]
1	100,00	50,00	45,0	-10,0
2	100,00	f_2	45,0	-10,0



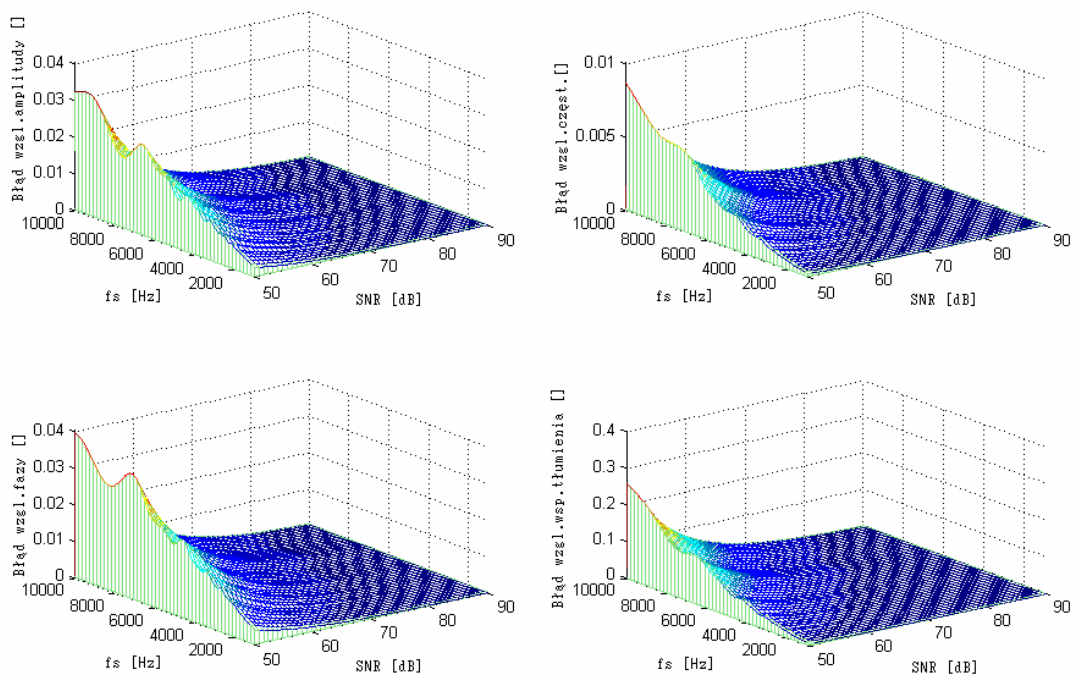
Rys. 6.1. Analiza dokładności wyznaczania parametrów pierwszej składowej eksponencjalnej oryginalną metodą Prony’ego, dla sygnału złożonego ze składowej 1 (tabela 6.1.) (parametr $p=2$), przy zakłóceniu sygnału szumem białym.



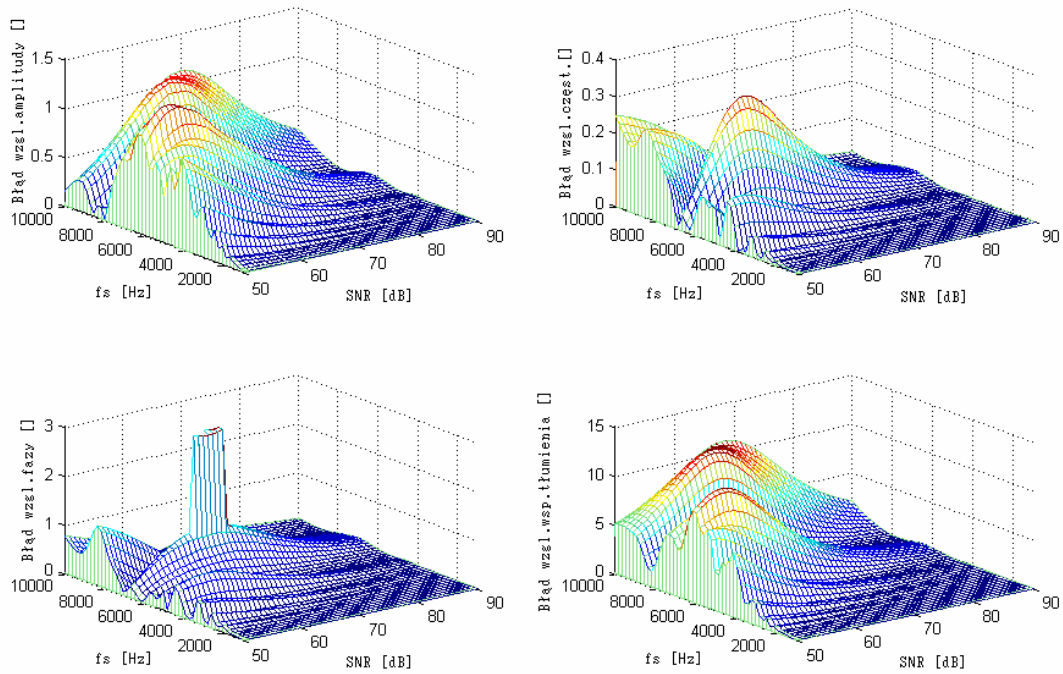
Rys. 6.2. Analiza dokładności wyznaczania parametrów pierwszej składowej eksponencjalnej oryginalną metodą Prony’ego, dla sygnału złożonego ze składowych 1 oraz 2 (tabela 6.1.) (parametr $p=4$), przy zakłóceniu sygnału szumem białym.



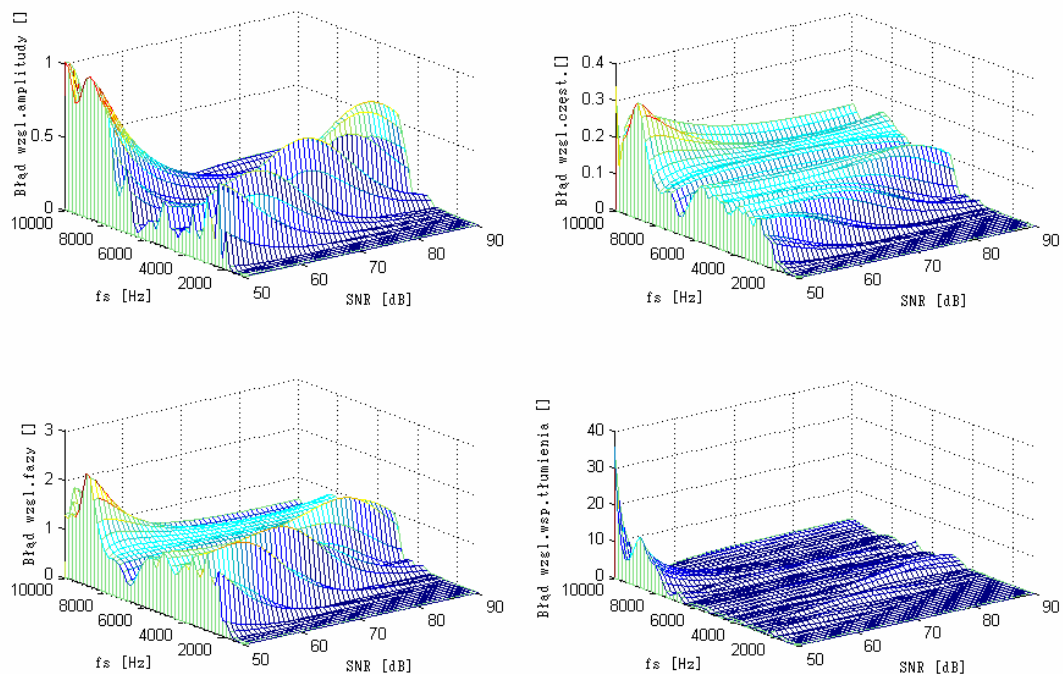
Rys. 6.3. Analiza dokładności wyznaczania parametrów pierwszej składowej eksponencjalnej oryginalną metodą Prony’ego, dla sygnału złożonego ze składowych 1, 2 oraz 3 (tabela 6.1.) (parametr $p=6$), przy zakłóceniu sygnału szumem białym.



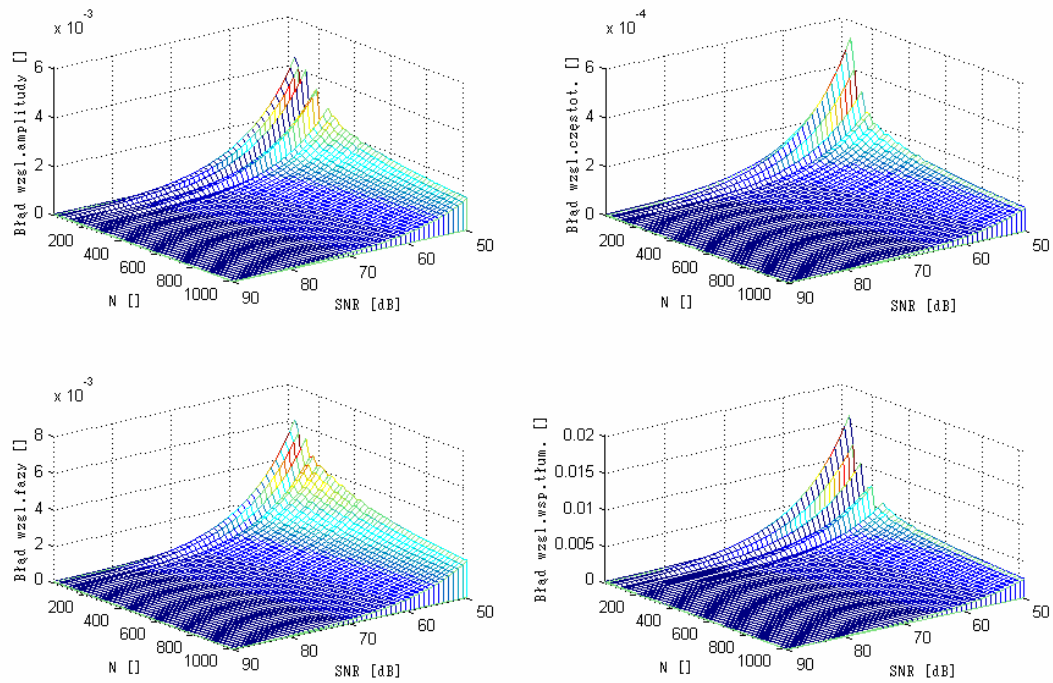
Rys. 6.4. Analiza dokładności wyznaczania parametrów pierwszej składowej eksponencjalnej metodą Prony’ego najmniejszych kwadratów, dla sygnału złożonego ze składowej 1 (tabela 6.1.) (parametr $p=2$), przy założonej szerokości okna analizy $N=256$ próbek i zakłóceniu sygnału szumem białym.



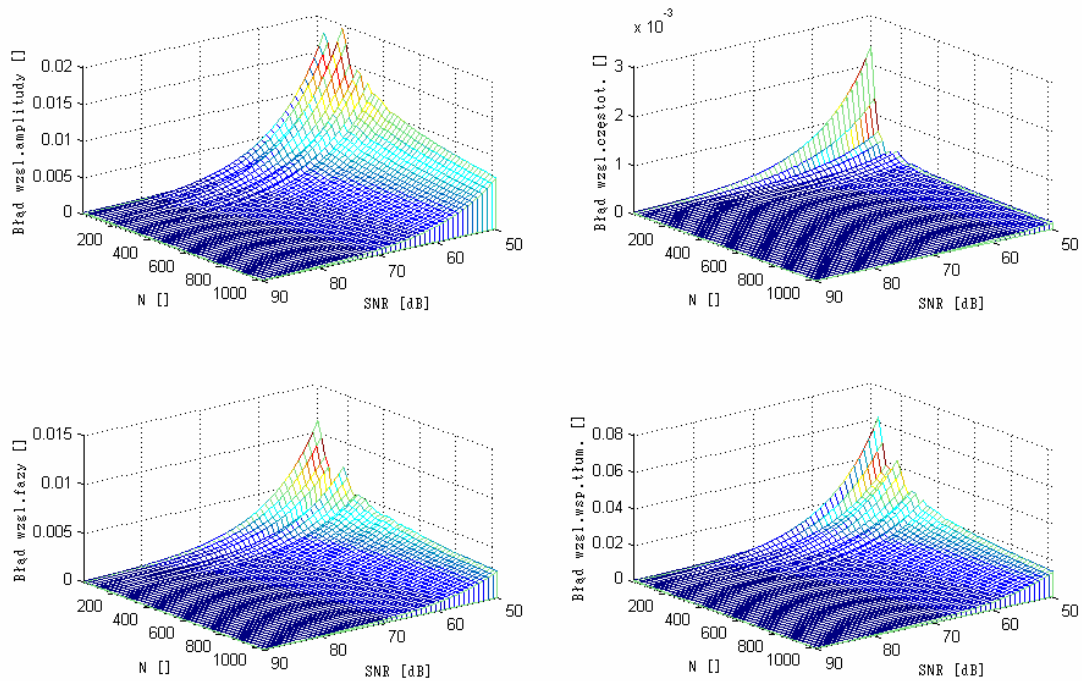
Rys. 6.5. Analiza dokładności wyznaczania parametrów pierwszej składowej eksponencjalnej metodą Prony’ego najmniejszych kwadratów, dla sygnału złożonego ze składowych 1 oraz 2 (tabela 6.1.) (parametr $p=4$), przy założonej szerokości okna analizy $N=256$ próbek i zakłóceniu sygnału szumem białym.



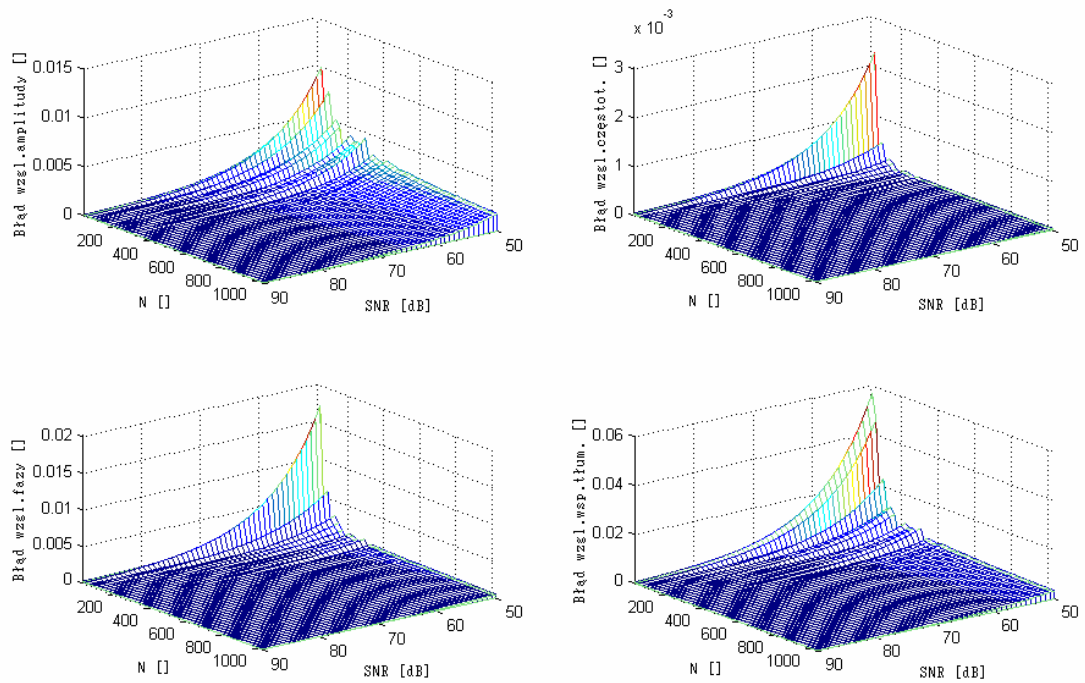
Rys. 6.6. Analiza dokładności wyznaczania parametrów pierwszej składowej eksponencjalnej metodą Prony’ego najmniejszych kwadratów, dla sygnału złożonego ze składowych 1, 2 oraz 3 (tabela 6.1.) (parametr $p=6$), przy założonej szerokości okna analizy $N=256$ próbek i zakłóceniu sygnału szumem białym.



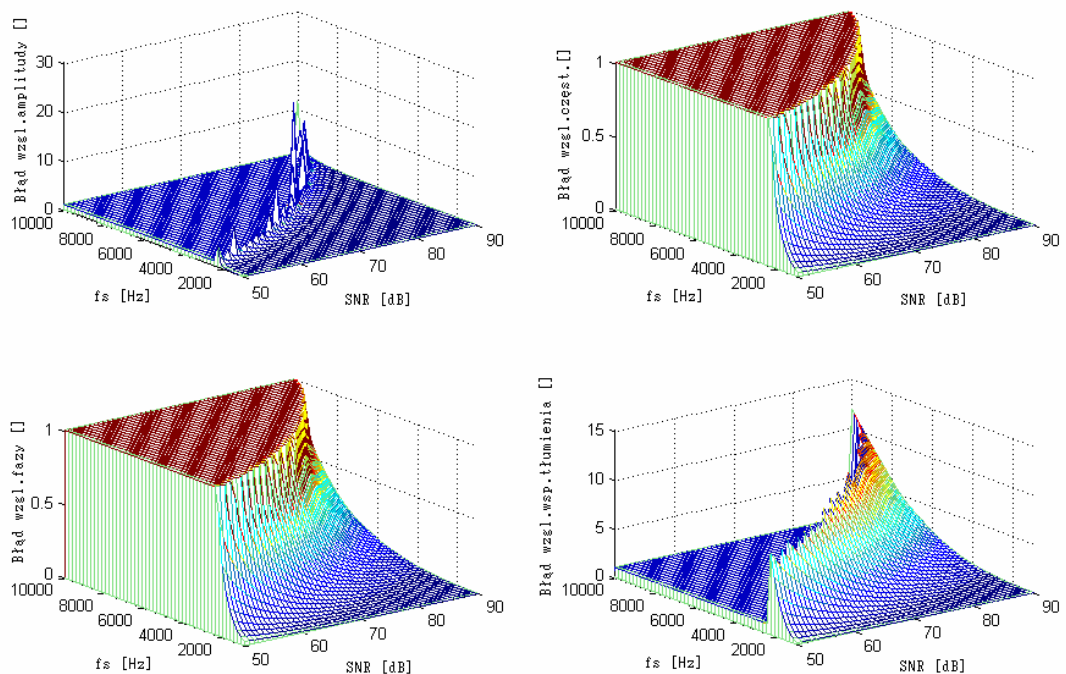
Rys. 6.7. Analiza dokładności wyznaczania parametrów pierwszej składowej eksponencjalnej metodą Prony’ego najmniejszych kwadratów, dla sygnału złożonego ze składowej 1 (tabela 6.1.) (parametr $p=2$), przy założonej częstotliwości próbkowania $f_s=1\text{kHz}$ i zakłóceniu sygnału szumem białym.



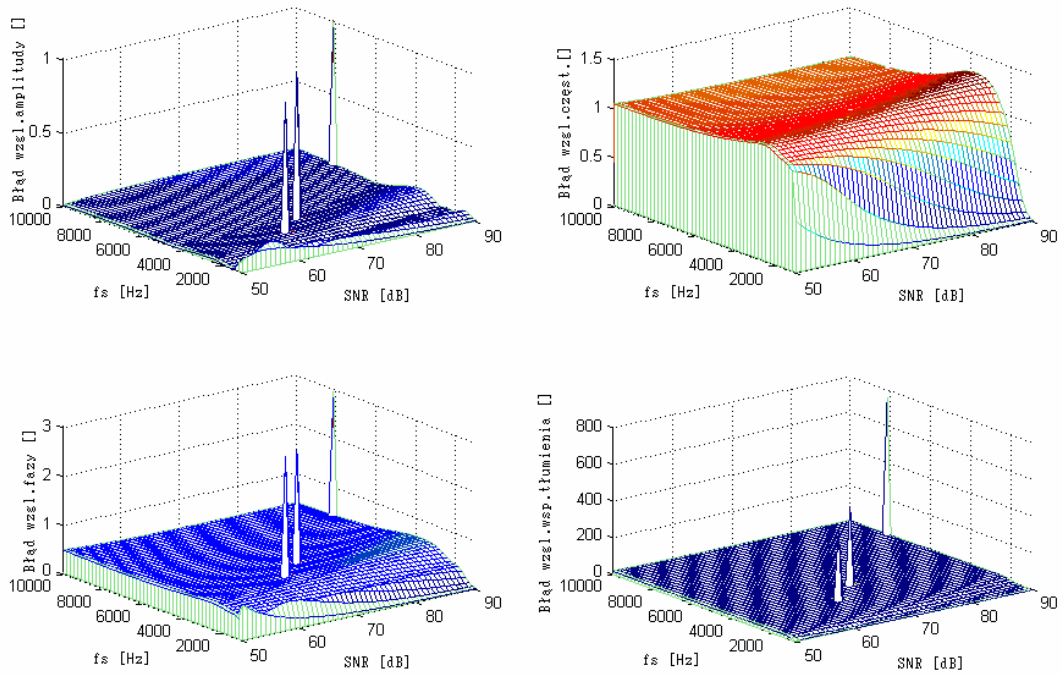
Rys. 6.8. Analiza dokładności wyznaczania parametrów pierwszej składowej eksponencjalnej metodą Prony’ego najmniejszych kwadratów, dla sygnału złożonego ze składowych 1 oraz 2 (tabela 6.1.) (parametr $p=4$), przy założonej częstotliwości próbkowania $f_s=1\text{kHz}$ i zakłóceniu sygnału szumem białym.



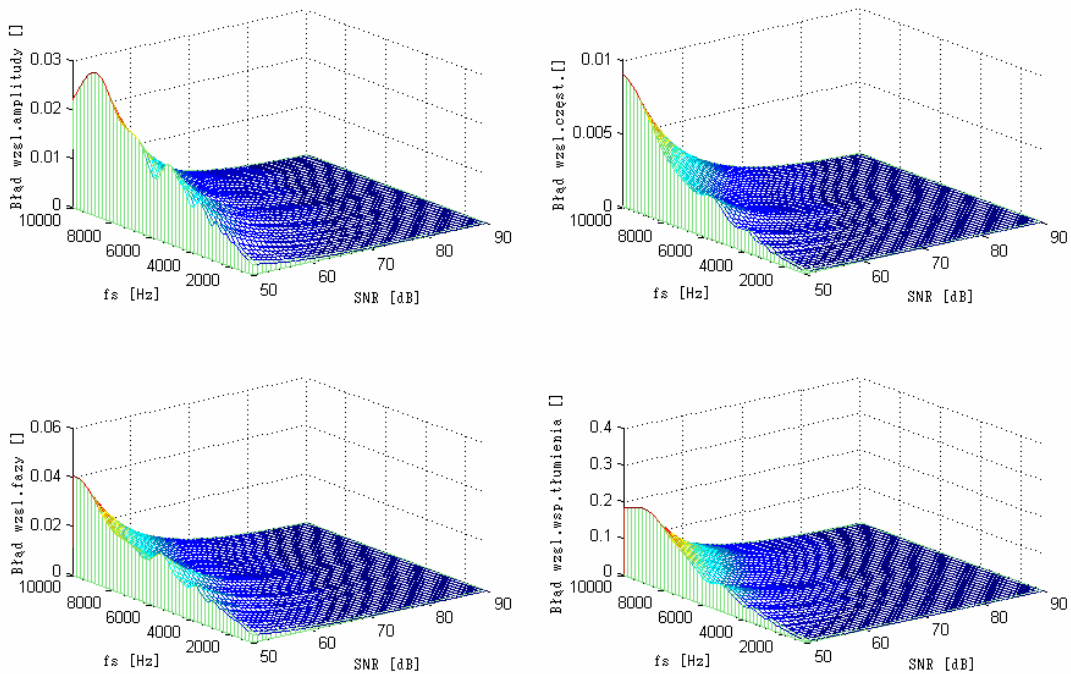
Rys. 6.9. Analiza dokładności wyznaczania parametrów pierwszej składowej eksponencjalnej metodą Prony’ego najmniejszych kwadratów, dla sygnału złożonego ze składowych 1, 2 oraz 3 (tabela 6.1.) (parametr $p=6$), przy założonej częstotliwości próbkowania $f_s=1\text{kHz}$ i zakłóceniu sygnału szumem białym.



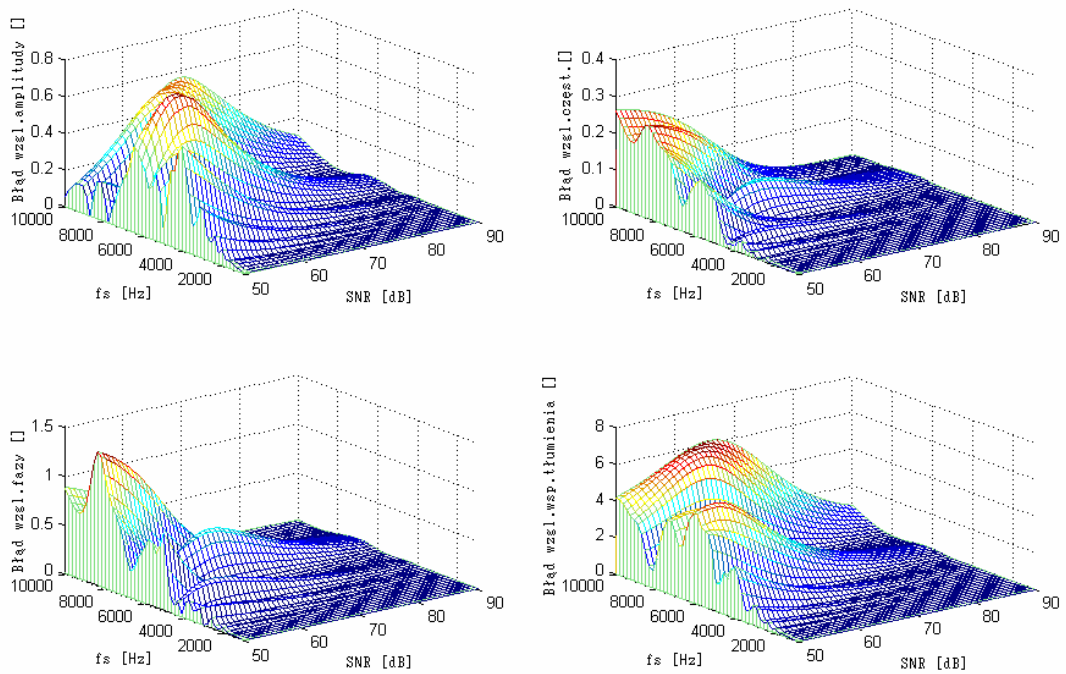
Rys. 6.10. Analiza dokładności wyznaczania parametrów pierwszej składowej eksponencjalnej oryginalną metodą Prony’ego, dla sygnału złożonego ze składowej 1 (tabela 6.1.) (parametr $p=2$), przy zakłóceniu sygnału szumem różowym.



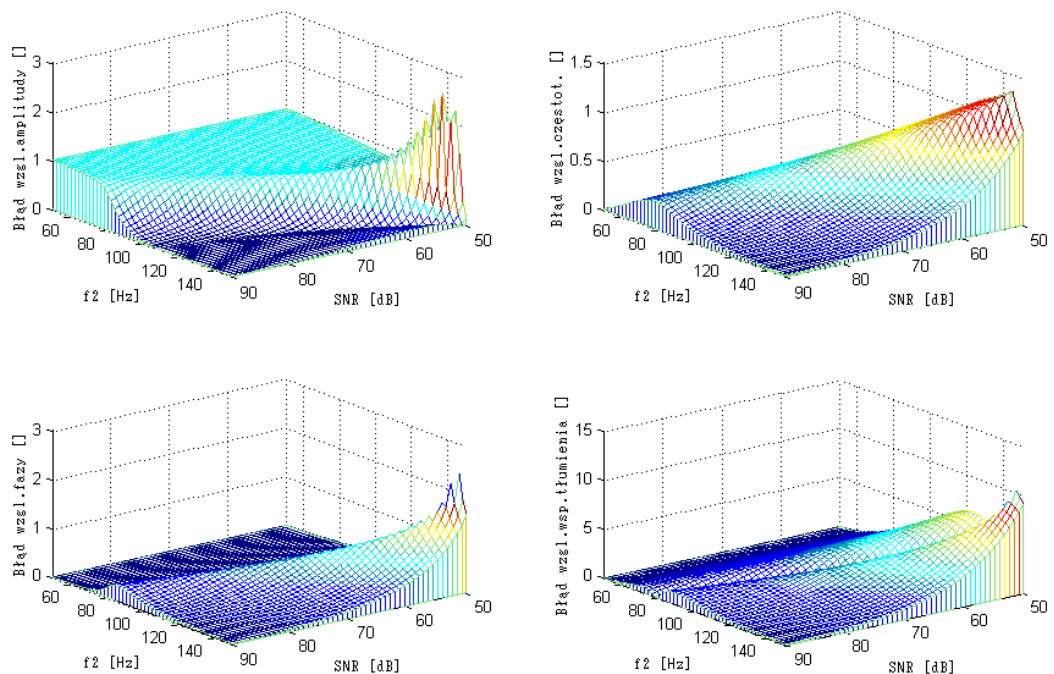
Rys. 6.11. Analiza dokładności wyznaczania parametrów pierwszej składowej eksponencjalnej oryginalną metodą Prony'ego, dla sygnału złożonego ze składowych 1 oraz 2 (tabela 6.1.) (parametr $p=4$), przy zakłóceniu sygnału szumem różowym.



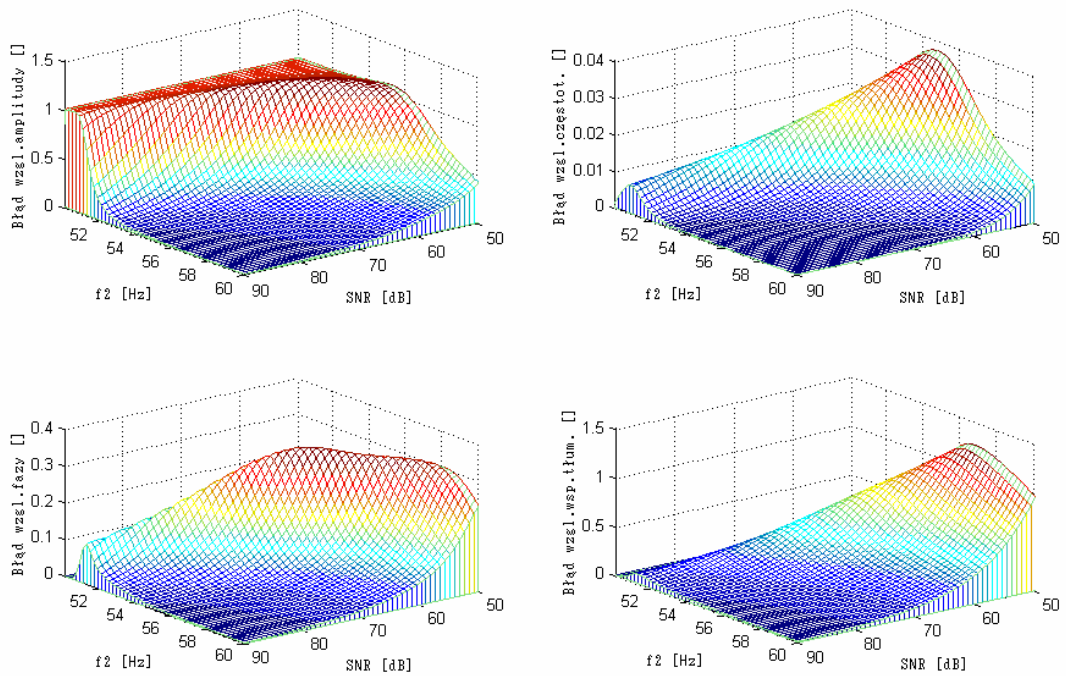
Rys. 6.12. Analiza dokładności wyznaczania parametrów pierwszej składowej eksponencjalnej metodą Prony'ego najmniejszych kwadratów, dla sygnału złożonego ze składowej 1 (tabela 6.1.) (parametr $p=2$), przy założonej szerokości okna analizy $N=256$ próbek i zakłóceniu sygnału szumem różowym.



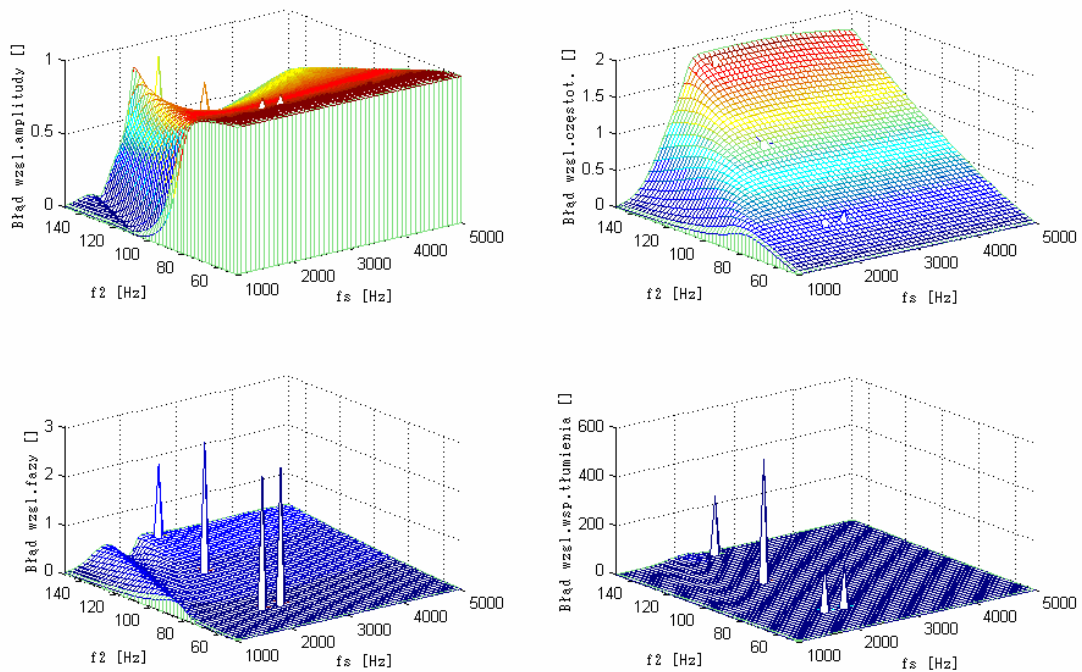
Rys. 6.13. Analiza dokładności wyznaczania parametrów pierwszej składowej eksponencjalnej metodą Prony'ego najmniejszych kwadratów, dla sygnału złożonego ze składowych 1 oraz 2 (tabela 6.1.) (parametr $p=4$), przy założonej szerokości okna analizy $N=256$ próbek i zakłóceniu sygnału szumem różowym.



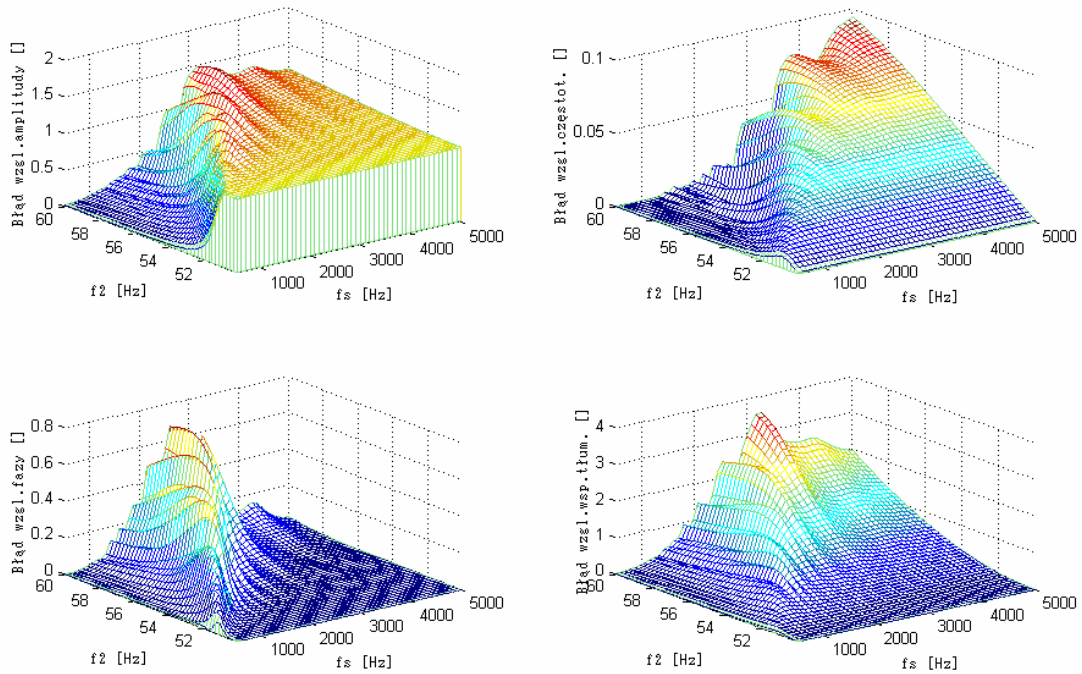
Rys. 6.14. Analiza dokładności wyznaczania parametrów pierwszej składowej eksponencjalnej oryginalną metodą Prony'ego, dla sygnału złożonego ze składowych 1 oraz 2 (tabela 6.2.) (parametr $p=4$), przy założonej częstotliwości próbkowania $f_s=1\text{kHz}$, zmiennej częstotliwości drugiej składowej f_2 oraz zakłóceniu sygnału szumem białym.



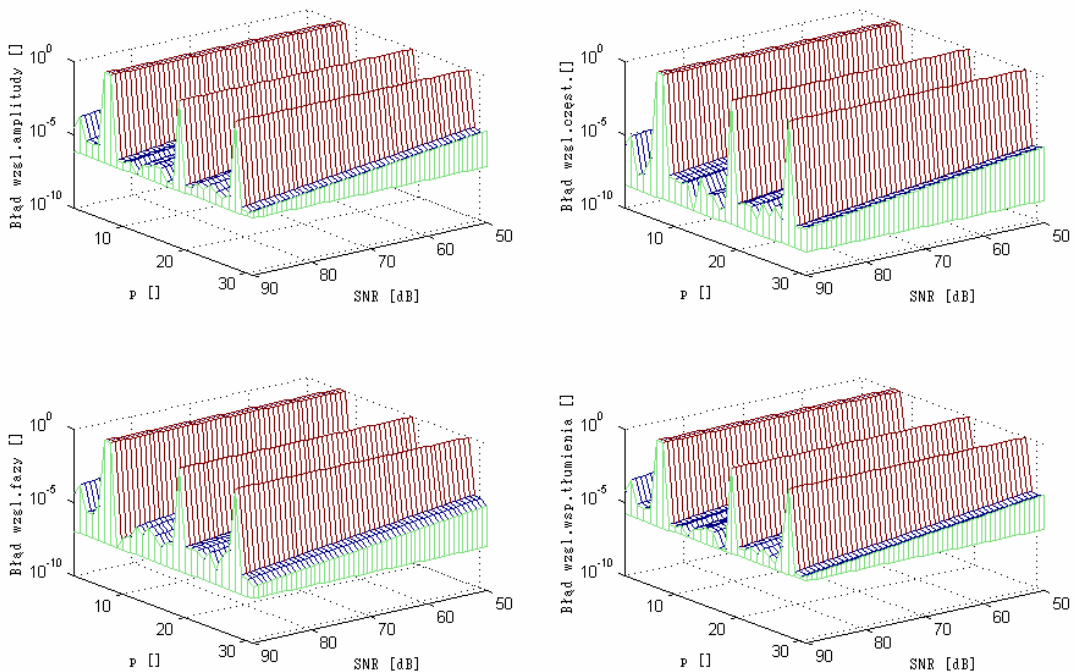
Rys. 6.15. Analiza dokładności wyznaczania parametrów pierwszej składowej eksponencjalnej metodą Prony'ego najmniejszych kwadratów, dla sygnału złożonego ze składowych 1 oraz 2 (tabela 6.2.) (parametr $p=4$), przy założonej szerokości okna analizy $N=256$ próbek, częstotliwości próbkowania $f_s=1\text{kHz}$, zmiennej częstotliwości drugiej składowej f_2 oraz zakłóceniu sygnału szumem białym.



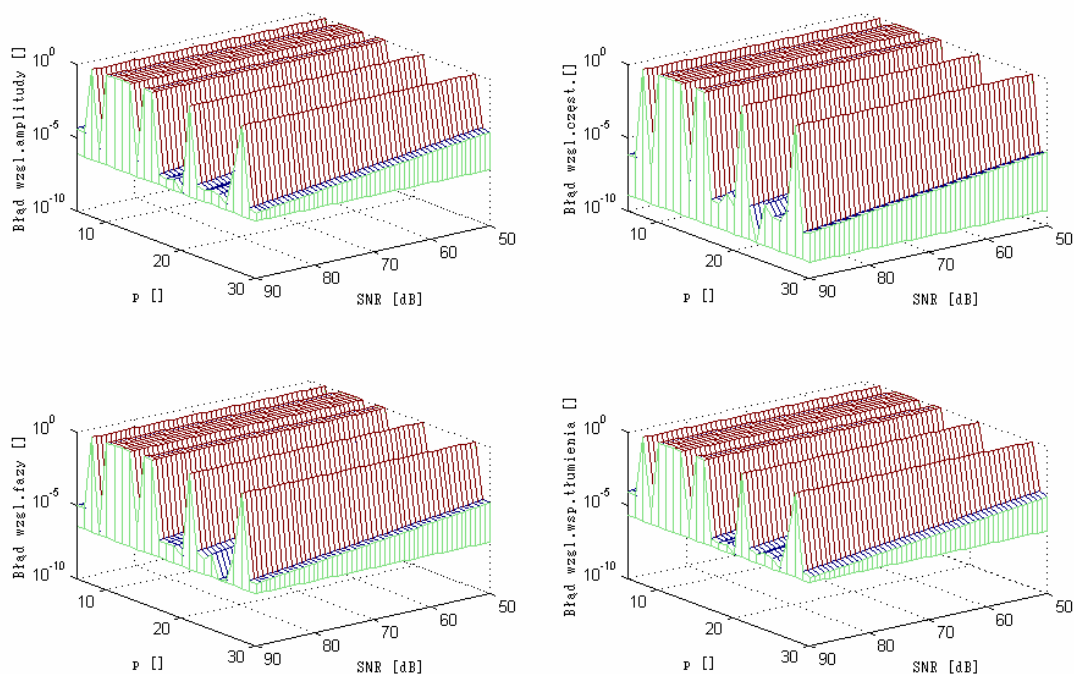
Rys. 6.16. Analiza dokładności wyznaczania parametrów pierwszej składowej eksponencjalnej oryginalną metodą Prony'ego, dla sygnału złożonego ze składowych 1 oraz 2 (tabela 6.2.) (parametr $p=4$), przy zmiennej częstotliwości drugiej składowej f_2 oraz zakłóceniu sygnału szumem białym $\text{SNR}=90\text{dB}$.



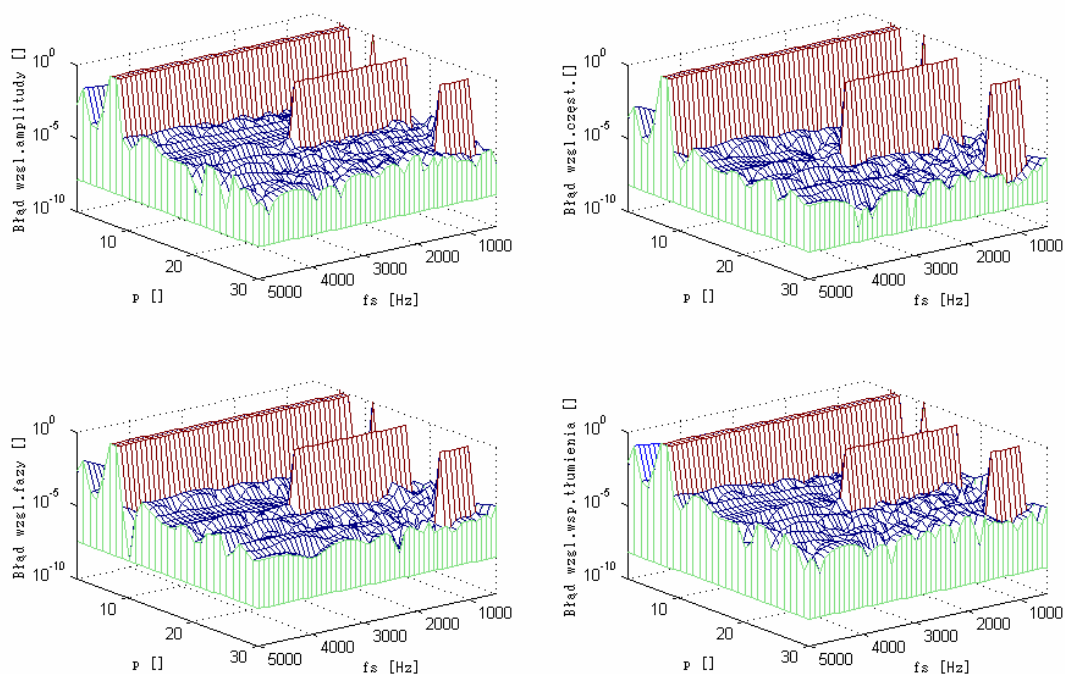
Rys. 6.17. Analiza dokładności wyznaczania parametrów pierwszej składowej eksponencjalnej metodą Prony'ego najmniejszych kwadratów, dla sygnału złożonego ze składowych 1 oraz 2 (tabela 6.2.) (parametr $p=4$), przy założonej szerokości okna analizy $N=256$ próbek, zmiennej częstotliwości drugiej składowej f_2 oraz zakłóceniu sygnału szumem białym $SNR=70$ dB.



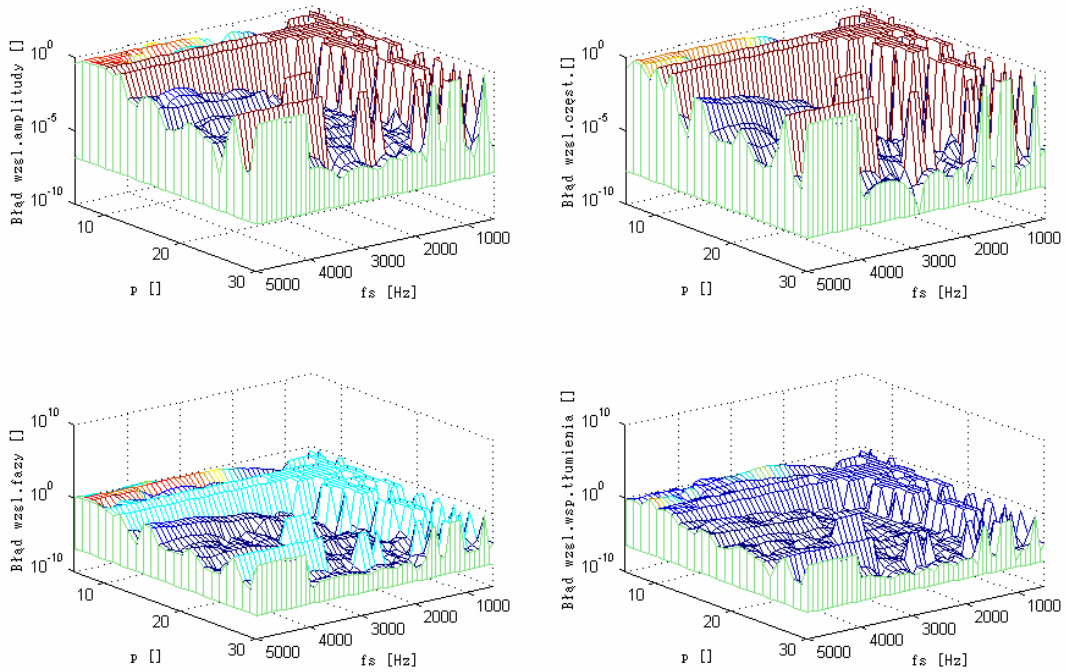
Rys. 6.18. Analiza dokładności wyznaczania parametrów pierwszej składowej eksponencjalnej metodą Prony'ego najmniejszych kwadratów, dla sygnału złożonego ze składowej 1 (tabela 6.1.), przy założonej szerokości okna analizy $N=256$ próbek, częstotliwości próbkowania $f_s=1$ kHz, dla modelu Prony'ego złożonego z p składowych oraz zmiennym udziale szumu białego w sygnale.



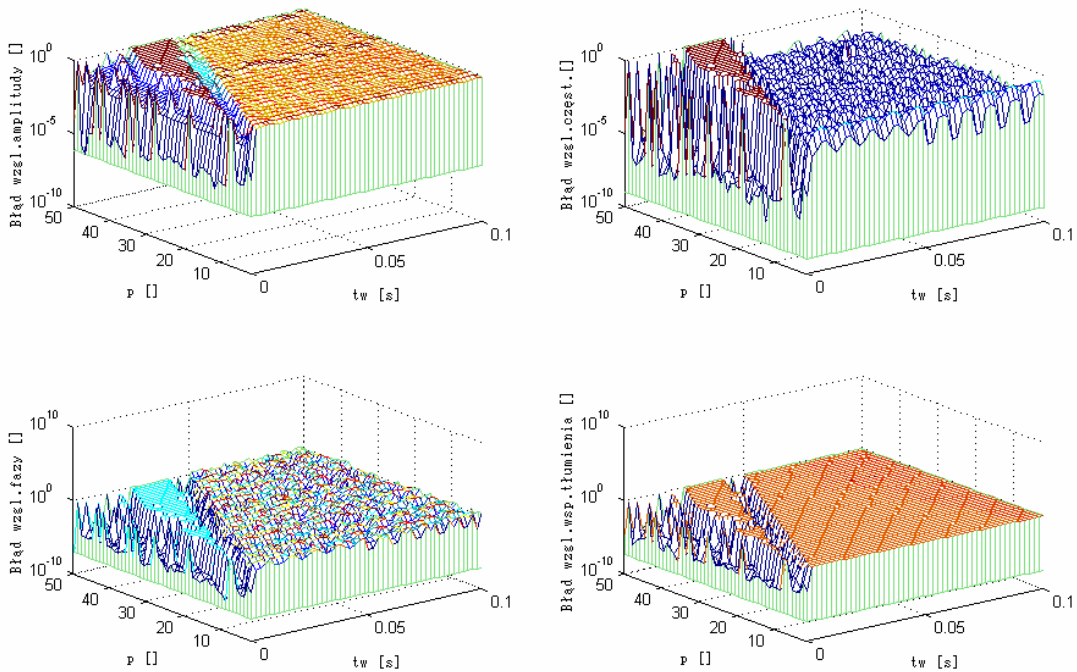
Rys. 6.19. Analiza dokładności wyznaczania parametrów pierwszej składowej eksponencjalnej metodą Prony’ego najmniejszych kwadratów, dla sygnału złożonego ze składowych 1, 2 i 3 (tabela 6.1.), przy założonej szerokości okna analizy $N=256$ próbek, częstotliwości próbkowania $f_s=1\text{kHz}$, dla modelu Prony’ego złożonego z p składowych oraz zmiennym udziale szumu białego w sygnale.



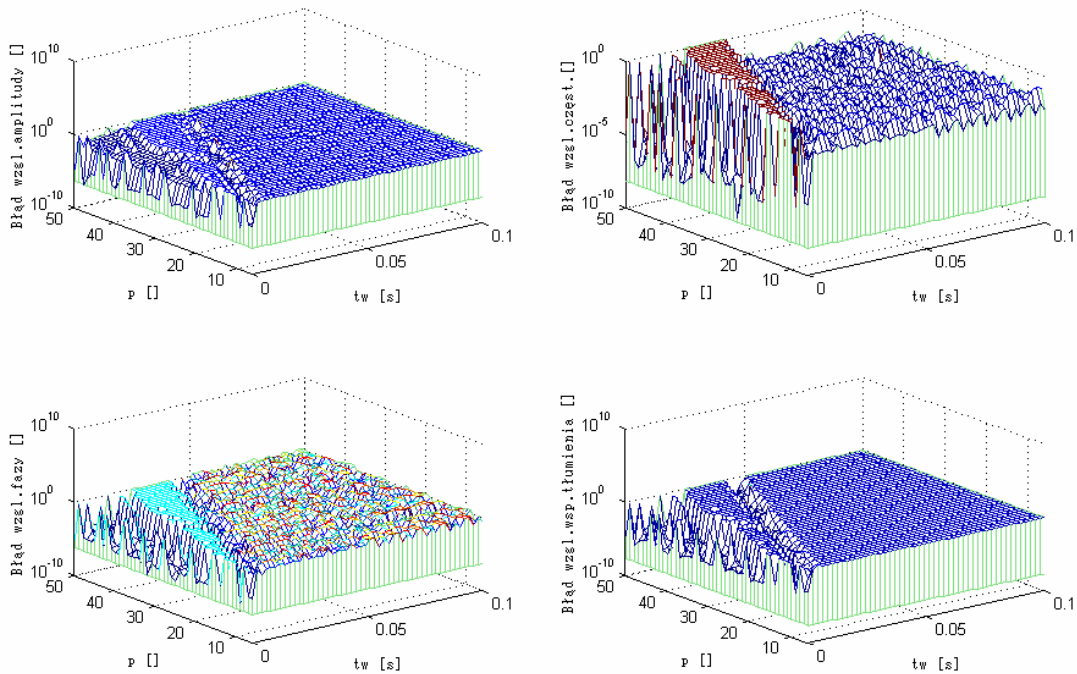
Rys. 6.20. Analiza dokładności wyznaczania parametrów pierwszej składowej eksponencjalnej metodą Prony’ego najmniejszych kwadratów, dla sygnału złożonego ze składowej 1 (tabela 6.1.), przy założonej szerokości okna analizy $N=256$ próbek, zakłóceniu sygnału szumem białym $\text{SNR}=70\text{dB}$, dla modelu Prony’ego złożonego z p składowych oraz zmiennej częstotliwości próbkowania – f_s .



Rys. 6.21. Analiza dokładności wyznaczania parametrów pierwszej składowej eksponencjalnej metodą Prony’ego najmniejszych kwadratów, dla sygnału złożonego ze składowych 1, 2 i 3 (tabela 6.1.), przy założonej szerokości okna analizy $N=256$ próbek, zakłóceniu sygnału szumem białym $SNR=70$ dB, dla modelu Prony’ego złożonego z p składowych oraz zmiennej częstotliwości próbkowania – f_s .



Rys. 6.22. Analiza dokładności wyznaczania parametrów pierwszej składowej eksponencjalnej metodą Prony’ego najmniejszych kwadratów, dla sygnału złożonego ze składowej 1 (tabela 6.1.), przy założonej szerokości okna analizy $N=256$ próbek, częstotliwości próbkowania $f_s=1$ kHz, dla modelu Prony’ego złożonego z p składowych, przy zmiennym czasie pojawienia się pierwszej składowej w analizowanym oknie – t_w .

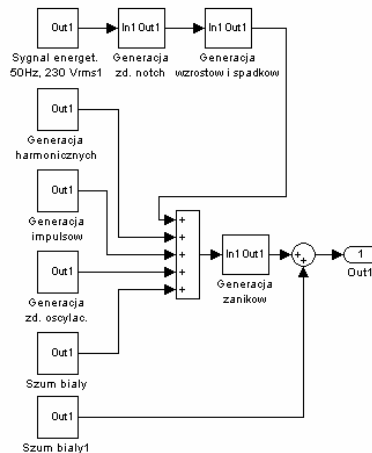


Rys. 6.23. Analiza dokładności wyznaczania parametrów pierwszej składowej eksponencjalnej metodą Prony'ego najmniejszych kwadratów, dla sygnału złożonego ze składowych 1, 2 i 3 (tabela 6.1.), przy założonej szerokości okna analizy $N=256$ próbek, częstotliwości próbkowania $f_s=1\text{kHz}$, dla modelu Prony'ego złożonego z p składowych, przy zmiennym czasie pojawienia się pierwszej składowej w analizowanym oknie – t_w .

6.2. Analizy przeprowadzone dla połączonych metod Prony'ego oraz falkowej

6.2.1. Analizy dla sygnałów zamodelowanych

W pierwszym etapie badań symulacyjnych algorytmu analizy i kompresji wykorzystującej połączone metody Prony'ego oraz falkową wygenerowano w środowisku Matlab oraz Matlab/Simulink (rys. 6.24.) szereg sygnałów testowych.



Rys. 6.24. Schemat blokowy generatora sygnału z sieci elektroenergetycznej wykonanego w Simulinku/Matlaba.

Wszystkie sygnały testowe próbkowane były z częstotliwością 12,8kHz oraz zostały znormalizowane pod względem amplitudy harmonicznej podstawowej (50Hz) do wartości 100,00. Do analiz zastosowano sygnały o długości 0,5 sekundy (6400 próbek). Przebadano ważniejsze grupy sygnałów (zdarzeń) występujących w sieciach elektroenergetycznych. Poniżej zestawiono opis poszczególnych sygnałów, a następnie wyniki analizy i kompresji przeprowadzonej za pomocą proponowanej metody. Część wyników została przeniesiona do dodatku 9.3.

- **Harmoniczne**

Sygnał: „Symulacja harmoniczných”:

Tabela 6.3. Opis składowych sygnału testowego „Symulacja harmoniczných”.

Nr składowej	amplituda	częstotliwość	faza początkowa	współczynnik tłumienia
	A_i []	f_i [Hz]	θ_i [°]	α_i [1/s]
1	100,00	50,00	45,0	0,0
2	2,00	100,00	45,0	0,0
3	5,00	150,00	45,0	0,0
4	1,00	200,00	45,0	0,0
5	6,00	250,00	45,0	0,0
6	0,50	300,00	45,0	0,0
7	5,00	350,00	45,0	0,0
8	0,50	400,00	45,0	0,0
9	1,50	450,00	45,0	0,0
10	0,50	500,00	45,0	0,0
11	3,50	550,00	45,0	0,0
12	0,50	600,00	45,0	0,0
13	3,00	650,00	45,0	0,0
14	0,50	700,00	45,0	0,0
15	0,50	750,00	45,0	0,0
16	0,50	800,00	45,0	0,0
17	2,00	850,00	45,0	0,0
18	0,50	900,00	45,0	0,0
19	1,50	950,00	45,0	0,0
20	0,50	1000,00	45,0	0,0
21	0,50	1050,00	45,0	0,0
22	0,50	1100,00	45,0	0,0
23	1,50	1150,00	45,0	0,0
24	0,50	1200,00	45,0	0,0
25	1,50	1250,00	45,0	0,0

Sygnal: „Symulacja harmoniczných nieparzystych”:

Tabela 6.4. Opis składowych sygnału testowego „Symulacja harmoniczných nieparzystych”.

Nr składowej	amplituda	częstotliwość	faza początkowa	współczynnik tłumienia
	A_i	f_i	θ_i	α_i
	[]	[Hz]	[°]	[1/s]
1	100,00	50,00	30,0	0,0
2	5,00	150,00	30,0	0,0
3	6,00	250,00	30,0	0,0
4	5,00	350,00	30,0	0,0
5	1,50	450,00	30,0	0,0
6	3,50	550,00	30,0	0,0
7	3,00	650,00	30,0	0,0
8	0,50	750,00	30,0	0,0
9	2,00	850,00	30,0	0,0
10	1,50	950,00	30,0	0,0
11	0,50	1050,00	30,0	0,0
12	1,50	1150,00	30,0	0,0
13	1,50	1250,00	30,0	0,0

Sygnal: „Symulacja harmoniczných parzystych”:

Tabela 6.5. Opis składowych sygnału testowego „Symulacja harmoniczných parzystych”.

Nr składowej	amplituda	częstotliwość	faza początkowa	współczynnik tłumienia
	A_i	f_i	θ_i	α_i
	[]	[Hz]	[°]	[1/s]
1	100,00	50,00	15,0	0,0
2	2,00	100,00	15,0	0,0
3	1,00	200,00	15,0	0,0
4	0,50	300,00	15,0	0,0
5	0,50	400,00	15,0	0,0
6	0,50	500,00	15,0	0,0
7	0,50	600,00	15,0	0,0
8	0,50	700,00	15,0	0,0
9	0,50	800,00	15,0	0,0
10	0,50	900,00	15,0	0,0
11	0,50	1000,00	15,0	0,0
12	0,50	1100,00	15,0	0,0
13	0,50	1200,00	15,0	0,0

- **Interharmoniczne i subharmoniczne**

Sygnal: „Symulacja interharmonicznych nr 1”:

Tabela 6.6. Opis składowych sygnału testowego „Symulacja interharmonicznych nr 1”.

Nr składowej	amplituda	częstotliwość	faza początkowa	współczynnik tłumienia
	A_i	f_i	θ_i	α_i
	[]	[Hz]	[°]	[1/s]
1-25	Sygnal „Symulacja harmonicznych”			
26	10,00	113,00	45,0	0,0

Sygnal: „Symulacja interharmonicznych nr 2”:

Tabela 6.7. Opis składowych sygnału testowego „Symulacja interharmonicznych nr 2”.

Nr składowej	amplituda	częstotliwość	faza początkowa	współczynnik tłumienia
	A_i	f_i	θ_i	α_i
	[]	[Hz]	[°]	[1/s]
1-25	Sygnal „Symulacja harmonicznych”			
26	10,00	113,00	45,0	0,0
27	10,00	317,00	45,0	0,0
28	10,00	1005,00	45,0	0,0

Sygnal: „Symulacja subharmonicznych nr 1”:

Tabela 6.8. Opis składowych sygnału testowego „Symulacja subharmonicznych nr 1”.

Nr składowej	amplituda	częstotliwość	faza początkowa	współczynnik tłumienia
	A_i	f_i	θ_i	α_i
	[]	[Hz]	[°]	[1/s]
1-25	Sygnal „Symulacja harmonicznych”			
26	10,00	5,00	45,0	0,0

- **Zdarzenia oscylacyjne przejściowe**

Sygnal: „Symulacja zdarzenia oscylacyjnego przejściowego nr 1”:

Tabela 6.9. Opis składowych sygnału testowego „Symulacja zdarzenia oscylacyjnego przejściowego nr 1”.

Nr składowej	amplituda	częstotliwość	faza początkowa	współczynnik tłumienia	czas wystąpienia
	A_i	f_i	θ_i	α_i	t_i
	[]	[Hz]	[°]	[1/s]	[s]
1-13	Sygnal „Symulacja harmonicznych parzystych”				0,0
14	50,00	250,00	45,0	-10,0	0,2

Sygnal: „Symulacja zdarzenia oscylacyjnego przejściowego nr 2”:

Tabela 6.10. Opis składowych sygnału testowego „Symulacja zdarzenia oscylacyjnego przejściowego nr 2”.

Nr składowej	amplituda	częstotliwość	faza początkowa	współczynnik tłumienia	czas wystąpienia
	A_i	f_i	θ_i	α_i	t_i
	[]	[Hz]	[°]	[1/s]	[s]
1-13	Sygnal „Symulacja harmoniczných parzystých”				0,0
14	50,00	2500,00	45,0	-230,0	0,2

Sygnal: „Symulacja zdarzenia oscylacyjnego przejściowego nr 3”:

Tabela 6.11. Opis składowych sygnału testowego „Symulacja zdarzenia oscylacyjnego przejściowego nr 3”.

Nr składowej	amplituda	częstotliwość	faza początkowa	współczynnik tłumienia	czas wystąpienia
	A_i	f_i	θ_i	α_i	t_i
	[]	[Hz]	[°]	[1/s]	[s]
1-13	Sygnal „Symulacja harmoniczných parzystých”				0,0
14	25,00	1500,00	45,0	-50,0	0,2

Sygnal: „Symulacja zdarzenia oscylacyjnego przejściowego nr 4”:

Tabela 6.12. Opis składowych sygnału testowego „Symulacja zdarzenia oscylacyjnego przejściowego nr 4”.

Nr składowej	amplituda	częstotliwość	faza początkowa	współczynnik tłumienia	czas wystąpienia
	A_i	f_i	θ_i	α_i	t_i
	[]	[Hz]	[°]	[1/s]	[s]
1-13	Sygnal „Symulacja harmoniczných parzystých”				0,0
14	50,00	5000,00	45,0	-300,0	0,2

• **Zdarzenia impulsowe**

Sygnal: „Symulacja zdarzenia impulsowego nr 1”:

Tabela 6.13. Opis składowych sygnału testowego „Symulacja zdarzenia impulsowego nr 1”.

Numer składowej	Składowe o charakterze impulsowym (kształt: udar (rys. 2.7.))			
	amplituda	czas narostu	czas opadania	czas wystąpienia
	A_i	g_i	o_i	t_i
	[]	[μ s]	[μ s]	[s]
1	100,00	250	250	0,267
2	100,00	250	250	0,275
Numer składowej	Składowe harmoniczne			
	amplituda	Częstotliwość	współczynnik tłumienia	faza początkowa
	A_i	f_i	α_i	θ_i
	[]	[Hz]	[1/s]	[°]
3-15	Sygnal „Symulacja harmonicznnych parzystych”			0

Sygnal: „Symulacja zdarzenia impulsowego nr 2”:

Tabela 6.14. Opis składowych sygnału testowego „Symulacja zdarzenia impulsowego nr 2”.

Numer składowej	Składowe o charakterze impulsowym (kształt: prostokąt)			
	amplituda	szerokość impulsu	czas wystąpienia	
	A_i	s_i	t_i	
	[]	[μ s]	[s]	
1	25,00	100	0,250	
2	25,00	100	0,255	
3	25,00	100	0,260	
4	25,00	100	0,265	
Numer składowej	Składowe harmoniczne			
	amplituda	częstotliwość	współczynnik tłumienia	faza początkowa
	A_i	f_i	α_i	θ_i
	[]	[Hz]	[1/s]	[°]
5-17	Sygnal „Symulacja harmonicznnych parzystych”			0

Sygnal: „Symulacja zdarzenia impulsowego nr 3”:

Tabela 6.15. Opis składowych sygnału testowego „Symulacja zdarzenia impulsowego nr 3”.

Numer składowej	Składowe o charakterze impulsowym (kształt: prostokąt)			
	amplituda	szerokość impulsu	czas wystąpienia	
	A_i	s_i	t_i	
	[]	[μ s]	[s]	
1	10,00	100	0,253	
2	20,00	100	0,255	
3	30,00	100	0,260	
4	40,00	100	0,265	
Numer składowej	Składowe harmoniczne			
	amplituda	częstotliwość	współczynnik tłumienia	faza początkowa
	A_i	f_i	α_i	θ_i
	[]	[Hz]	[1/s]	[°]
5-17	Sygnal „Symulacja harmonicznych parzystych”			0

Sygnal: „Symulacja zdarzenia impulsowego nr 4”:

Tabela 6.16. Opis składowych sygnału testowego „Symulacja zdarzenia impulsowego nr 4”.

Numer składowej	Składowe o charakterze impulsowym (kształt: prostokąt)			
	amplituda	szerokość impulsu	czas wystąpienia	
	A_i	s_i	t_i	
	[]	[μ s]	[s]	
1	100,00	100	0,253	
Numer składowej	Składowe harmoniczne			
	amplituda	częstotliwość	współczynnik tłumienia	faza początkowa
	A_i	f_i	α_i	θ_i
	[]	[Hz]	[1/s]	[°]
2-14	Sygnal „Symulacja harmonicznych parzystych”			0

- **Zmiany wartości skutecznej**

Sygnal: „Symulacja zapadu nr 1”:

Sygnal o parametrach jak w punkcie „Harmoniczne” (tabela 6.3.) z tą różnicą, że po czasie 0,2s amplituda harmonicznego podstawowego (50Hz) zostaje zmniejszona do wartości 50,00.

Sygnal: „Symulacja zapadu nr 2”:

Sygnal o parametrach jak w punkcie „Harmoniczne” (tabela 6.3.) z tą różnicą, że po czasie 0,2s amplituda harmonicznego podstawowego (50Hz) zostaje zmniejszona na czas 0,05s do wartości 50,00.

Sygnal: „Symulacja przerwy nr 1”:

Sygnal o parametrach jak w punkcie „Harmoniczne” (tabela 6.3.) z tą różnicą, że po czasie 0,257s amplituda sygnału zostaje zmniejszona na czas 0,003s do wartości 0,00.

Sygnal: „Symulacja przepięcia nr 1”:

Sygnal o parametrach jak w punkcie „Harmoniczne” (tabela 6.3.) z tą różnicą, że po czasie 0,2s amplituda harmonicznej podstawowej (50Hz) zostaje zwiększona do wartości 150,00.

- **Wahania częstotliwości sieciowej**

Sygnal: „Symulacja zmian częstotliwości sygnału nr 1”:

Sygnal o parametrach jak w punkcie „Harmoniczne” (tabela 6.3.) z tą różnicą, że częstotliwości poszczególnych składowych zwiększono o $(0,01 \cdot n)$ Hz, gdzie: n – numer harmonicznej.

Sygnal: „Symulacja zmian częstotliwości sygnału nr 2”:

Sygnal o parametrach jak w punkcie „Harmoniczne” (tabela 6.3.) z tą różnicą, że częstotliwości poszczególnych składowych zwiększono o 0,01Hz.

Sygnal: „Symulacja zmian częstotliwości sygnału nr 3”:

Sygnal o parametrach jak w punkcie „Harmoniczne” (tabela 6.3.), ale częstotliwości poszczególnych składowych zwiększono liniowo od wartości podanej w tabeli (początek sygnału) do wartości 0,05Hz (przy końcu analizowanego sygnału).

- **Zakłócenia o charakterze szumowym**

Sygnal: „Symulacja sygnału z szumem nr 1”:

Tabela 6.17. Opis składowych sygnału testowego „Symulacja zakłóceń o charakterze szumowym nr 1”.

Numer składowej	Składowe harmoniczne			
	amplituda	Częstotliwość	współczynnik tłumienia	faza początkowa
	A_i	f_i	α_i	θ_i
	[]	[Hz]	[1/s]	[°]
1-13	Sygnal „Symulacja harmonicznych nieparzystych”			10,0
	Zakłócenia o charakterze szumowym			
	Szum biały, SNR= 50dB			

Analiza i kompresja danych pomiarowych sygnału z sieci elektroenergetycznej...

Sygnal: „Symulacja sygnału z szumem nr 2”:

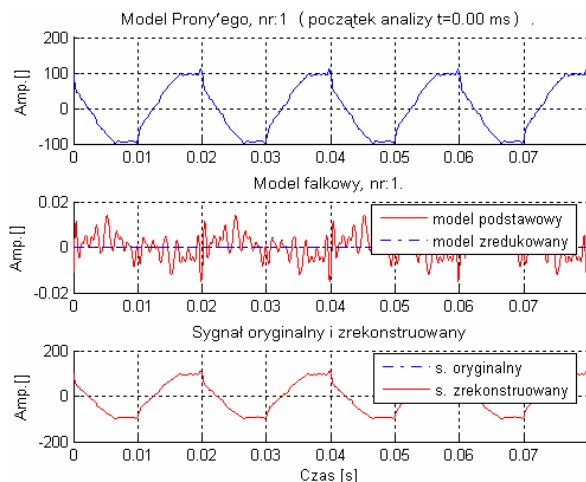
Tabela 6.18. Opis składowych sygnału testowego „Symulacja zakłóceń o charakterze szumowym nr 2”.

Numer składowej	Składowe harmoniczne			
	amplituda	częstotliwość	współczynnik tłumienia	faza początkowa
	A_i	f_i	α_i	θ_i
	[]	[Hz]	[1/s]	[°]
1-13	Sygnal „Symulacja harmonicznych nieparzystych”			10,0
Zakłócenia o charakterze szumowym				
Szum biały, SNR= 60dB				

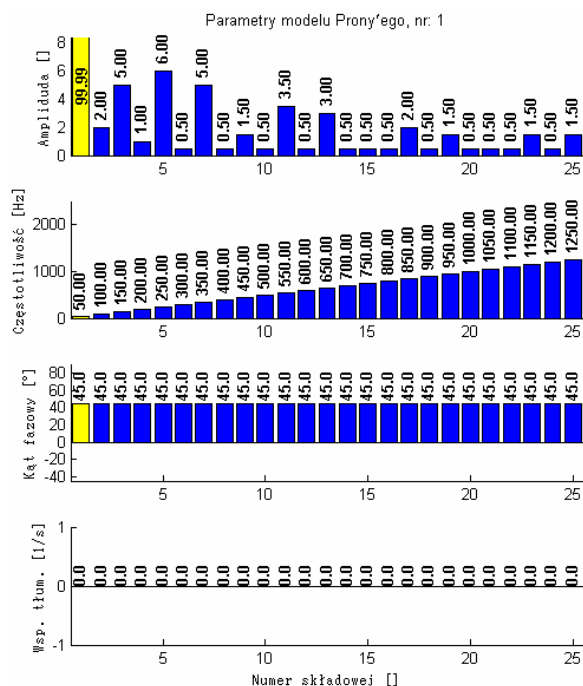
Sygnal: „Symulacja sygnału z szumem nr 3”:

Tabela 6.19. Opis składowych sygnału testowego „Symulacja zakłóceń o charakterze szumowym nr 3”.

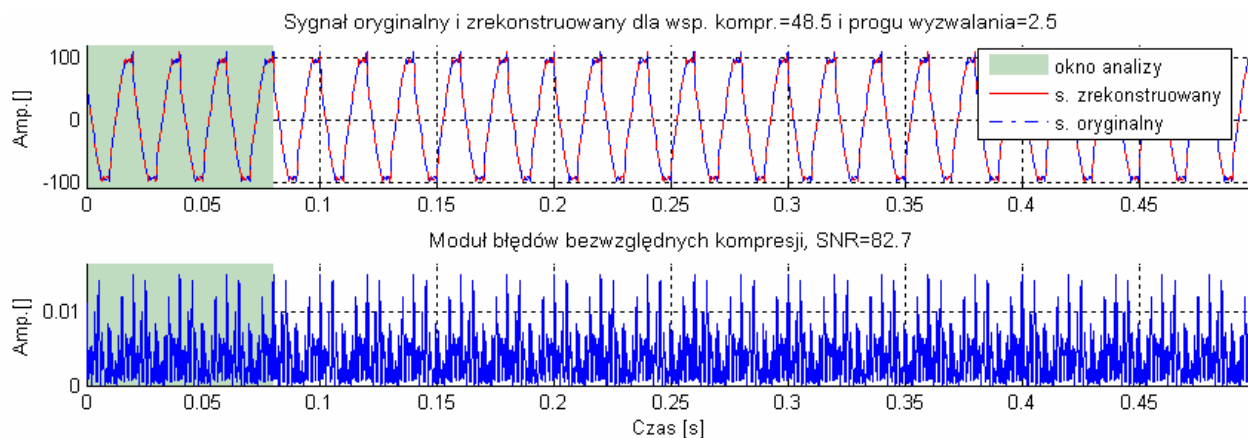
Numer składowej	Składowe harmoniczne			
	amplituda	częstotliwość	współczynnik tłumienia	faza początkowa
	A_i	f_i	α_i	θ_i
	[]	[Hz]	[1/s]	[°]
1-13	Sygnal „Symulacja harmonicznych nieparzystych”			10,0
Zakłócenia o charakterze szumowym				
Szum biały, SNR= 70dB				



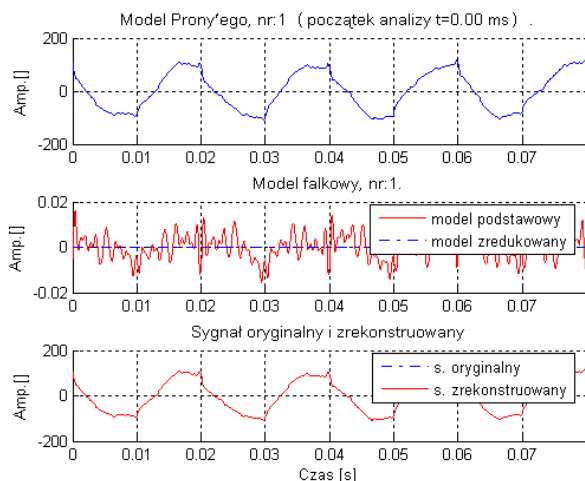
Rys. 6.25. Modele Prony'ego oraz falkowy dla fragmentu sygnału poddanego analizie i rekonstrukcji (sygnał: „Symulacja harmoniczných”).



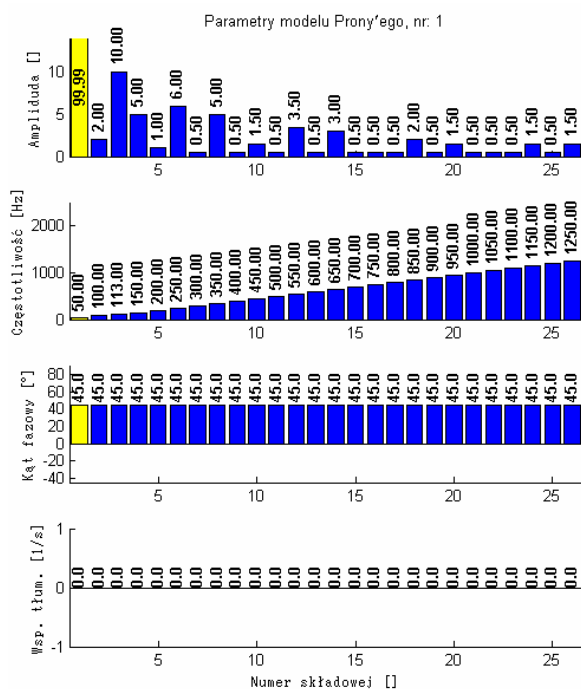
Rys. 6.26. Parametry modelu Prony'ego dla fragmentu sygnału (sygnał: „Symulacja harmoniczných”).



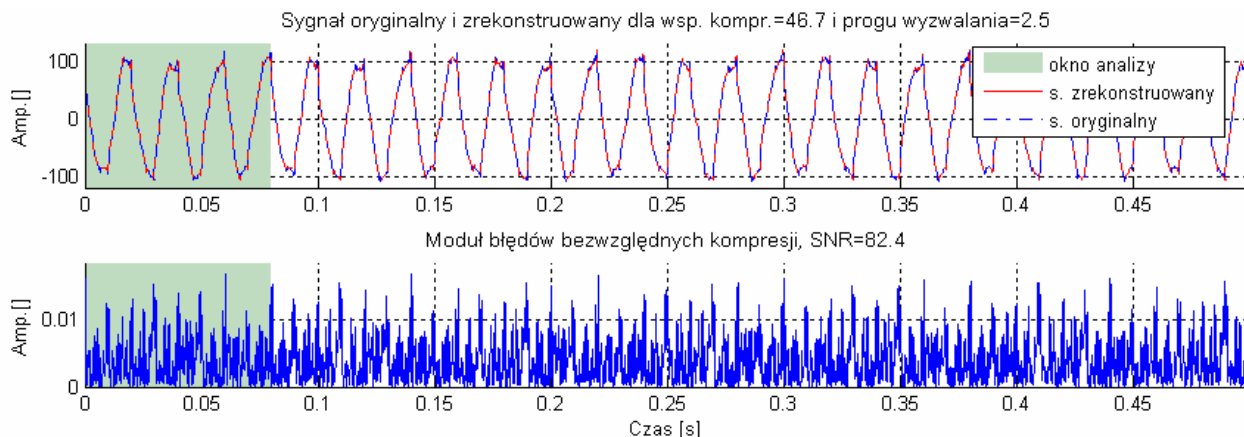
Rys. 6.27. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał: „Symulacja harmoniczných”).



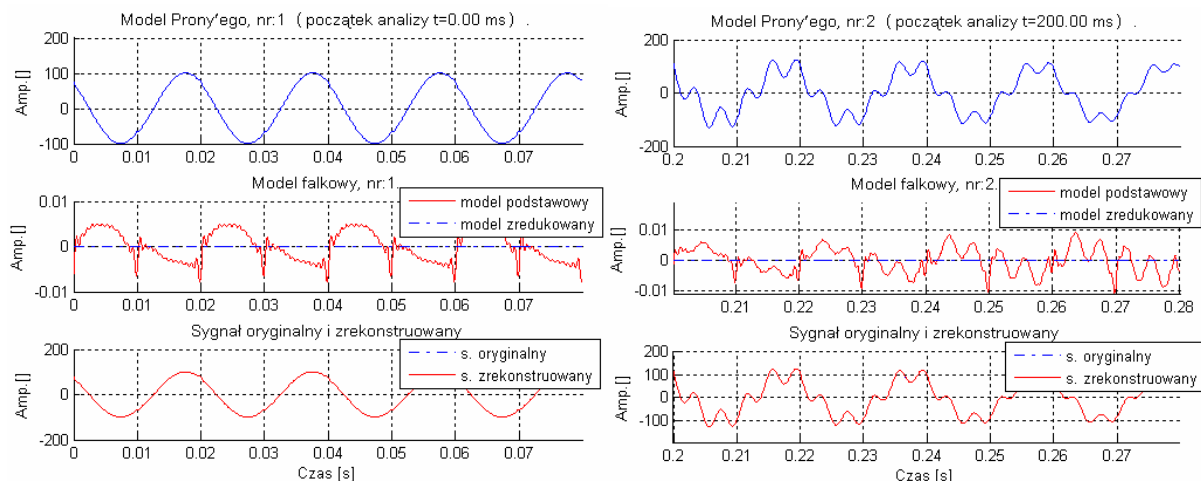
Rys. 6.28. Modele Prony’ego oraz falkowy dla fragmentu sygnału poddanego analizie i rekonstrukcji (sygnał: „Symulacja interharmoniczných nr 1”).



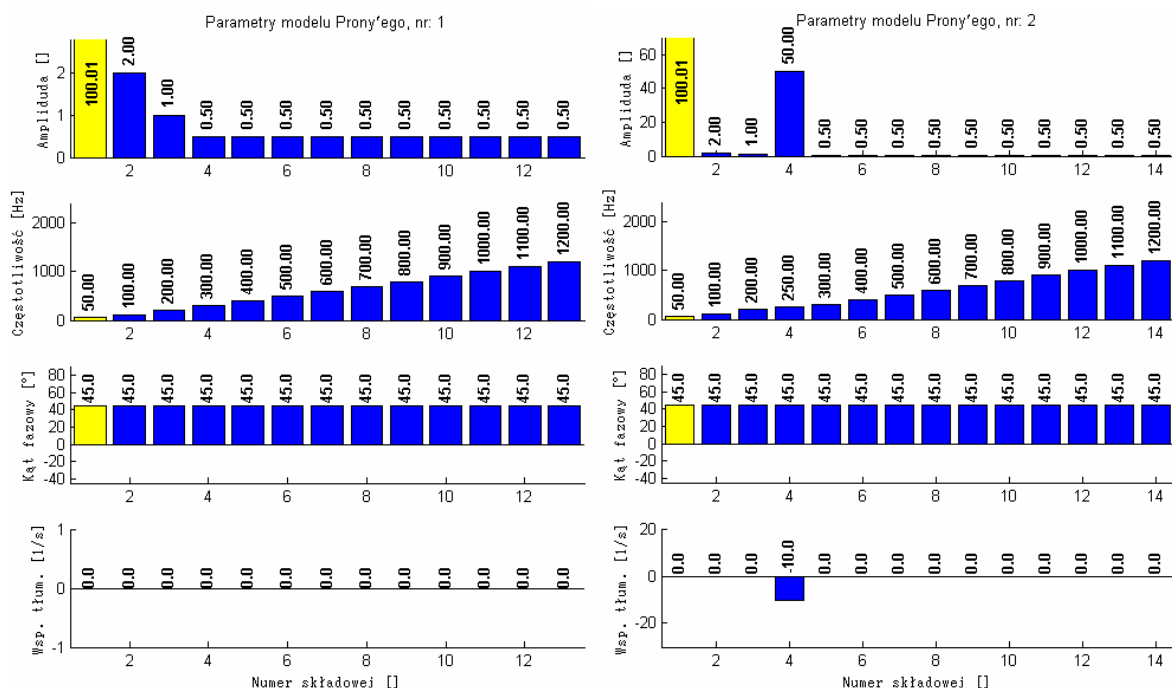
Rys. 6.29. Parametry modelu Prony’ego dla fragmentu sygnału (sygnał: „Symulacja interharmoniczných nr 1”).



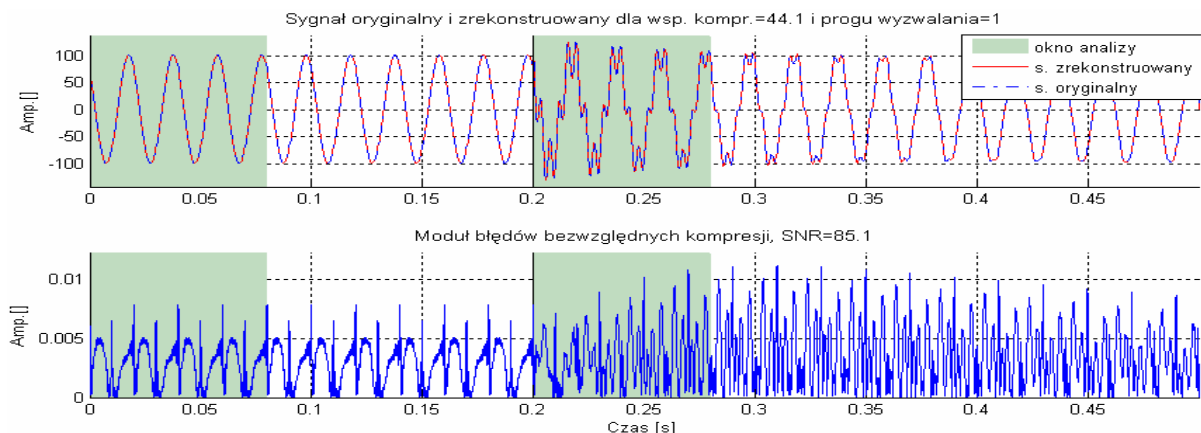
Rys. 6.30. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał: „Symulacja interharmoniczných nr 1”).



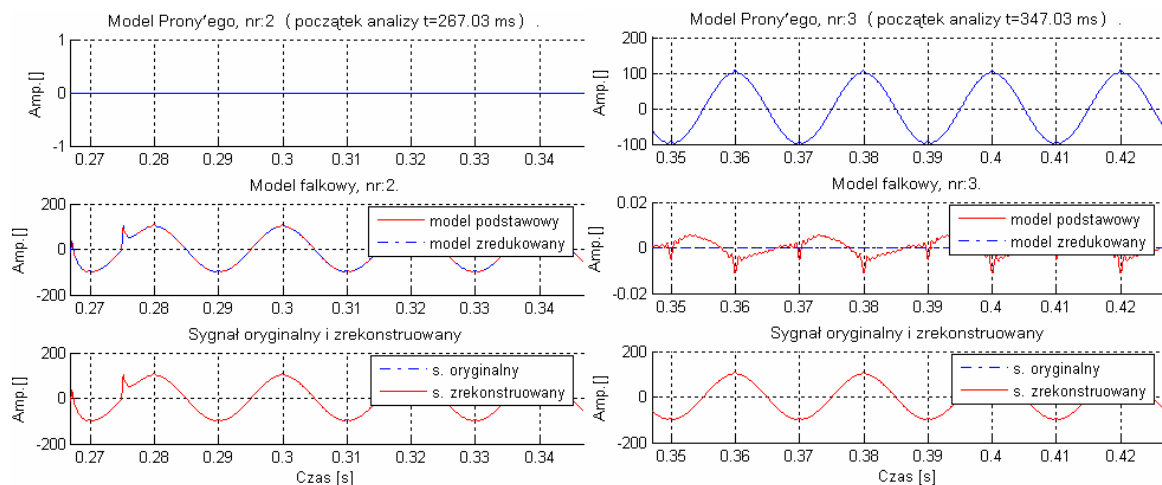
Rys. 6.31. Modele Prony'ego oraz falkowe dla fragmentu sygnału poddanego analizie i rekonstrukcji (sygnał: „Symulacja zdarzenia oscylacyjnego przejściowego nr 1”).



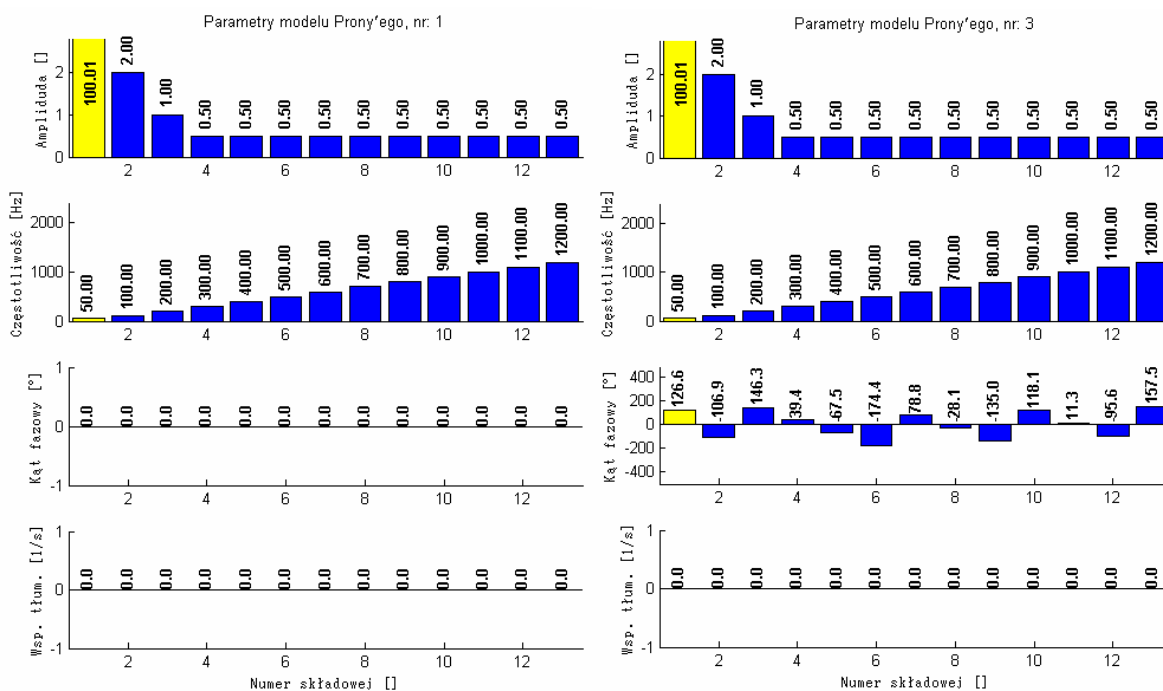
Rys. 6.32. Parametry modeli Prony'ego dla fragmentu sygnału (sygnał: „Symulacja zdarzenia oscylacyjnego przejściowego nr 1”).



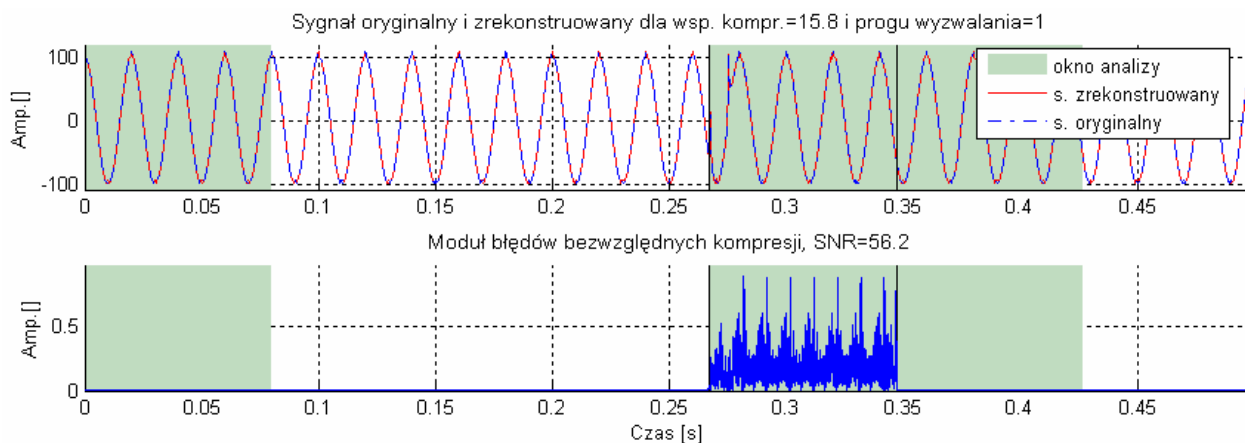
Rys. 6.33. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał: „Symulacja zdarzenia oscylacyjnego przejściowego nr 1”).



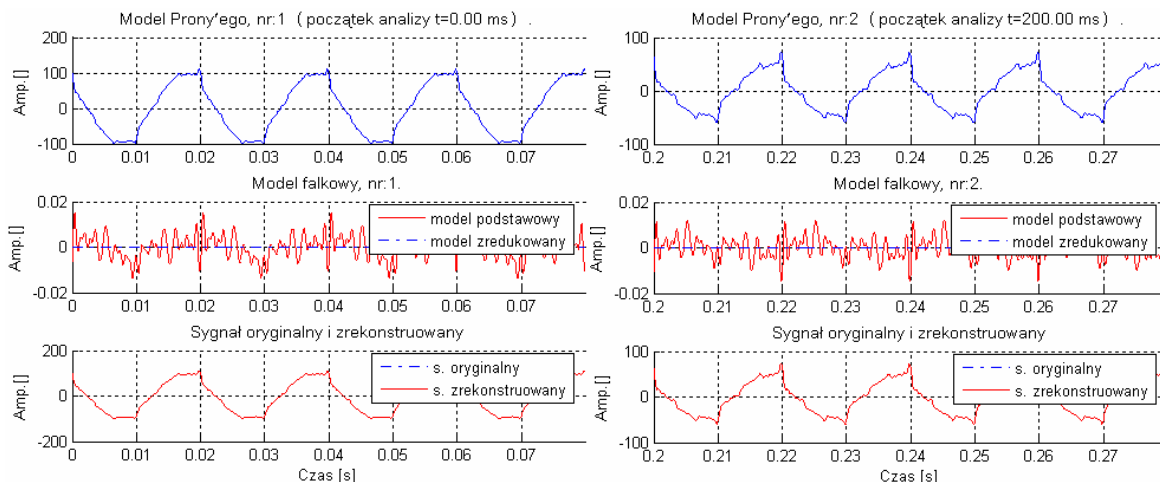
Rys. 6.34. Modele Prony'ego oraz falkowe dla fragmentu sygnału poddanego analizie i rekonstrukcji (sygnał: „Symulacja zdarzenia impulsowego nr 1”).



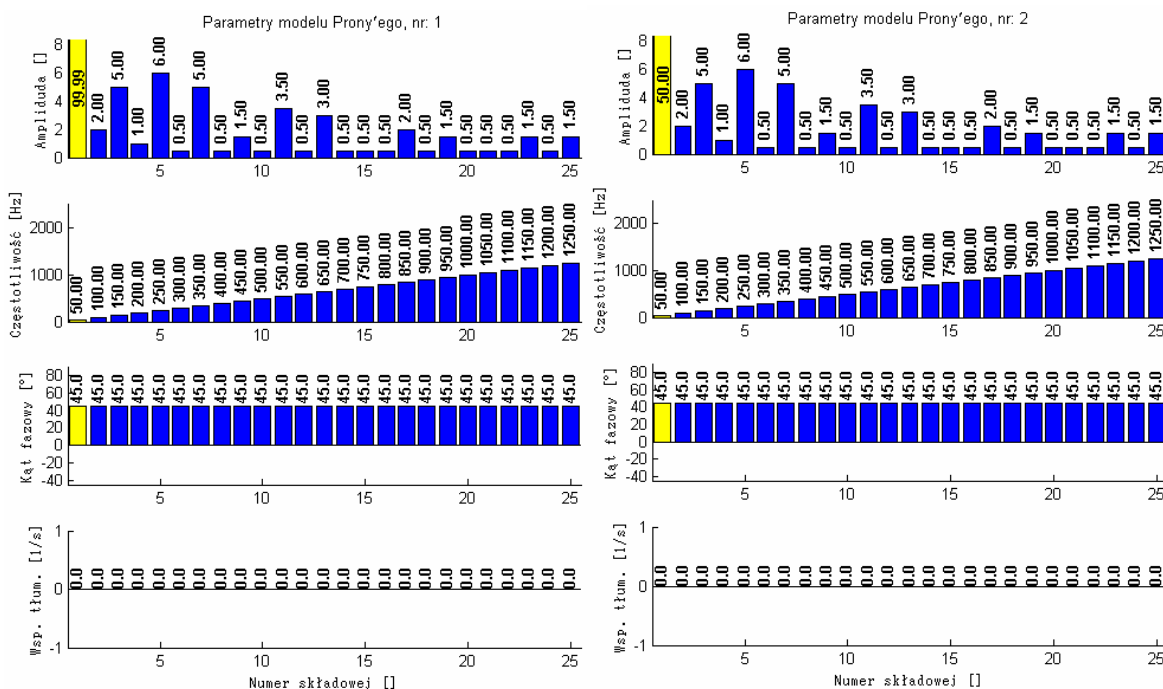
Rys. 6.35. Parametry modeli Prony'ego dla fragmentu sygnału (sygnał: „Symulacja zdarzenia impulsowego nr 1”).



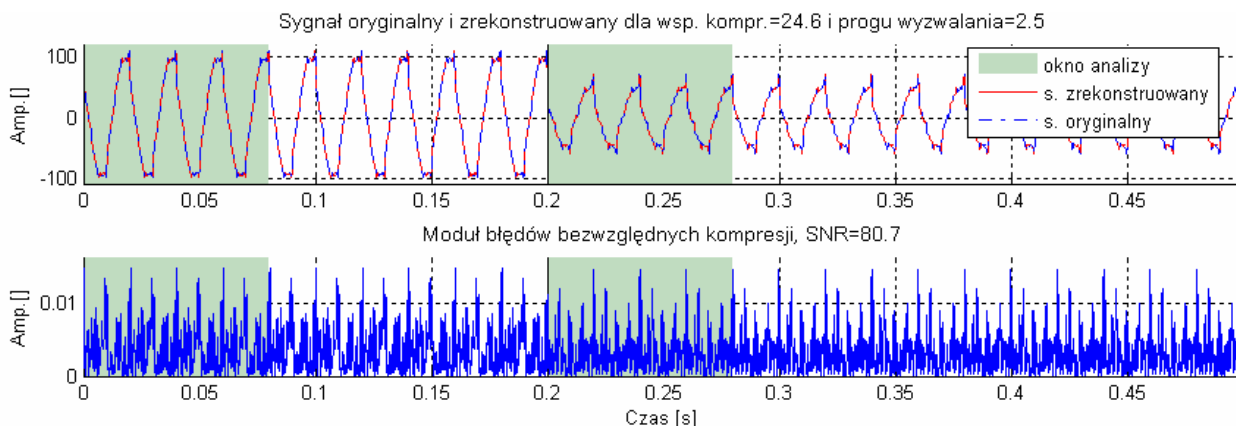
Rys. 6.36. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał: „Symulacja zdarzenia impulsowego nr 1”).



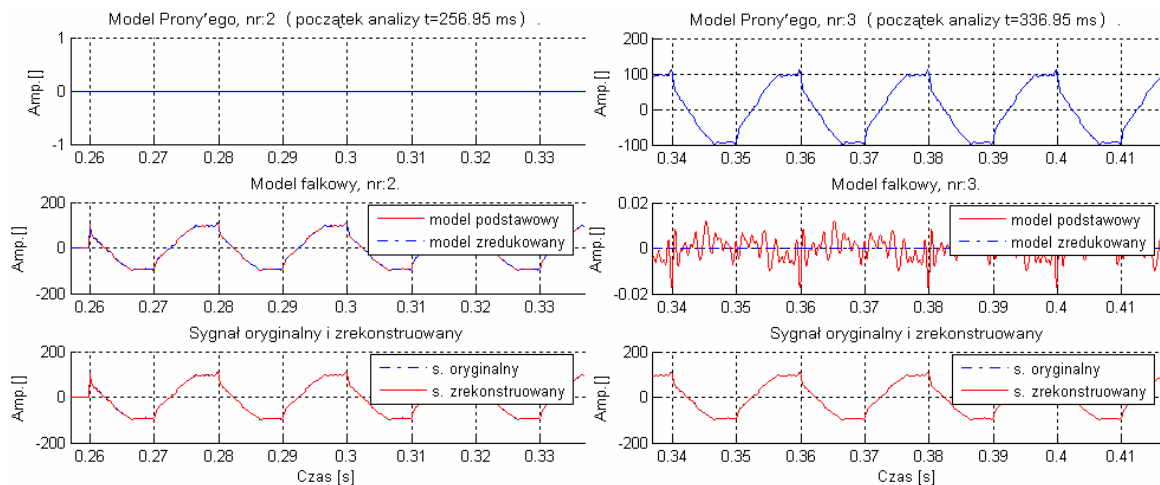
Rys. 6.37. Modele Prony’ego oraz falkowe dla fragmentu sygnału poddanego analizie i rekonstrukcji (sygnał: „Symulacja zapadu nr 1”).



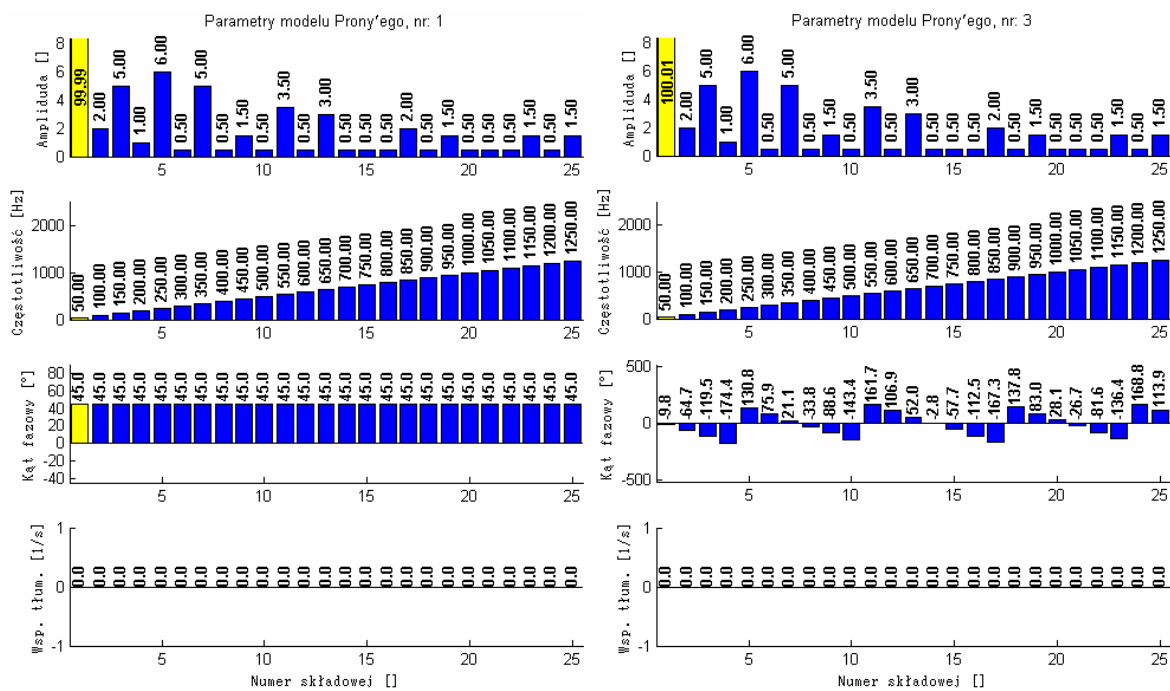
Rys. 6.38. Parametry modeli Prony’ego dla fragmentu sygnału (sygnał: „Symulacja zapadu nr 1”).



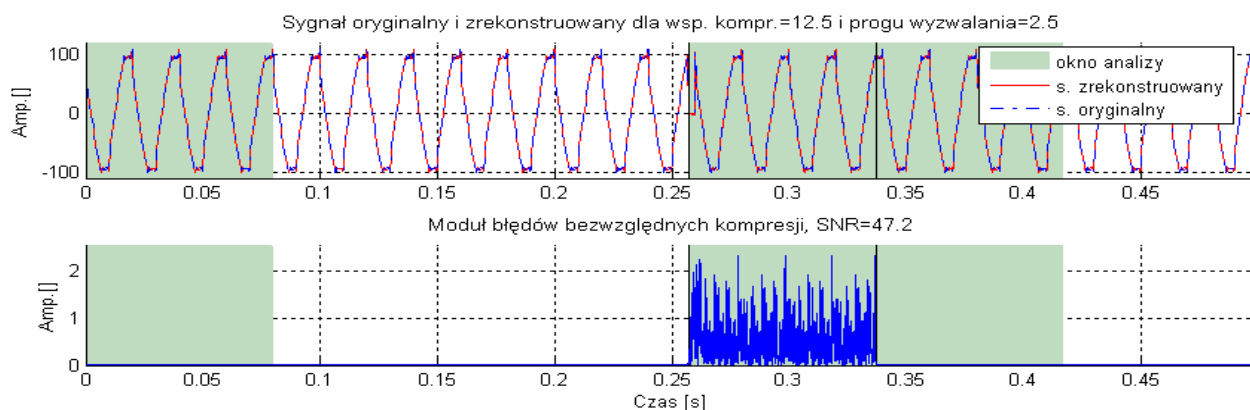
Rys. 6.39. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał: „Symulacja zapadu nr 1”).



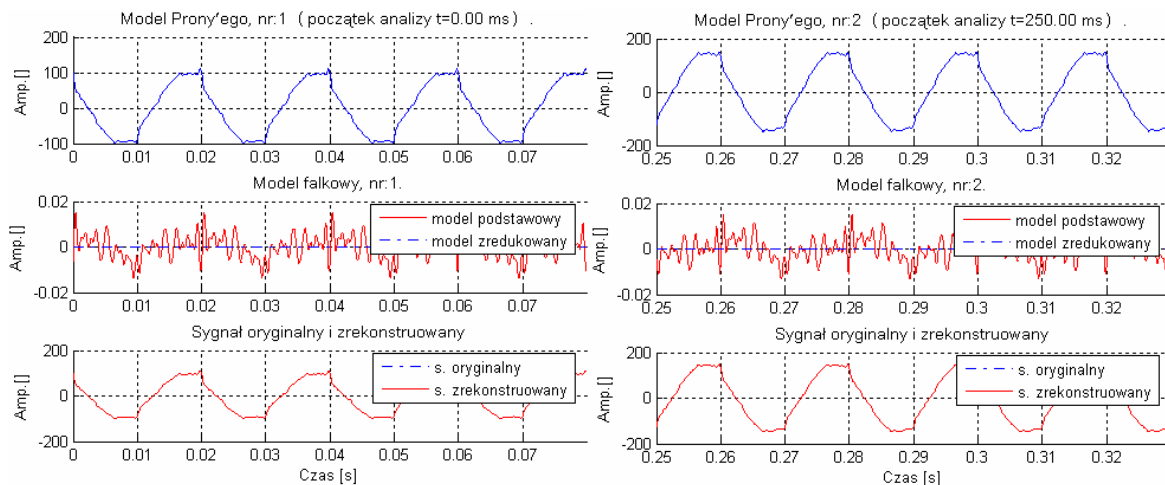
Rys. 6.40. Modele Prony'ego oraz falkowe dla fragmentu sygnału poddane analizie i rekonstrukcji (sygnał: „Symulacja przerwy nr 1”).



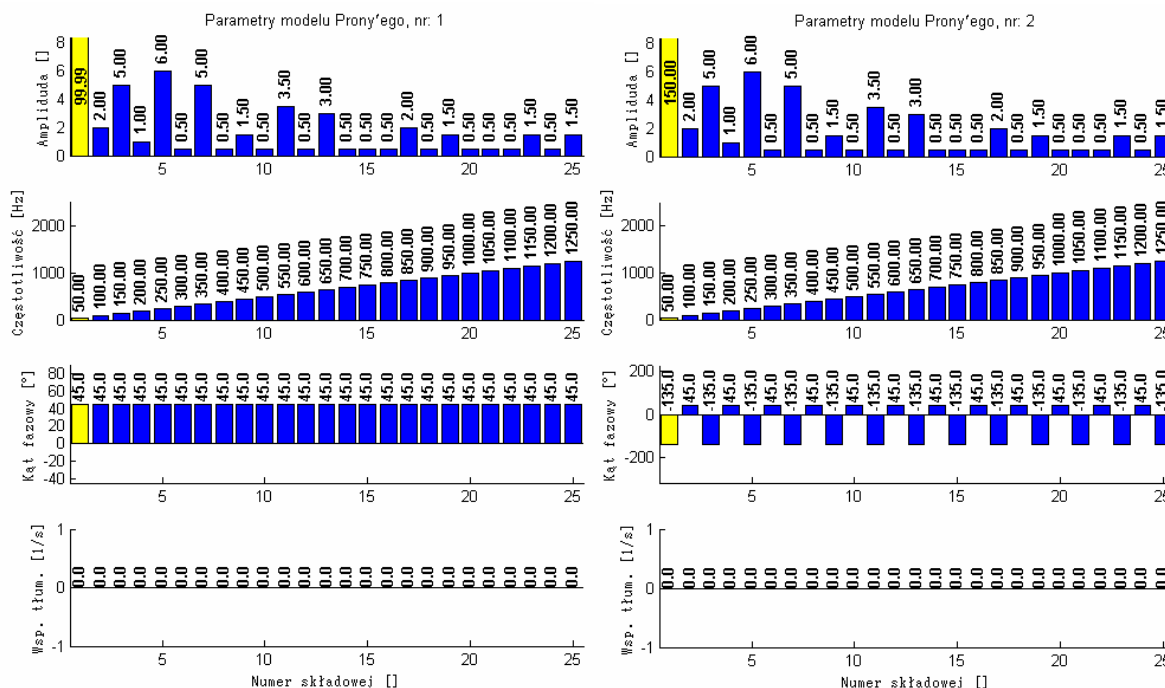
Rys. 6.41. Parametry modeli Prony'ego dla fragmentu sygnału (sygnał: „Symulacja przerwy nr 1”).



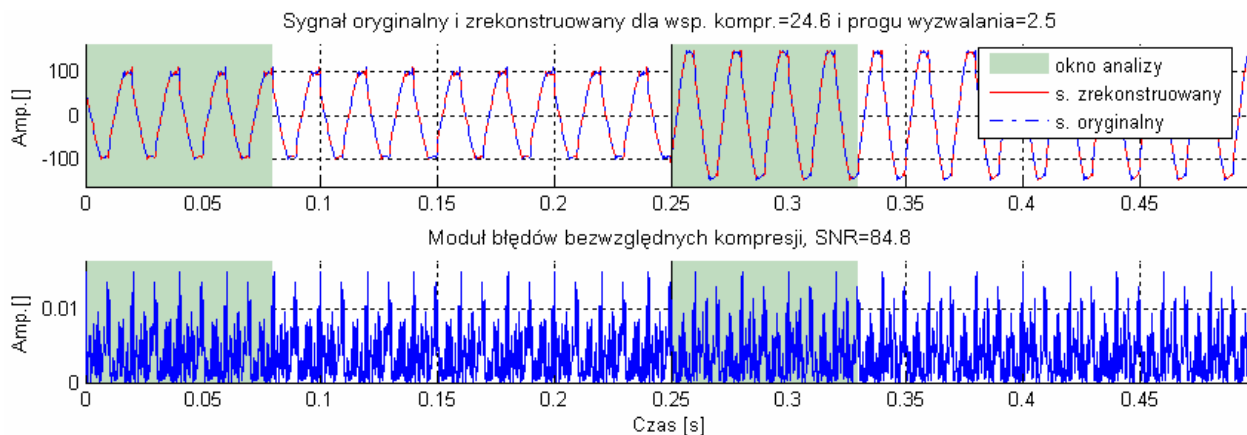
Rys. 6.42. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał: „Symulacja przerwy nr 1”).



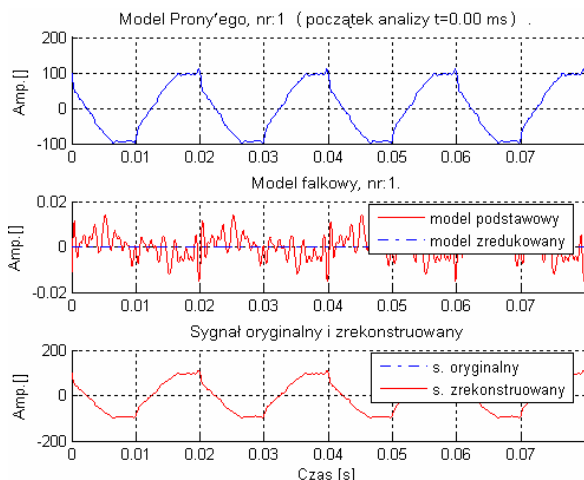
Rys. 6.43. Modele Prony'ego oraz falkowe dla fragmentu sygnału poddane analizie i rekonstrukcji (sygnał: „Symulacja przebiecia nr 1”).



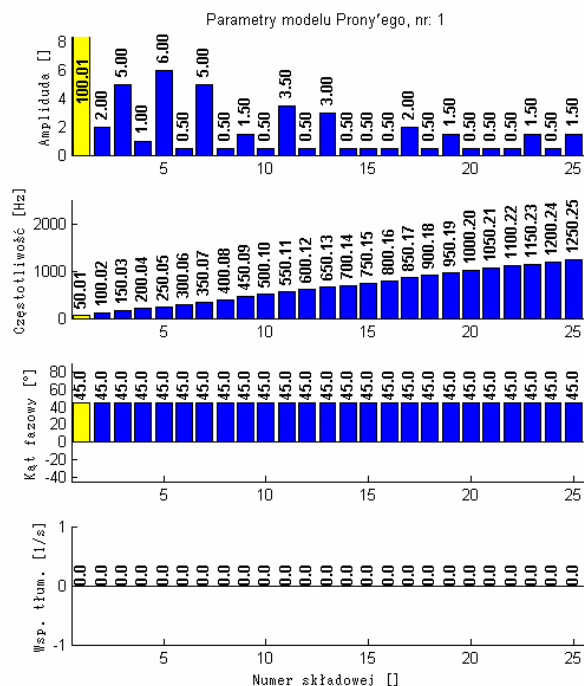
Rys. 6.44. Parametry modeli Prony'ego dla fragmentu sygnału (sygnał: „Symulacja przebiecia nr 1”).



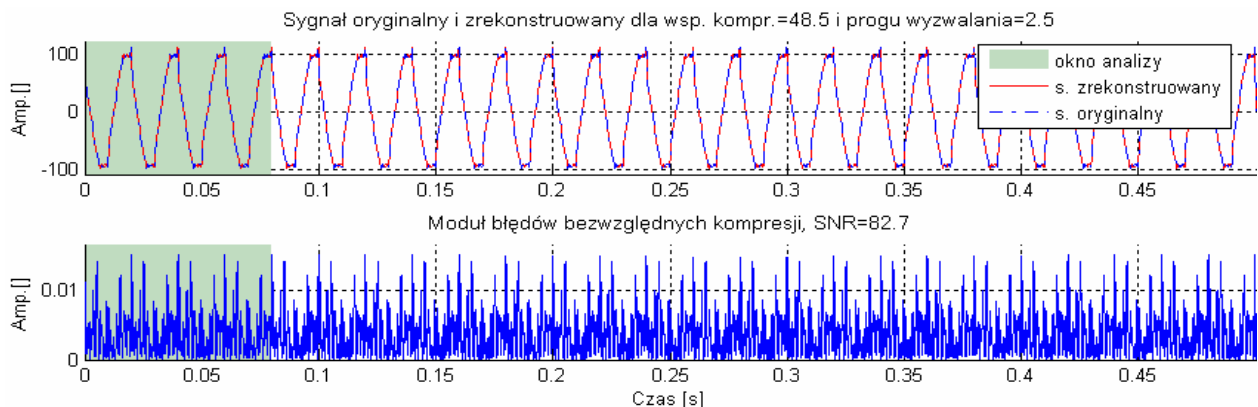
Rys. 6.45. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał: „Symulacja przebiecia nr 1”).



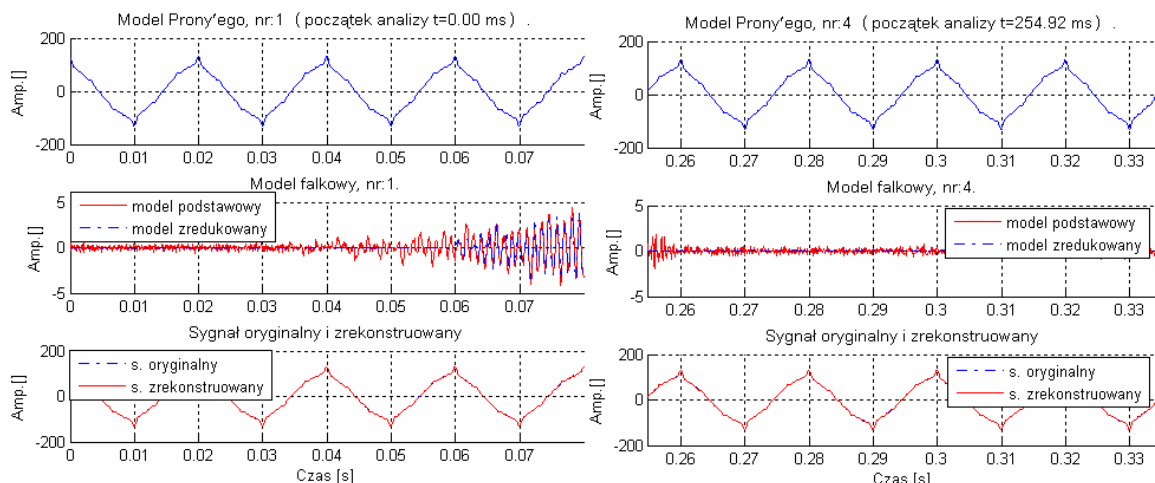
Rys. 6.46. Modele Prony'ego oraz falkowy dla fragmentu sygnału poddanego analizie i rekonstrukcji (sygnał: „Symulacja zmian częstotliwości sygnału nr 1”).



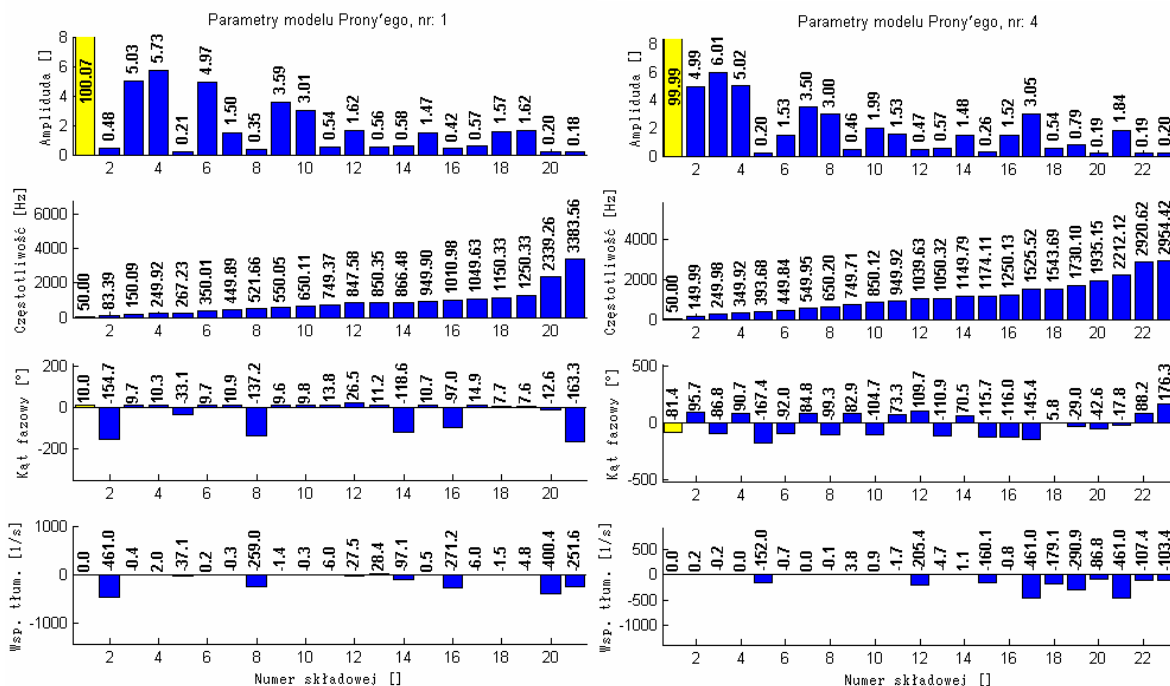
Rys. 6.47. Parametry modelu Prony'ego dla fragmentu sygnału (sygnał: „Symulacja zmian częstotliwości sygnału nr 1”).



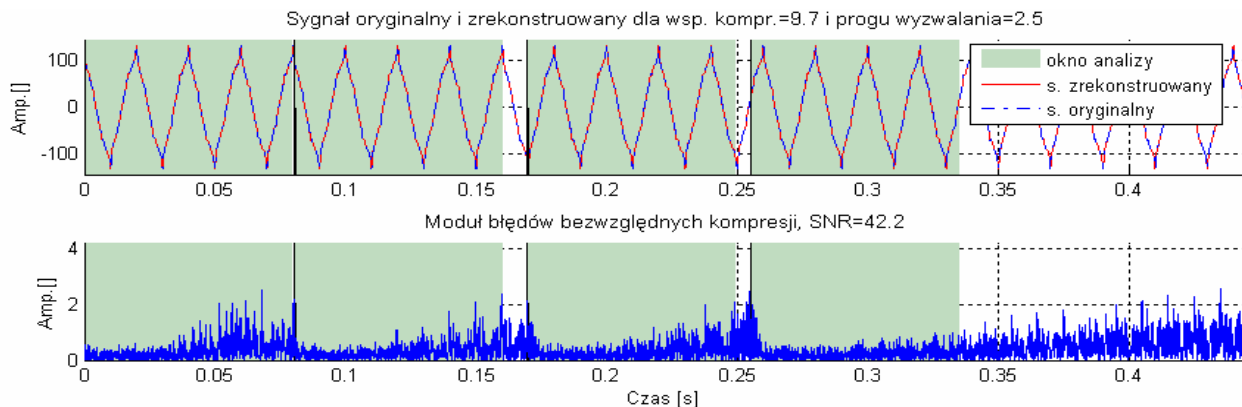
Rys. 6.48. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał: „Symulacja zmian częstotliwości sygnału nr 1”).



Rys. 6.49. Modele Prony'ego oraz falkowe dla fragmentu sygnału poddanego analizie i rekonstrukcji (sygnał: „Symulacja sygnału z szumem nr 1”).



Rys. 6.50. Parametry modeli Prony'ego dla fragmentu sygnału (sygnał: „Symulacja sygnału z szumem nr 1”).

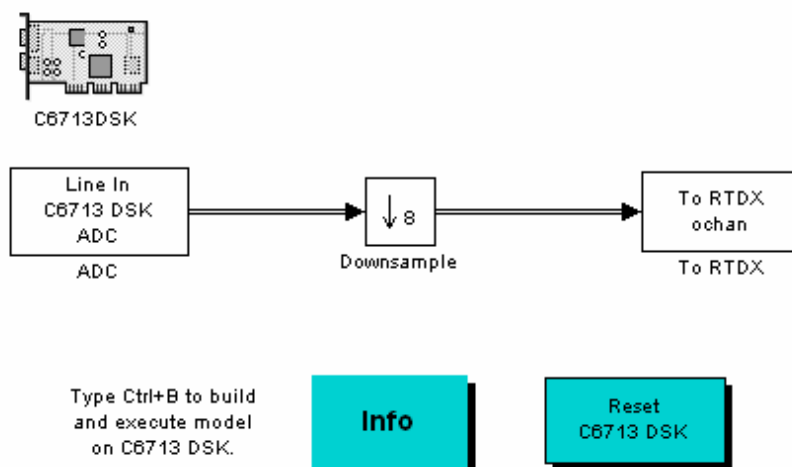


Rys. 6.51. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał: „Symulacja sygnału z szumem nr 1”).

6.2.2. Analiza sygnałów rzeczywistych

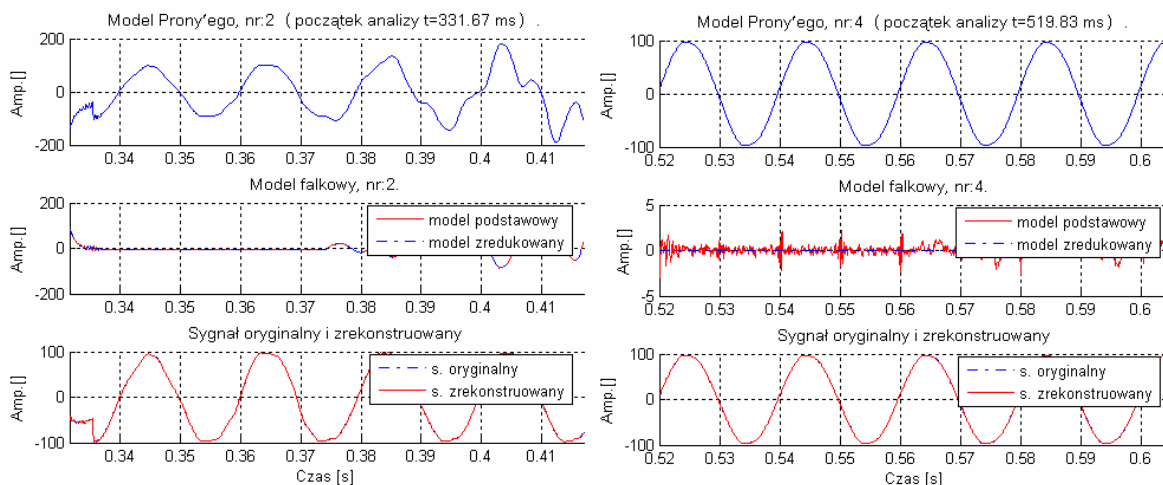
W kolejnym etapie badań połączonych metod Prony'ego oraz falkowej, analizie i kompresji poddano rzeczywiste sygnały o znormalizowanej do wartości 100,00 amplitudzie. Pierwsza seria sygnałów (Syg_m_01÷Syg_m_05) została zarejestrowana dla trzech różnych sieci niskiego napięcia, w normalnym stanie ich pracy, z częstotliwością próbkowania wynoszącą 12kHz i rozdzielczością 16 bitów. Archiwizację sygnałów wykonano za pomocą modułu z procesorem sygnałowym – TMS320C6713 DSK, firmy Texas Instruments [44], do którego dołączono dzielnik rezystancyjny, w celu dopasowania poziomu rejestrowanego sygnału oraz barierę galwaniczną zabezpieczającą kartę z procesorem. Oprogramowanie do modułu zostało wygenerowane na podstawie modelu (rys. 6.52.), utworzonego w Simulinku z wykorzystaniem biblioteki: Block Libraries for Embedded Target for Texas Instruments(tm).

Druga seria sygnałów (Syg_j_01÷Syg_j_05) została zarejestrowana na stacjach średniego napięcia za pomocą rejestratora firmy Questpol z częstotliwością próbkowania wynoszącą 4kHz i rozdzielczością 16 bitów.

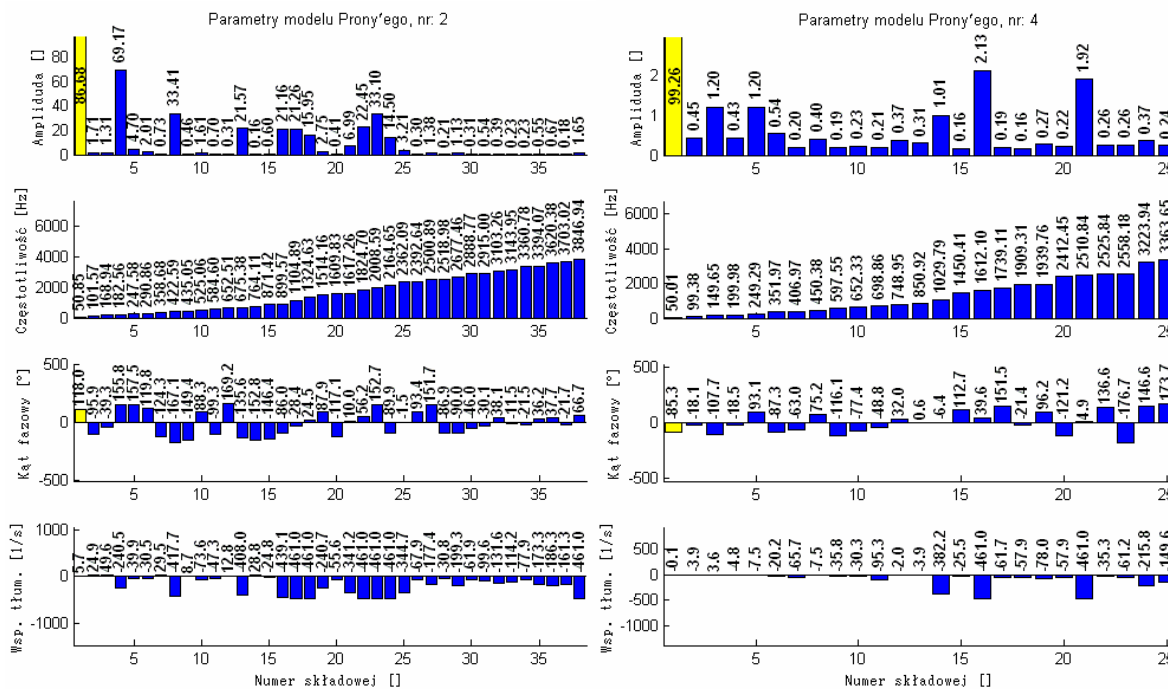


Rys. 6.52. Schemat blokowy programu do zapisu sygnału z sieci elektroenergetycznej (wykonany w Simulinku i zaimplementowany na TMS320C6713 DSK).

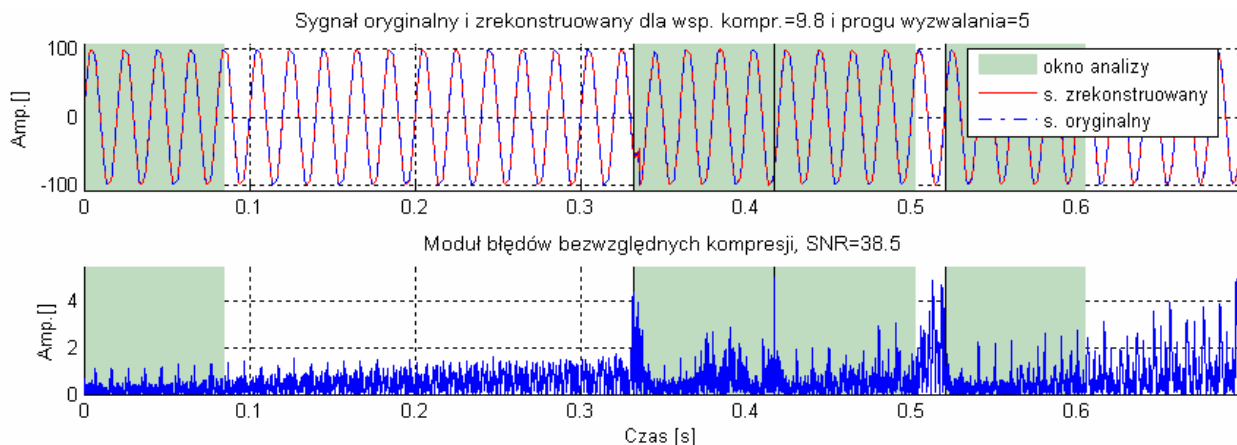
Widma amplitudowe poszczególnych sygnałów, w celu wstępnego zobrazowania składowych harmonicznych analizowanych sygnałów zamieszczono w dodatku 9.4. Wyniki analizy i kompresji opisanych sygnałów zamieszczono na kolejnych rysunkach.



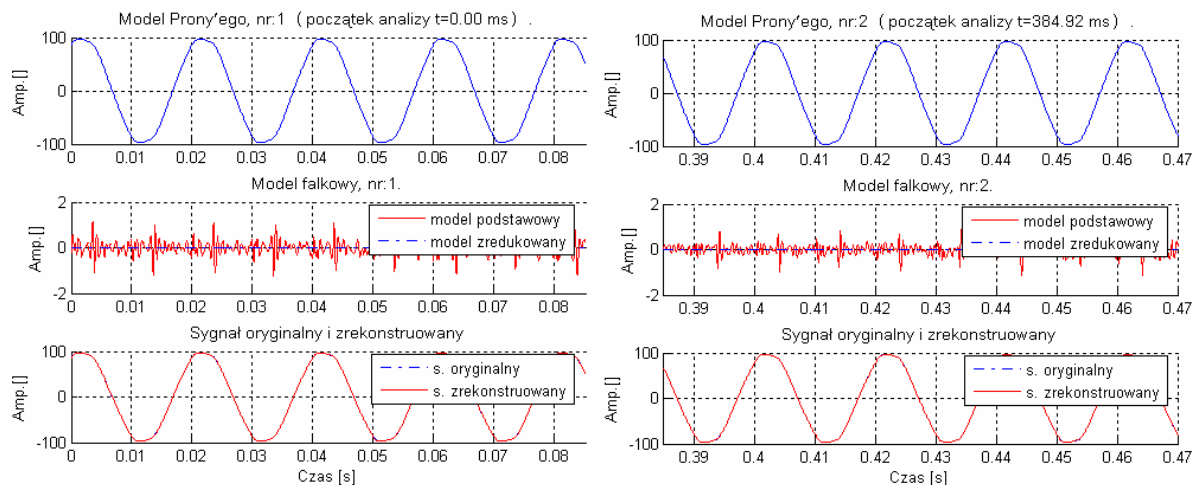
Rys. 6.53. Modele Prony’ego oraz falkowe dla fragmentu sygnału poddanego analizie i rekonstrukcji (sygnał rzeczywisty: „Syg_m_01”).



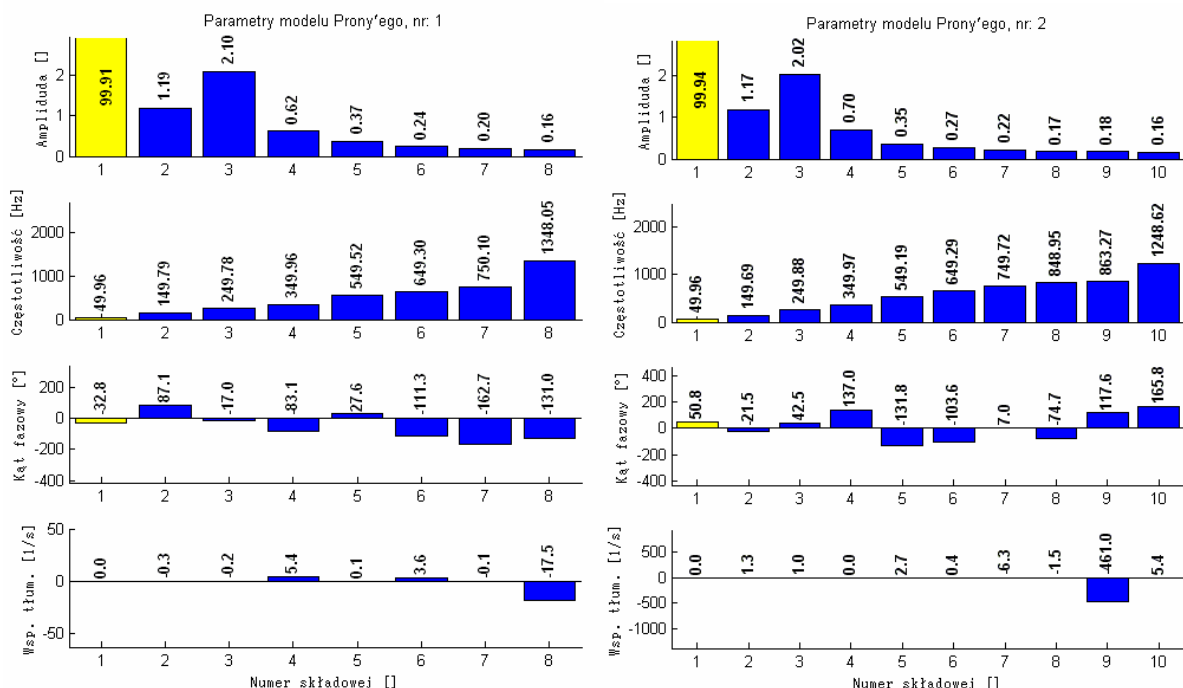
Rys. 6.54. Parametry modeli Prony’ego dla fragmentu sygnału (sygnał rzeczywisty: „Syg_m_01”).



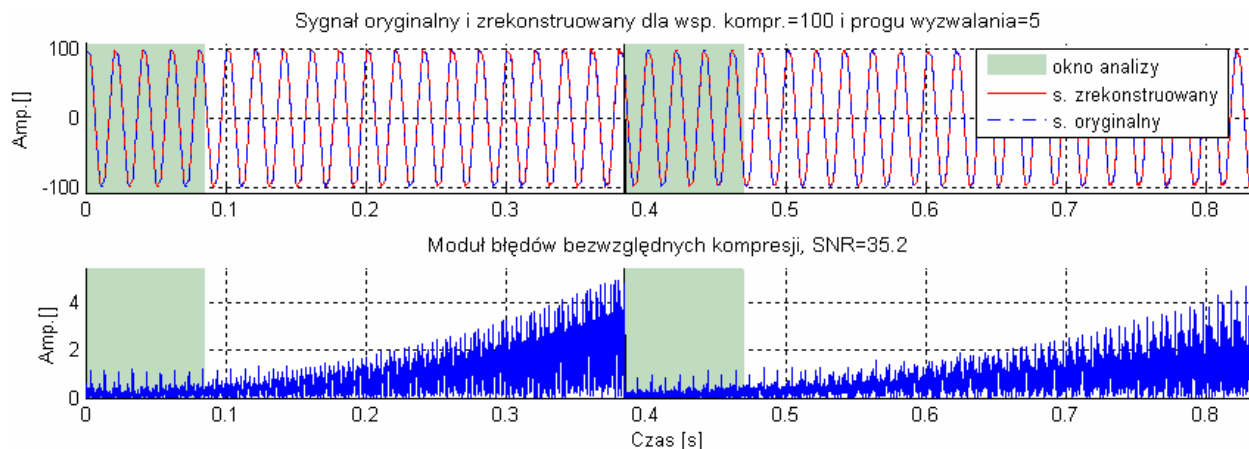
Rys. 6.55. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał rzeczywisty: „Syg_m_01”).



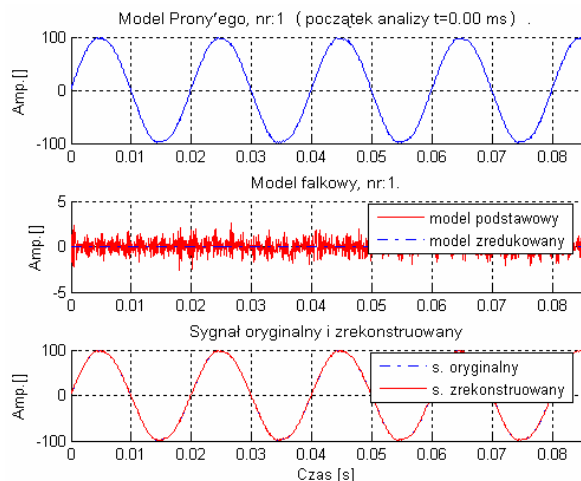
Rys. 6.56. Modele Prony'ego oraz falkowe dla fragmentu sygnału poddanego analizie i rekonstrukcji (sygnał rzeczywisty: „Syg_m_02”).



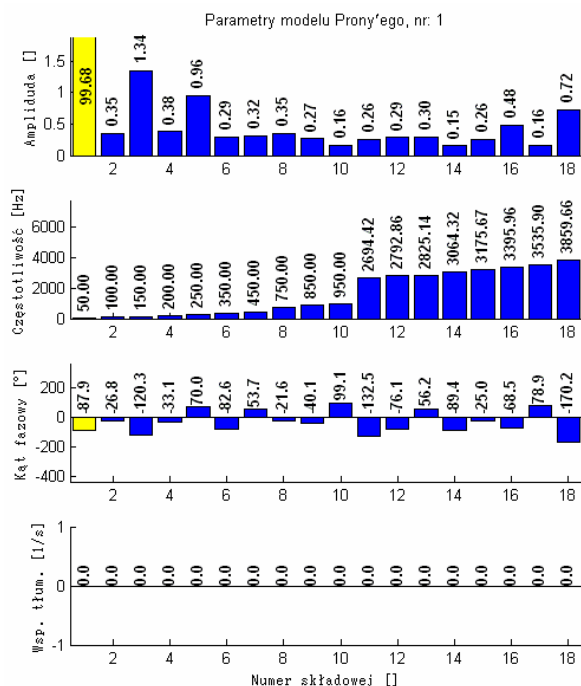
Rys. 6.57. Parametry modeli Prony'ego dla fragmentu sygnału (sygnał rzeczywisty: „Syg_m_02”).



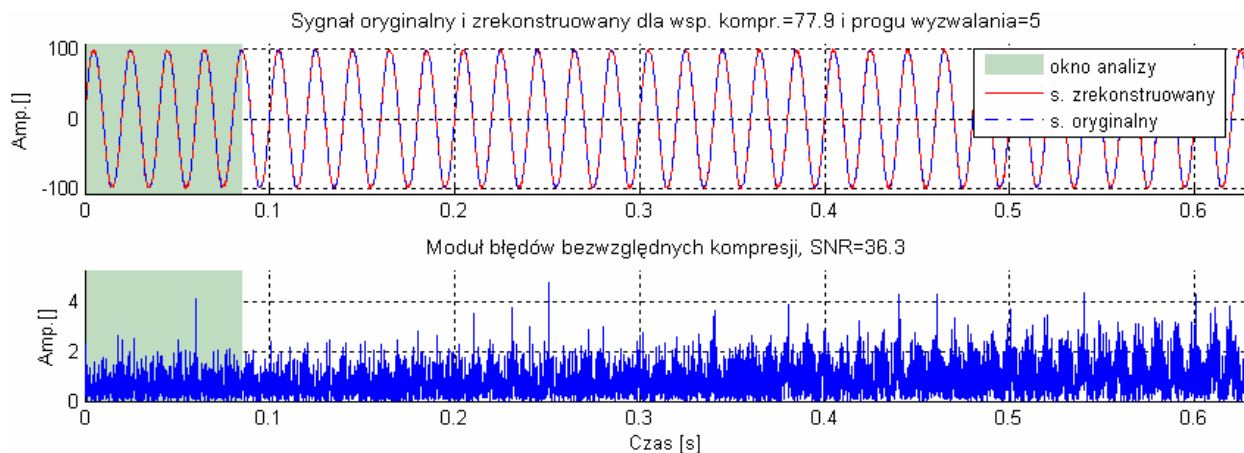
Rys. 6.58. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał rzeczywisty: „Syg_m_02”).



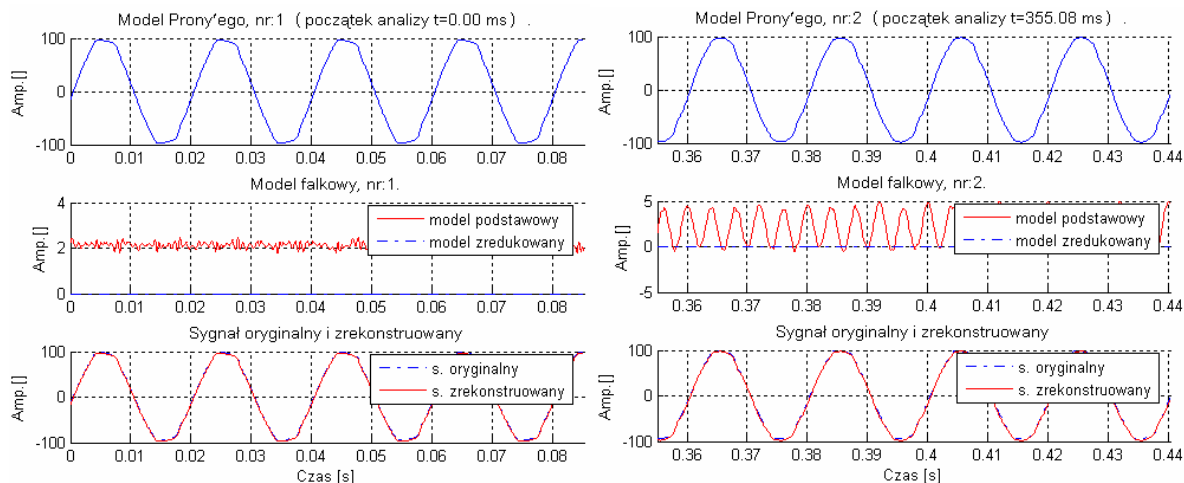
Rys. 6.59. Modele Prony’ego oraz falkowy dla fragmentu sygnału poddanego analizie i rekonstrukcji (sygnał rzeczywisty: „Syg_m_03”).



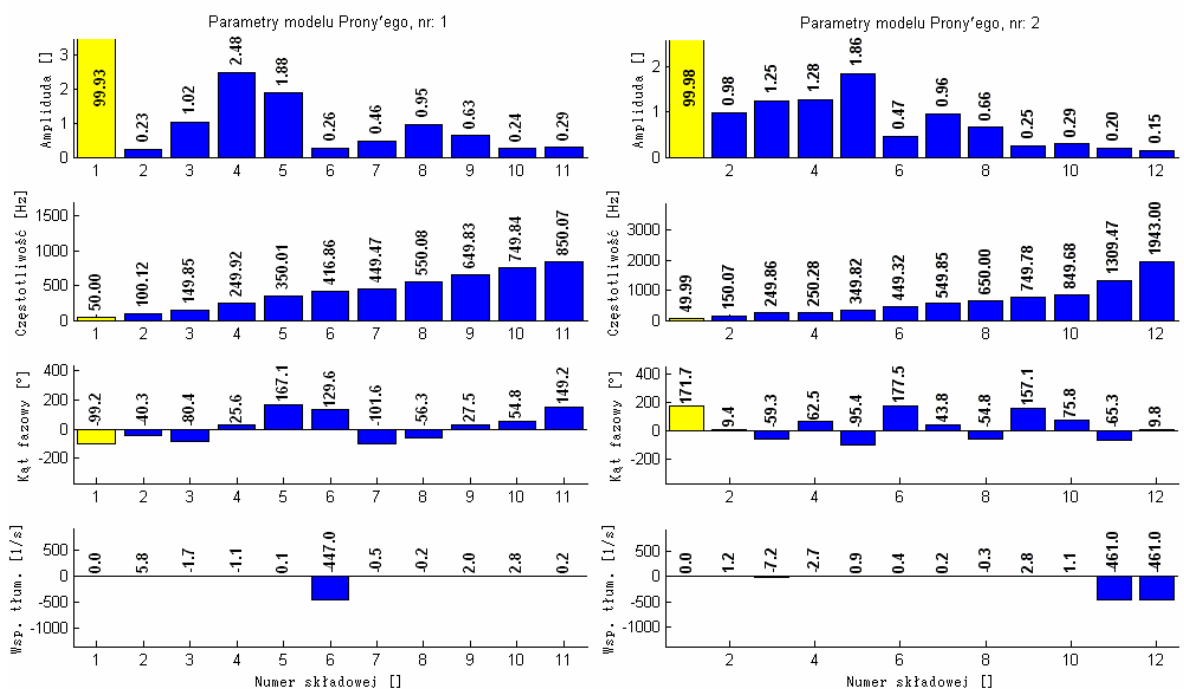
Rys. 6.60. Parametry modelu Prony’ego dla fragmentu sygnału (sygnał rzeczywisty: „Syg_m_03”).



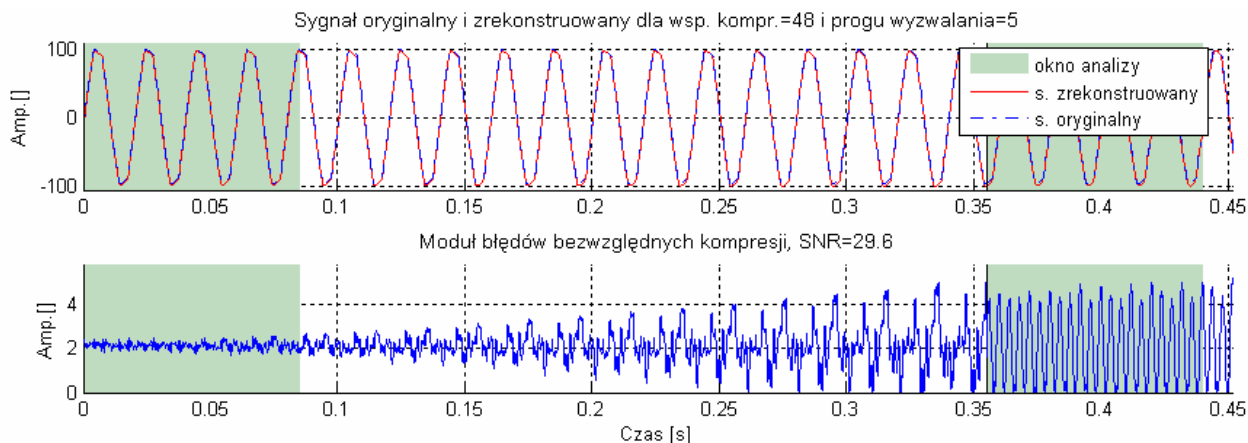
Rys. 6.61. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał rzeczywisty: „Syg_m_03”).



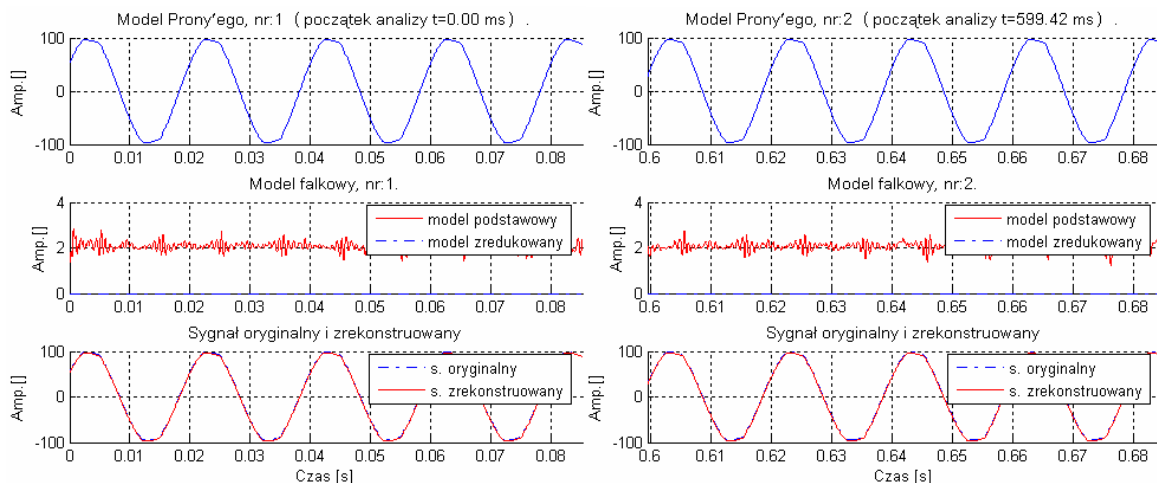
Rys. 6.62. Modele Prony'ego oraz falkowe dla fragmentu sygnału poddanego analizie i rekonstrukcji (sygnał rzeczywisty: „Syg_m_04”).



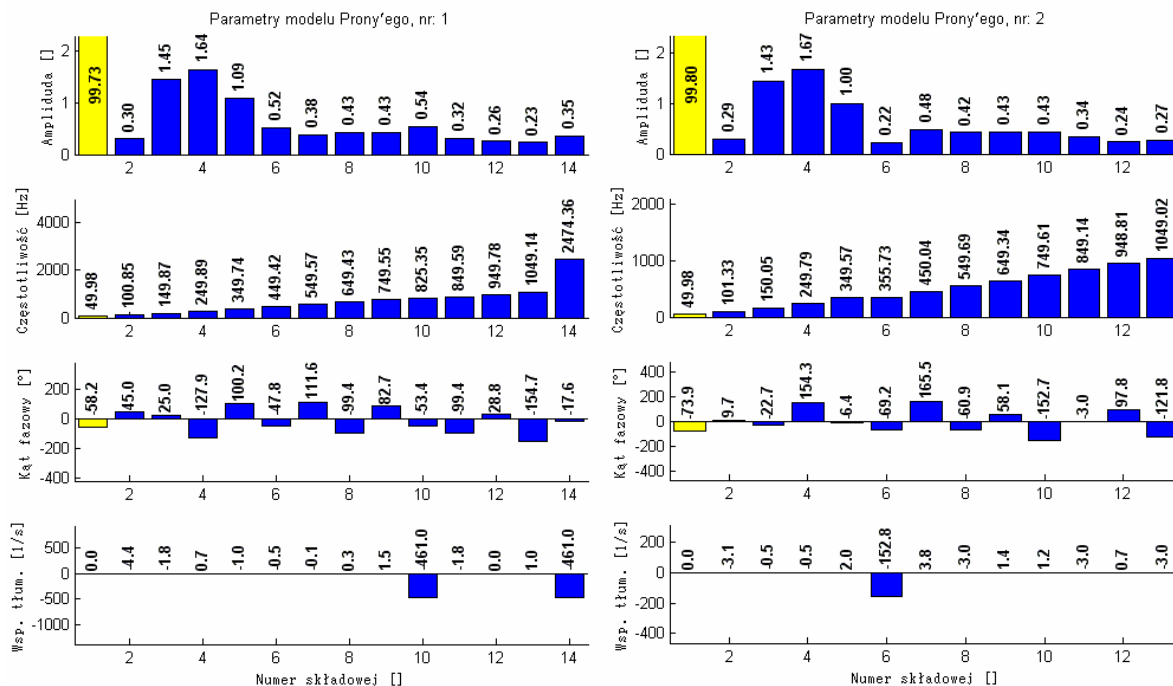
Rys. 6.63. Parametry modeli Prony'ego dla fragmentu sygnału (sygnał rzeczywisty: „Syg_m_04”).



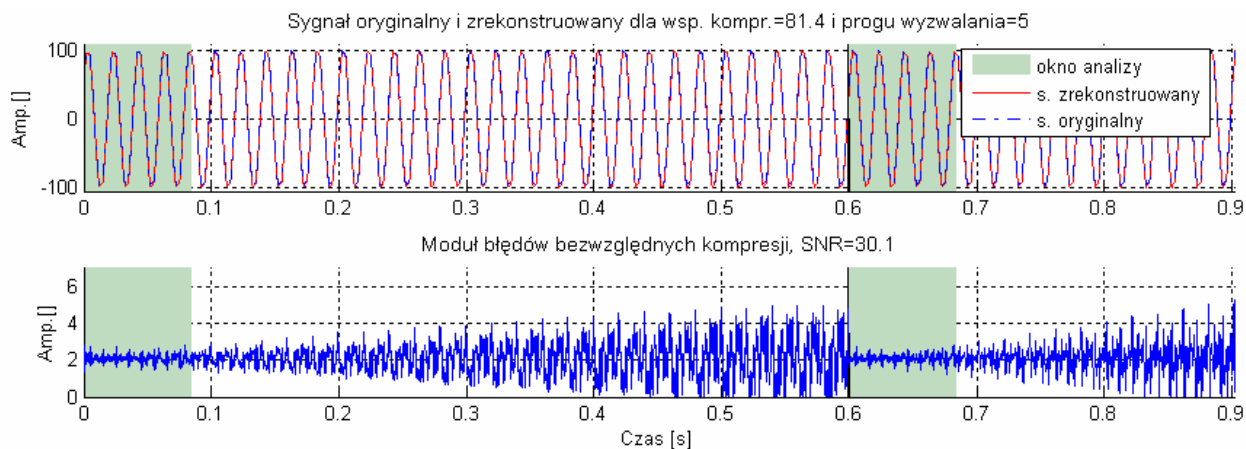
Rys. 6.64. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał rzeczywisty: „Syg_m_04”).



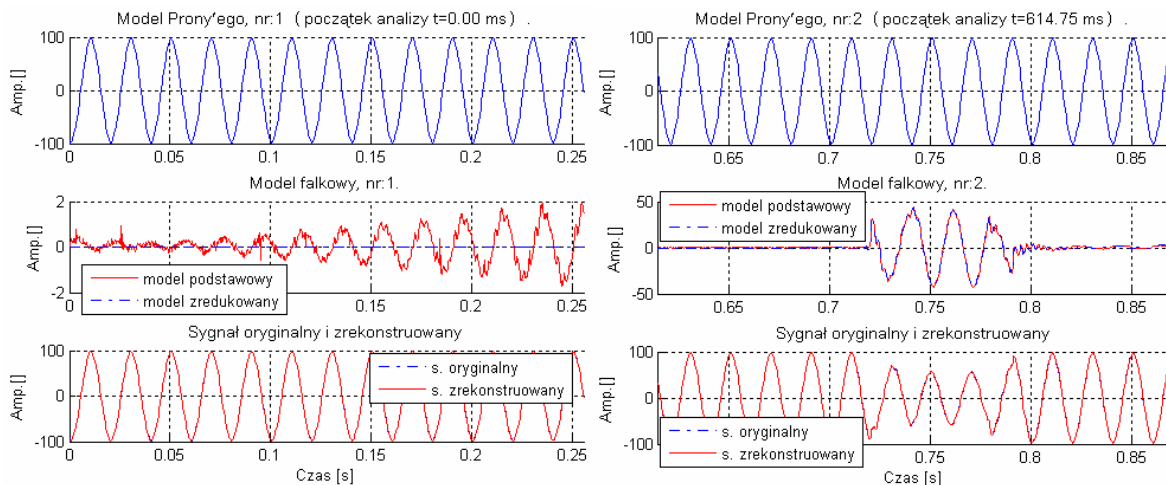
Rys. 6.65. Modele Prony'ego oraz falkowe dla fragmentu sygnału poddanego analizie i rekonstrukcji (sygnał rzeczywisty: „Syg_m_05”).



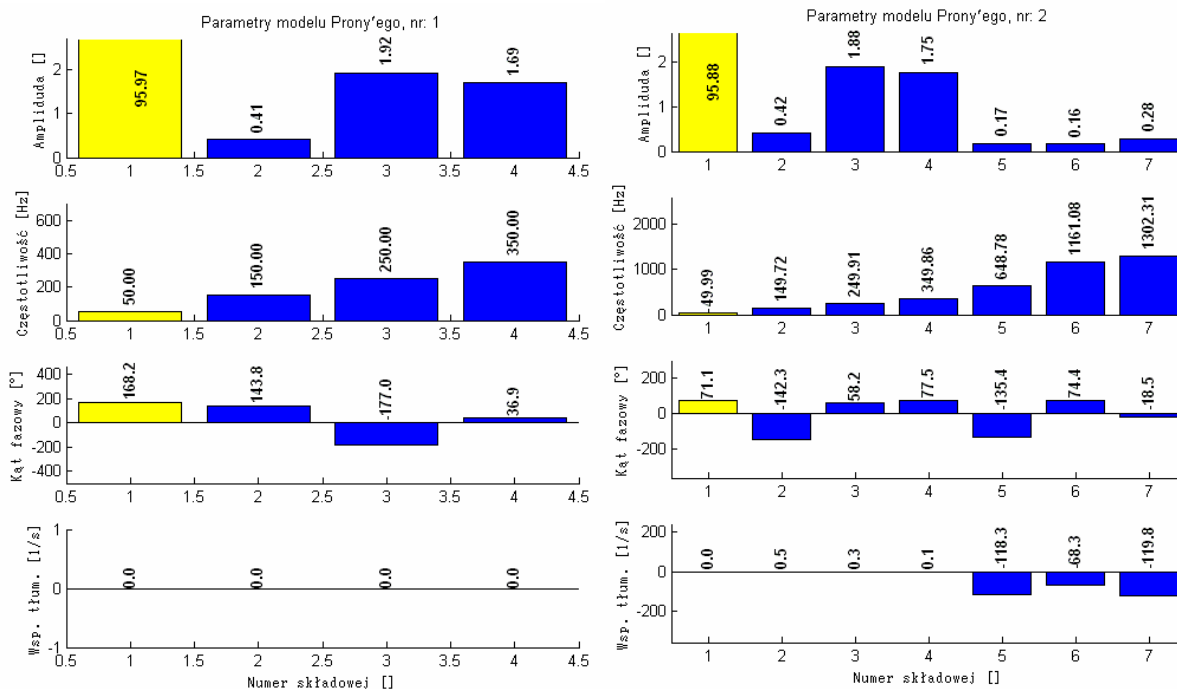
Rys. 6.66. Parametry modeli Prony'ego dla fragmentu sygnału (sygnał rzeczywisty: „Syg_m_05”).



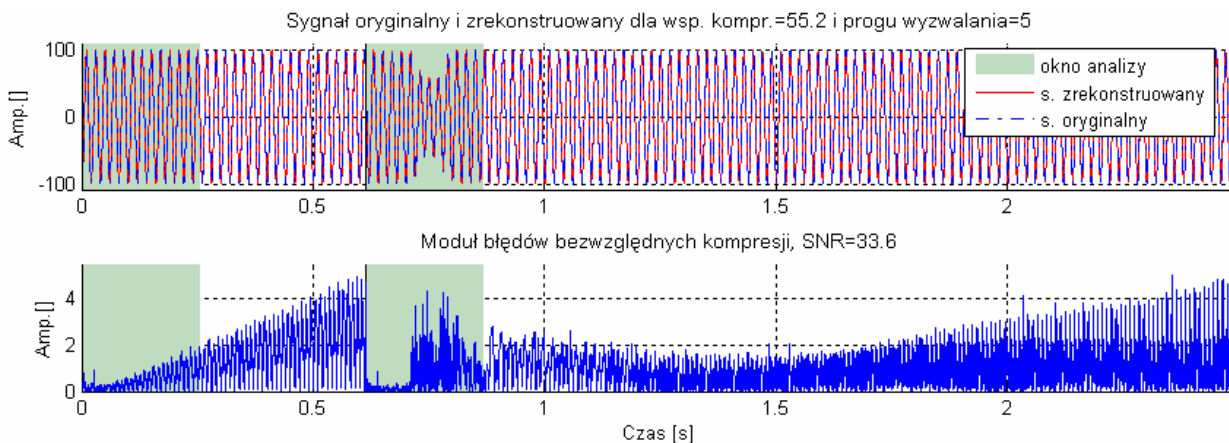
Rys. 6.67. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał rzeczywisty: „Syg_m_05”).



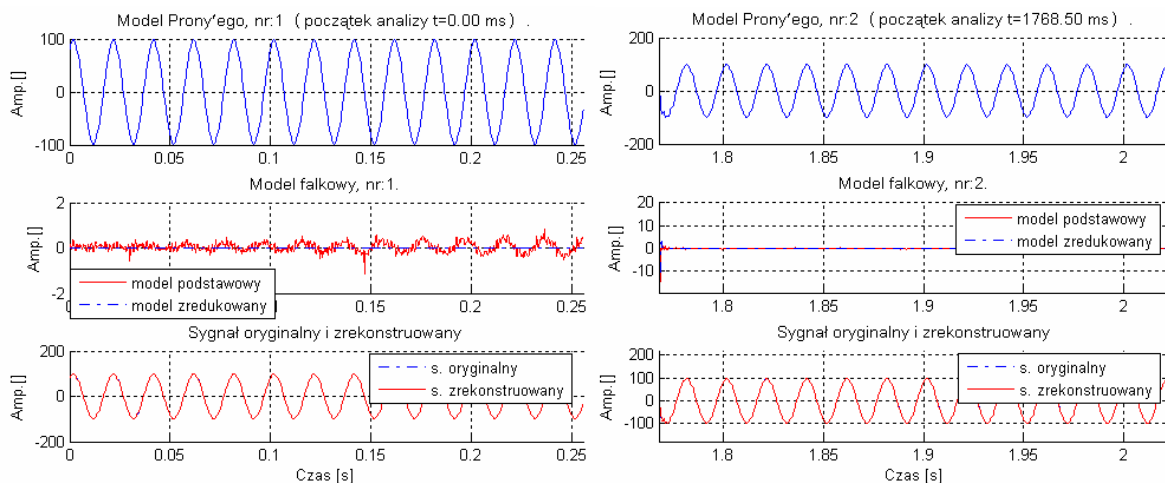
Rys. 6.68. Modele Prony'ego oraz falkowe dla fragmentu sygnału poddanego analizie i rekonstrukcji (sygnał rzeczywisty: „Syg_j_01”).



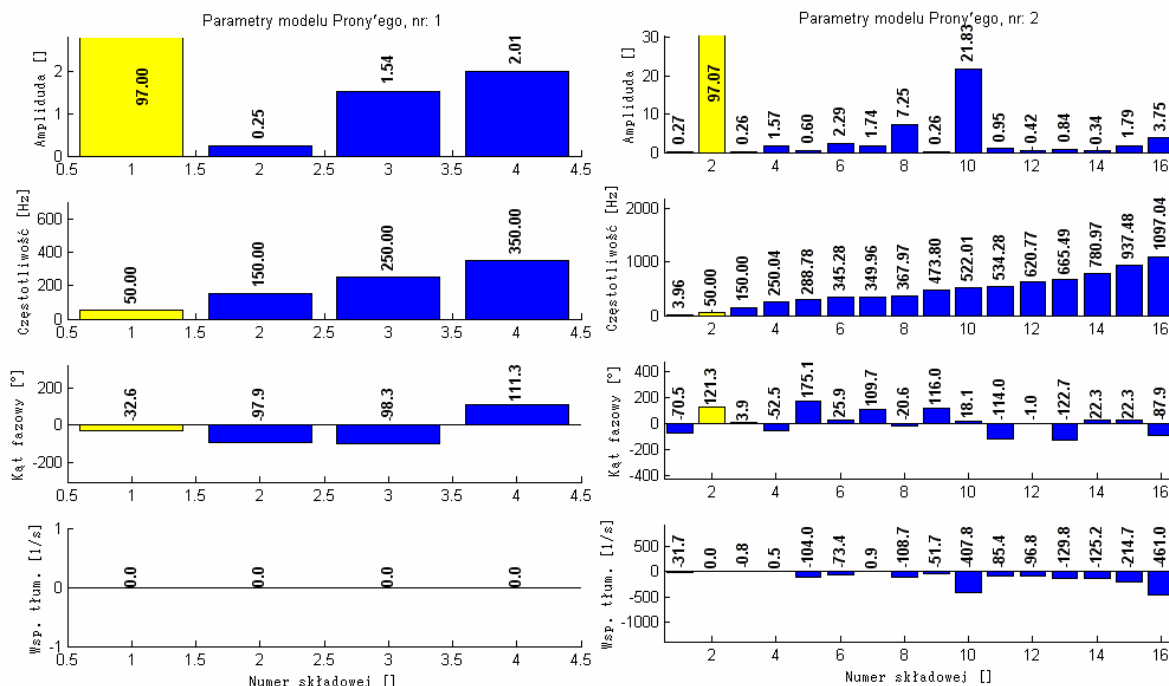
Rys. 6.69. Parametry modeli Prony'ego dla fragmentu sygnału (sygnał rzeczywisty: „Syg_j_01”).



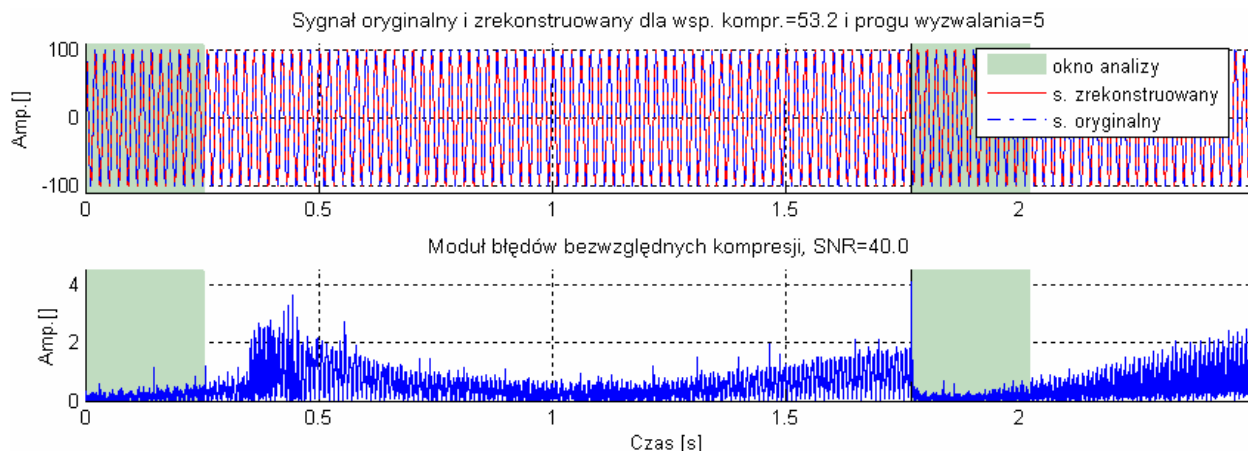
Rys. 6.70. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał rzeczywisty: „Syg_j_01”).



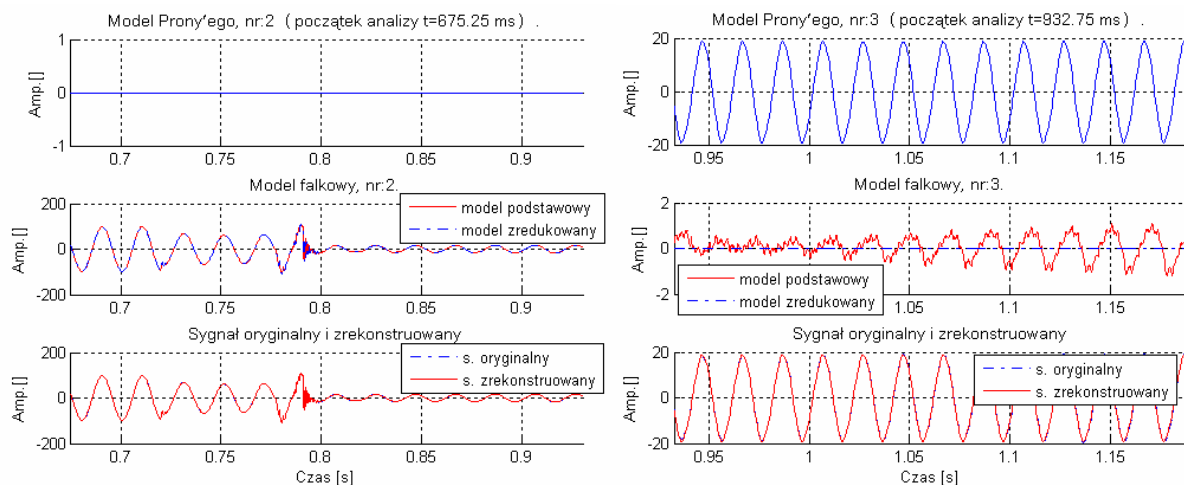
Rys. 6.71. Modele Prony'ego oraz falkowe dla fragmentu sygnału poddanego analizie i rekonstrukcji (sygnał rzeczywisty: „Syg_j_02”).



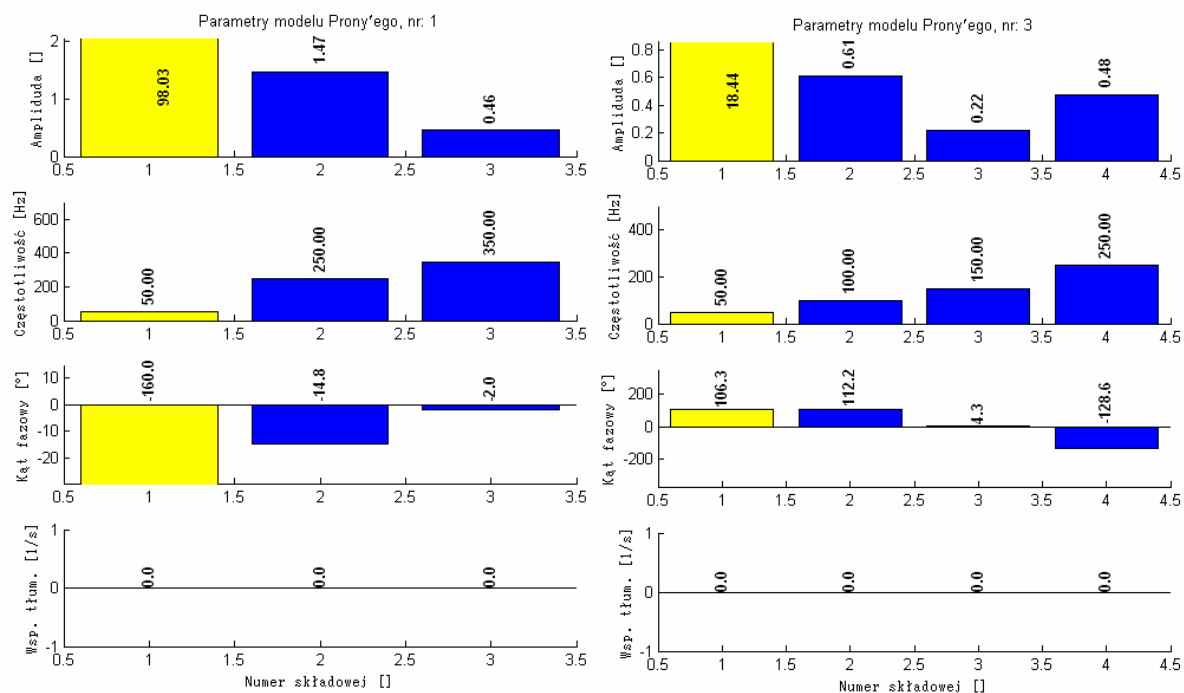
Rys. 6.72. Parametry modeli Prony'ego dla fragmentu sygnału (sygnał rzeczywisty: „Syg_j_02”).



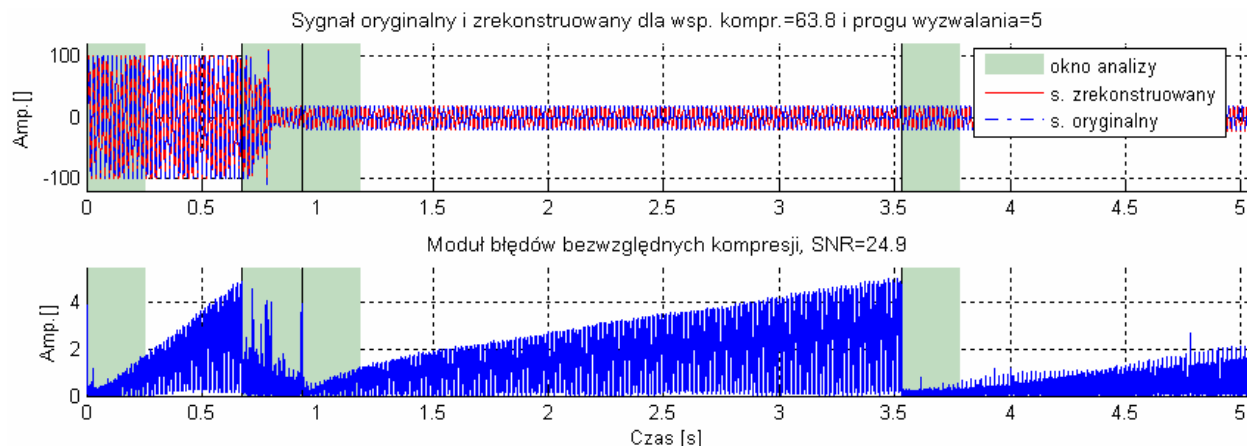
Rys. 6.73. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał rzeczywisty: „Syg_j_02”).



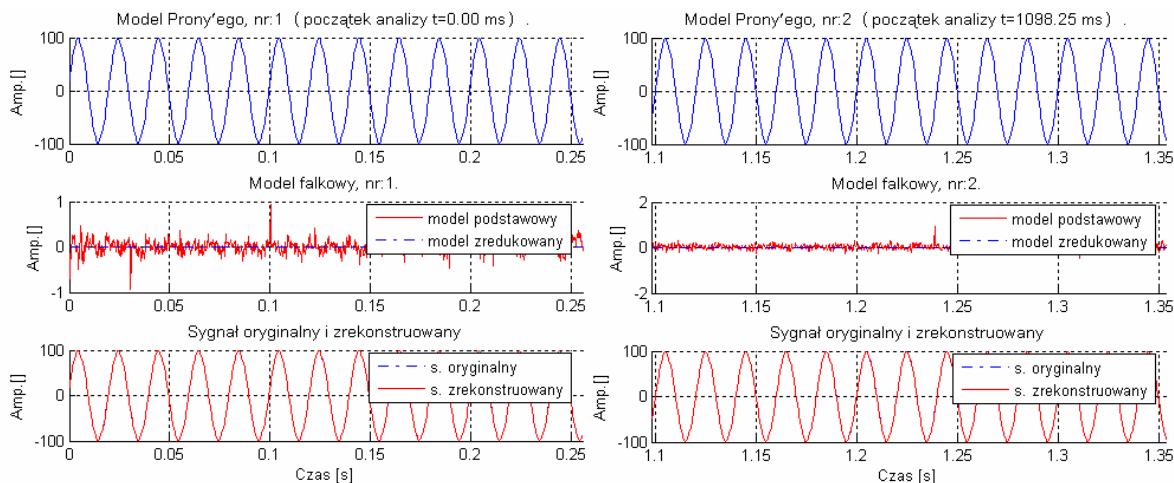
Rys. 6.74. Modele Prony'ego oraz falkowe dla fragmentu sygnału poddanego analizie i rekonstrukcji (sygnał rzeczywisty: „Syg_j_03”).



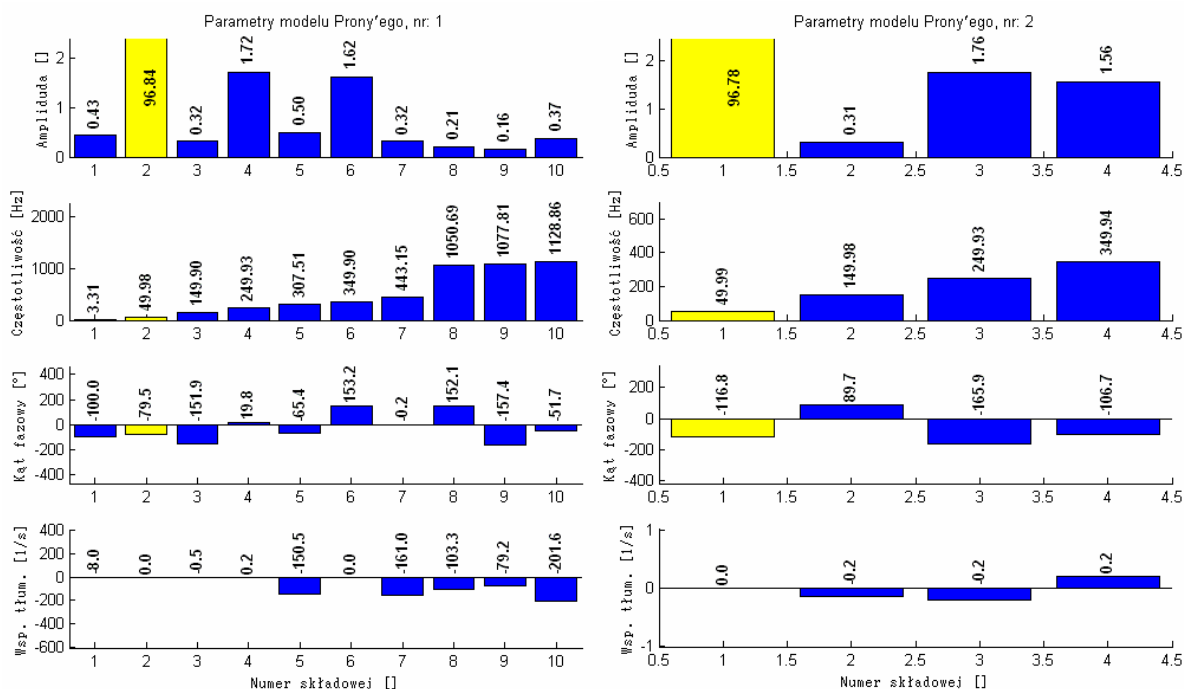
Rys. 6.75. Parametry modeli Prony'ego dla fragmentu sygnału (sygnał rzeczywisty: „Syg_j_03”).



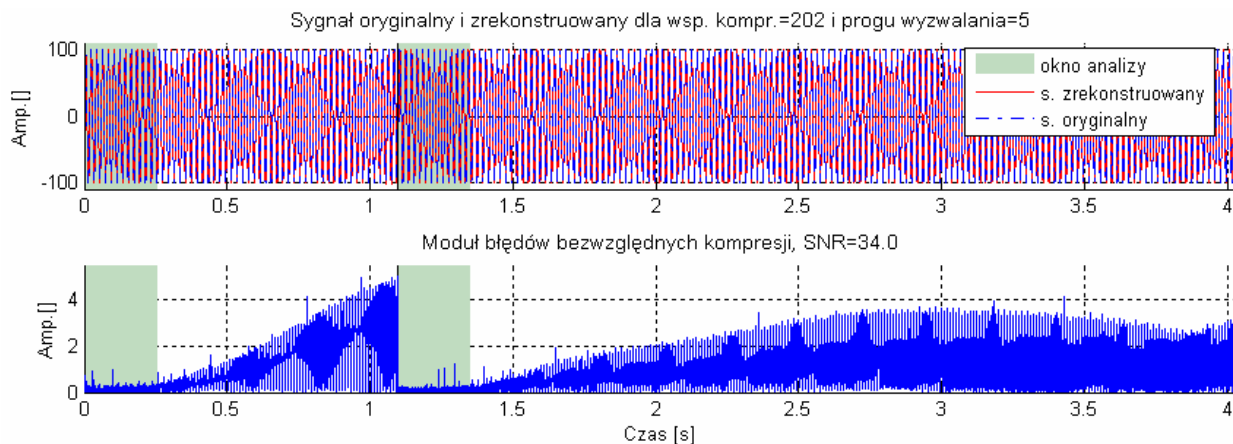
Rys. 6.76. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał rzeczywisty: „Syg_j_03”).



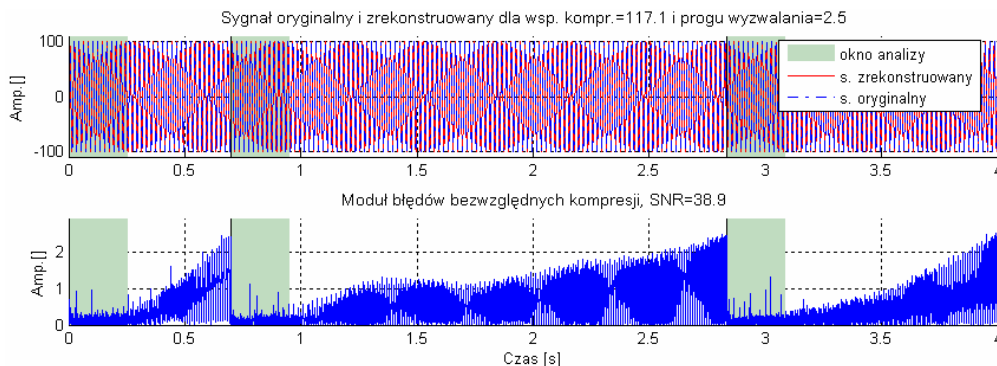
Rys. 6.77. Modele Prony'ego oraz falkowe dla fragmentu sygnału poddane analizie i rekonstrukcji (sygnał rzeczywisty: „Syg_j_04”).



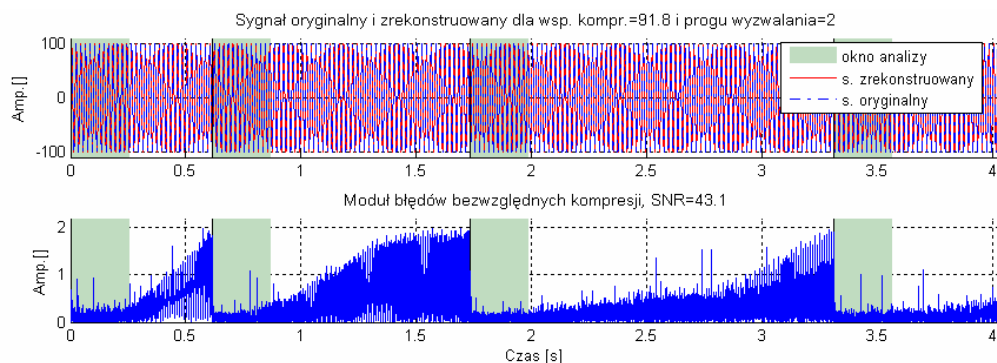
Rys. 6.78. Parametry modeli Prony'ego dla fragmentu sygnału (sygnał rzeczywisty: „Syg_j_04”).



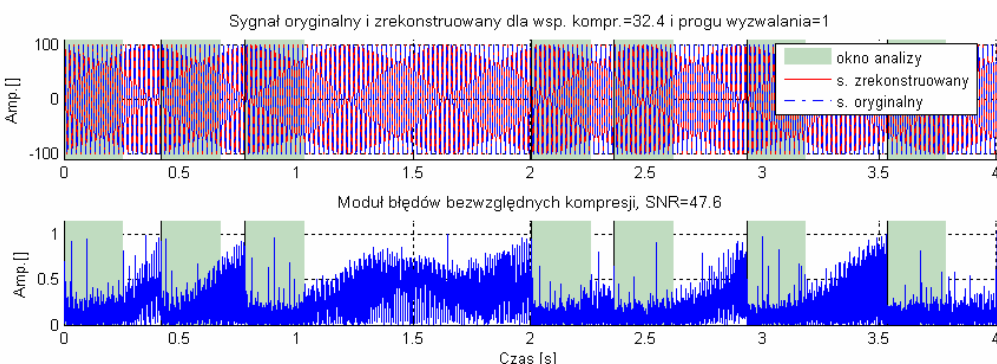
Rys. 6.79. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał rzeczywisty: „Syg_j_04”).



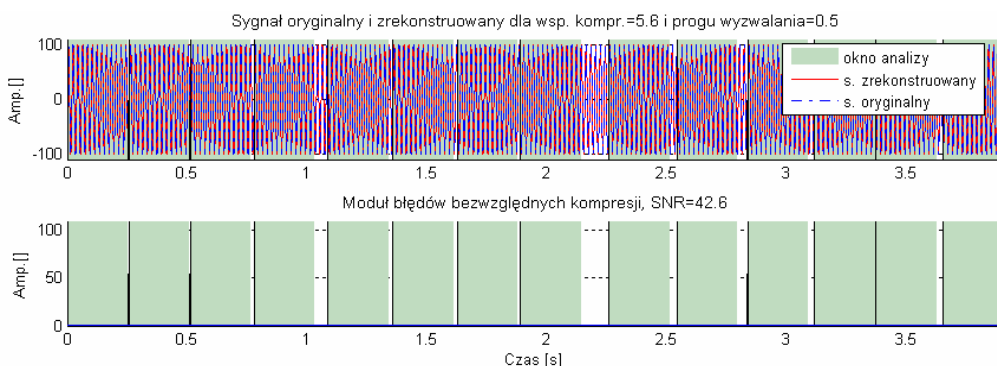
Rys. 6.80. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał rzeczywisty: „Syg_j_04”) dla innej nastawy progu wyzwalania.



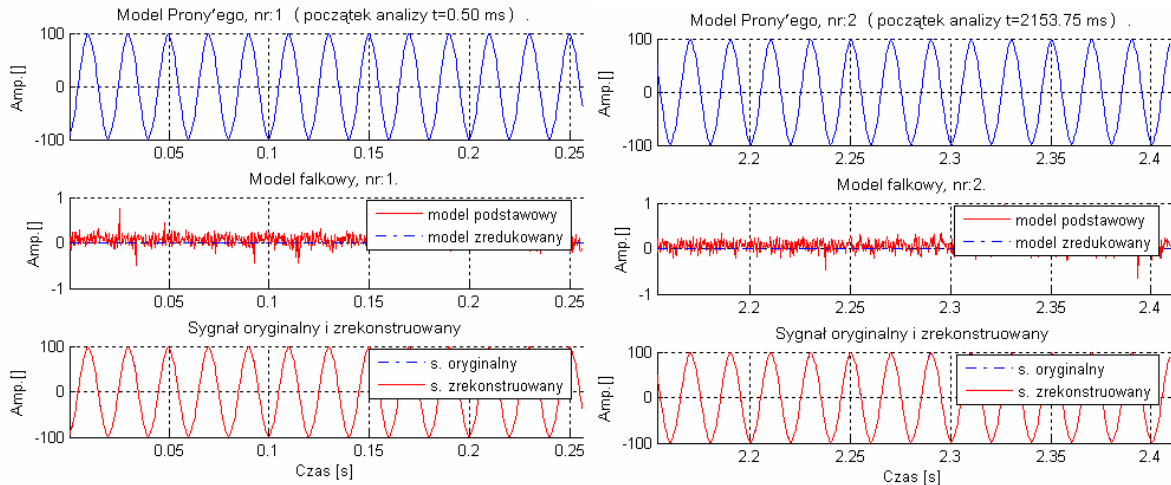
Rys. 6.81. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał rzeczywisty: „Syg_j_04”) dla innej nastawy progu wyzwalania.



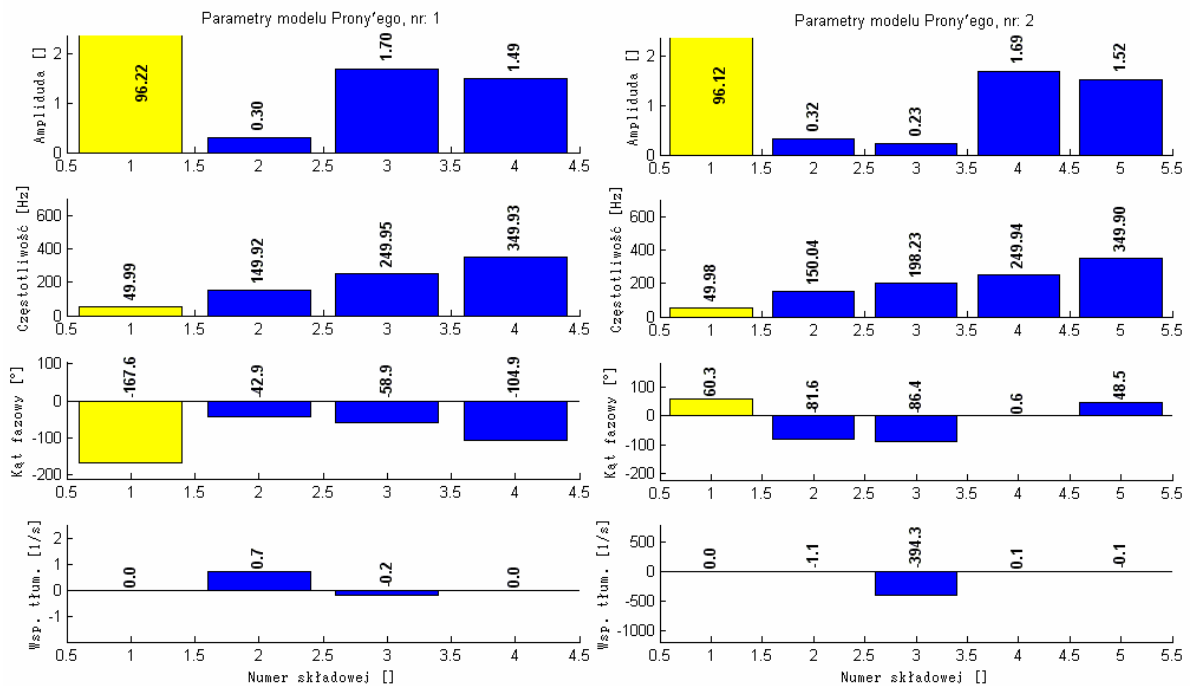
Rys. 6.82. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał rzeczywisty: „Syg_j_04”) dla innej nastawy progu wyzwalania.



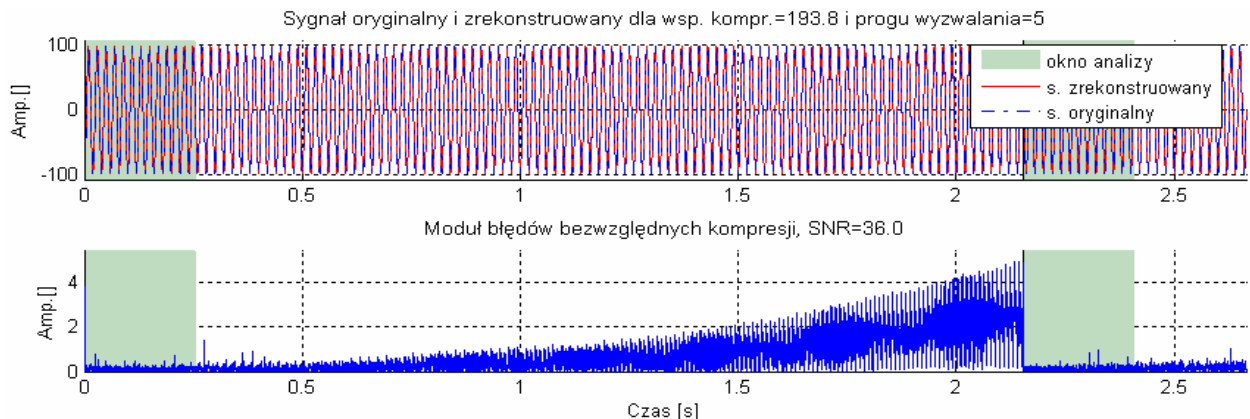
Rys. 6.83. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał rzeczywisty: „Syg_j_04”) dla innej nastawy progu wyzwalania.



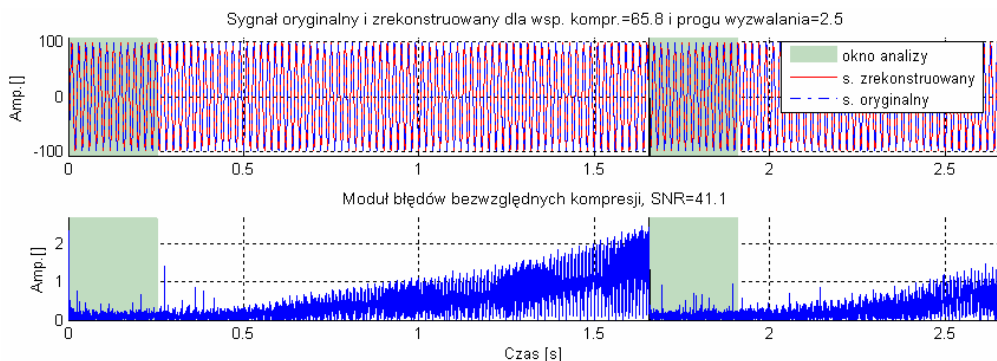
Rys. 6.84. Modele Prony'ego oraz falkowe dla fragmentu sygnału poddanego analizie i rekonstrukcji (sygnał rzeczywisty: „Syg_j_05”).



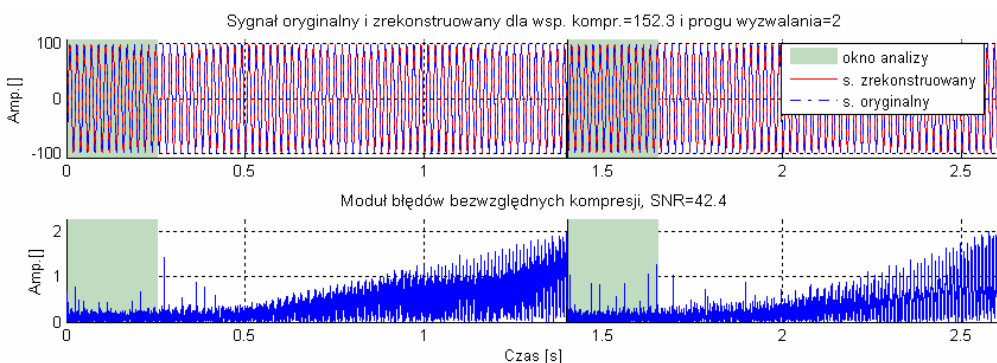
Rys. 6.85. Parametry modeli Prony'ego dla fragmentu sygnału (sygnał rzeczywisty: „Syg_j_05”).



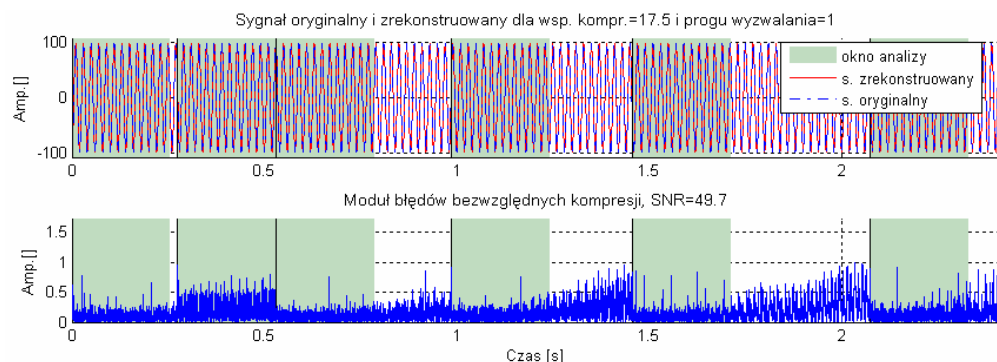
Rys. 6.86. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał rzeczywisty: „Syg_j_05”).



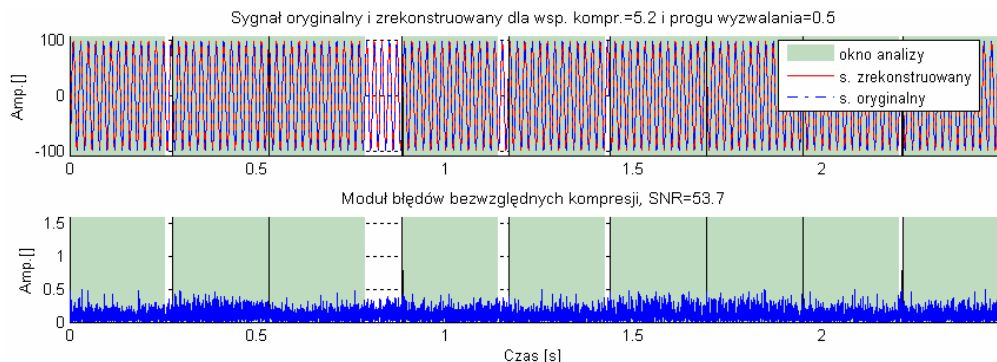
Rys. 6.87. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał rzeczywisty: „Syg_j_05”) dla innej nastawy progu wyzwalania.



Rys. 6.88. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał rzeczywisty: „Syg_j_05”) dla innej nastawy progu wyzwalania.



Rys. 6.89. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał rzeczywisty: „Syg_j_05”) dla innej nastawy progu wyzwalania.

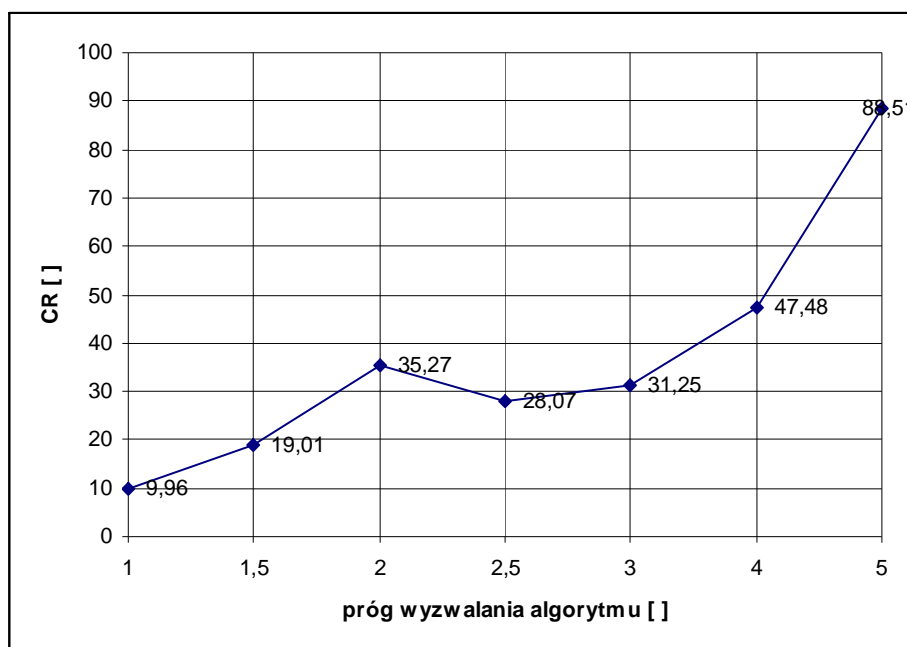


Rys. 6.90. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał rzeczywisty: „Syg_j_05”) dla innej nastawy progu wyzwalania.

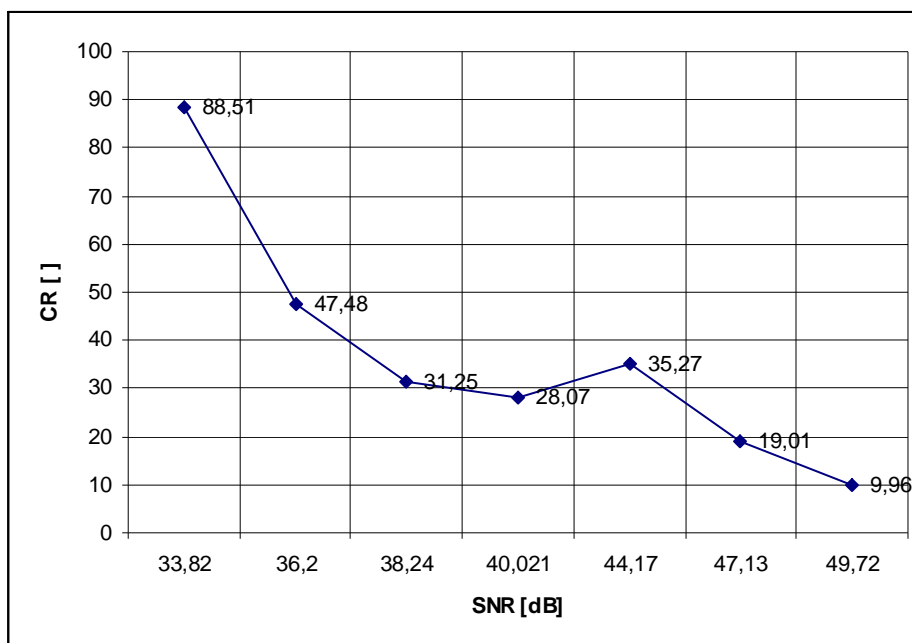
Analiza i kompresja danych pomiarowych sygnału z sieci elektroenergetycznej...

Tabela 6.20. Zestawienie parametrów algorytmu dla kompresji sygnałów rzeczywistych przy ustalonym progu wyzwalania algorytmu ($P_w=5$).

Sygnał testowy	Współczynnik kompresji	Błędy rekonstrukcji	Ilość modeli	Długość sygnału	Ilość modeli / czas
	CR []	SNR [dB]	[]	[s]	[1/s]
Syg_m01	9,8	38,5	4	0,70	5,71
Syg_m02	100,0	35,2	2	0,83	2,41
Syg_m03	77,9	36,3	1	0,63	1,59
Syg_m04	48,0	29,6	2	0,50	4,00
Syg_m05	81,4	30,1	2	0,90	2,22
Syg_j01	55,2	33,6	2	2,50	0,80
Syg_j02	53,2	40,0	2	2,50	0,80
Syg_j03	63,8	24,9	4	5,00	0,80
Syg_j04	202,0	34,0	2	4,00	0,50
Syg_j05	193,8	36,0	2	2,60	0,77
Wartość średnia	88,5	33,8			1,96



Rys. 6.91. Zależność współczynnika kompresji (CR) od nastawionego progu wyzwalania algorytmu - wartości średnie dla wszystkich analizowanych sygnałów rzeczywistych.



Rys. 6.92. Zależność współczynnika kompresji (CR) od błędów rekonstrukcji (SNR) - wartości średnie dla wszystkich analizowanych sygnałów rzeczywistych.

6.2.3. Wnioski

W pierwszym etapie symulacji, przeprowadzonych dla przedstawionej w rozdziale 5 autorskiej metody analizy i kompresji sygnału elektroenergetycznego, wygenerowano szereg sygnałów testowych (rozdział 6.2.1.).

Sygnały te miały przedstawić najczęstsze zakłócenia (zdarzenia) występujące w sieciach elektroenergetycznych, które zostały przytoczone w rozdziale 2.

W kolejnym etapie zamodelowane sygnały poddano analizie proponowaną metodą, a następnie porównano wyniki ze znanymi parametrami tych sygnałów. Poniżej zestawiono wnioski z poszczególnych grup symulacji.

Badania przeprowadzone dla harmonicznych obejmowały zbiór sygnałów złożonych ze składowej podstawowej oraz składowych harmonicznych o maksymalnych poziomach dopuszczalnych przez normę PN-EN 50160 [92] w przyjętym zakresie do 25 harmonicznej. Wyniki uzyskane podczas kompresji tych sygnałów zamieszczono na rys. 6.25. – rys. 6.27. oraz w dodatku (rys. 9.31. – rys. 9.36.).

Badany algorytm wykrył wszystkie składowe sygnałów (rys. 6.26., rys. 9.32., rys. 9.35.) opisane w tabelach: tabela 6.3. – tabela 6.5., a parametry wyznaczonych harmonicznych zostały obliczone z dokładnością mieszczącą się w wymogach normatywnych, dotyczących analizy parametrów jakości energii [91] – [107] (zestawienie wymogów przedstawia tabela 2.5.).

Pewne minimalne rozbieżności parametrów wyznaczonego modelu Prony'ego z sygnałem można zaobserwować analizując wyniki z dodatkowego członu algorytmu kompresji – członu analizy falkowej, mającego charakter korygujący model Prony'ego (rys. 5.7.). Powstała różnica sygnałów – generowanego przez model oraz sygnału analizowanego – widoczna jest na rysunkach opisanych jako model falkowy: rys. 6.25., rys. 9.31., rys. 9.34. (linie ciągłe). Amplituda różnic waha się w zakresie $\pm 0,01$. Maksymalne wartości różnic w sensie bezwzględny, są mniejsze od założonego progu wyzwalania nowej estymacji, pokazanego w opisie rysunków rys. 6.27., rys. 9.33., rys. 9.36. z tego też powodu

kompresja falkowa jest pomijana, a model falkowy sygnałów jest wektorem zerowym (linia przerywana na rysunkach: rys. 6.25., rys. 9.31., rys. 9.34.).

Sygnały oryginalne oraz zrekonstruowane z modułami błędów bezwzględnych rekonstrukcji przedstawiono na rys. 6.27., rys. 9.33., rys. 9.36. Zaznaczono na nich także (ciemniejsze prostokąty) fragmenty sygnałów, na podstawie których obliczany był model Prony'ego oraz wykonywana analiza falkowa.

Sygnały poddane kompresji są stacjonarne. Ich parametry nie zmieniają się w czasie, a dokładność wyznaczonych modeli Prony'ego jest na tyle duża, że nie obserwuje się zjawiska narastania błędów bezwzględnych rekonstrukcji sygnałów w czasie. Z tej przyczyny model wyznaczony na początku każdego fragmentu sygnału, jest zgodny z sygnałem na całej jego długości. W takim przypadku współczynnik kompresji CR jest bardzo duży i zwiększa się liniowo przy liniowym wzroście rozmiaru kompresowanych danych. Również współczynnik SNR , określający stosunek amplitudy sygnału oryginalnego do poziomu błędów rekonstrukcji jest bardzo wysoki, ograniczony jedynie dokładnością estymacji parametrów modelu Prony'ego.

Prezentowany algorytm nadaje się także – w sensie zgodności dokładności estymacji składowych z normami – do wyznaczania interharmonicznych oraz subharmonicznych zawartych w sygnale elektroenergetycznym. Wyniki analizy przykładowych zakłóceń tego typu przedstawiono na rysunkach rys. 6.28. – rys. 6.30., rys. 9.37. – rys. 9.39. dla interharmonicznych (parametry opisane w tabelach 6.6. i 6.7.) oraz rys. 9.40. – rys. 9.42. dla subharmonicznych (parametry zestawione w tabeli 6.8.).

Kolejna grupa sygnałów oprócz składowej podstawowej (50Hz) i harmonicznych zawierała składowe sinusoidalne eksponencjalnie tłumione, reprezentujące zdarzenia oscylacyjne przejściowe. Opis poszczególnych sygnałów zestawiono w tabelach: tabela 6.9. – tabela 6.12., a wyniki analiz na rysunkach: rys. 6.31. – rys. 6.33. oraz rys. 9.43. – rys. 9.51. Testy przeprowadzono dla pojedynczych zdarzeń oscylacyjnych, o różnych częstotliwościach oraz czasach trwania, wzorując się na zestawieniach z rozdziału 2 (rys. 2.7. i tabela 2.1.). Wszystkie składowe zostały poprawnie wykryte z dopuszczalnym błędem (według norm).

Błąd lokalizacji w czasie danego zdarzenia zależy od czasu narostu amplitudy zakłócenia do wartości powyżej progu wyzwalania nowej estymacji. W analizowanych sygnałach założono czas narostu większy od okresu próbkowania sygnałów, dlatego też błąd ten był minimalny. W wielu przypadkach błąd ten ze względu na charakter zakłócenia (bardzo krótkie czasy narostu) może być pominięty lub nie ma większego znaczenia diagnostycznego.

Kolejną grupę symulacji przeprowadzono dla sygnałów zawierających zdarzenia impulsowe (tabela 6.13. – tabela 6.15.). Przy zakłóceniach o charakterze impulsowym model Prony'ego może generować znaczną liczbę wyestymowanych składowych w szerokim zakresie częstotliwości. Wynika to z faktu, że zdarzenia impulsowe posiadają widma o szerokim spektrum częstotliwości. Dokładność modelowania zdarzeń tego typu metodą Prony'ego jest ograniczona do założonego maksymalnego rozmiaru modelu (metoda Prony'ego nie jest odpowiednia do modelowania widm „gładkich” (rozdział 5.4.)). Dodatkowo mogą także sporadycznie występować (nawet mimo iteracyjnego doboru rozmiaru modelu) problemy ze złym uwarunkowaniem macierzy w metodzie. W takich przypadkach znaczenia nabiera analiza sygnału wykonana dodatkowym modułem falkowym w algorytmie kompresji, która szczególnie dobrze nadaje się do kompresji tego typu sygnałów. Moduł analizy falkowej koryguje sygnał z modelu Prony'ego. Dzięki temu możliwe jest uzyskanie błędów rekonstrukcji kompresowanego sygnału na zadanym poziomie, kosztem nieznacznego zmniejszenia współczynnika kompresji.

Dzięki zastosowaniu analizy falkowej, możliwe jest także poprawne działanie algorytmu, przy nakładających się lub występujących w tym samym oknie zdarzeniach różnego typu.

Analiza Prony'ego w takich przypadkach jako metoda nienależąca do grupy analiz czasowo – częstotliwościowych, powodowałaby uśrednianie parametrów składowych w danym oknie.

Analizy przeprowadzone dla przykładowych sygnałów zawierających zdarzenia impulsowe zamieszczono na rysunkach: rys. 6.34. – rys. 6.36. oraz rys. 9.52. – rys. 9.60.

Następne symulacje obejmowały analizę zmian wartości skutecznej. Przeanalizowano przykładowe zdarzenia takie jak: zapady, przerwy oraz przepięcia. Wyniki opisanych symulacji przedstawiają rysunki: rys. 6.37. – rys. 6.45., rys. 9.61. – rys. 9.63. W zależności od czasu trwania zakłócenia udział kompresji falkowej był zmienny, uzależniony od dokładności wyznaczania modelu Prony'ego oraz stacjonarności sygnału w oknie analizy.

Kolejne symulacje dotyczyły sygnałów z wahaniami (zmianami) częstotliwości składowej podstawowej oraz harmonicznymi. Algorytm wykrywa zmiany częstotliwości z założoną w normach dokładnością $\pm 0,01\text{Hz}$ (symulacje przedstawione na rysunkach: rys. 6.46. – rys. 6.48., rys. 9.64. – rys. 9.66.). Płynna zmiana częstotliwości w dość długim czasie (na przykład w całym oknie analizy) powoduje jednak pojawianie się błędów estymacji parametrów (symulacje z rysunków: rys. 9.67. – rys. 9.69.), nasilających się znacznie przy większych wartościach wahań częstotliwości. Wskazuje to na nieprzydatność metody Prony'ego do analiz sygnałów tego typu. W przyszłości należałoby rozważyć możliwość dołączenia modułu analizy z wykorzystaniem transformacji Wignera-Ville'a przystosowanej do analiz sygnałów o zmieniającej się w czasie częstotliwości składowych sygnału.

Ostatni etap symulacji przeprowadzonych dla sygnałów zamodelowanych polegał na dodaniu do sygnałów złożonych ze składowej podstawowej (50Hz) oraz harmonicznymi, szumu białego, a następnie poddaniu sygnału wynikowego analizie i kompresji.

Stwierdzono znaczne zmniejszenie współczynnika kompresji sygnału przy udziale szumu na poziomie $SNR = 50\text{dB}$ oraz błędy wyznaczania parametrów w modelu Prony'ego (rys. 6.49. – rys. 6.51.). Szum na poziomie $SNR = 60\text{dB}$ oraz 70dB nie wpływał już tak znacząco na algorytm, co pokazano na rysunkach: rys. 9.70. – rys. 9.72. oraz rys. 9.73. – rys. 9.75.

Dla większości zamodelowanych sygnałów, poddanych kompresji proponowanym algorytmem, uzyskano wysokie współczynniki kompresji oraz niskie zniekształcenia rekonstrukcji. Wynikało to z faktu istnienia prostych modeli tych sygnałów. W kolejnej serii symulacji, w celu ostatecznej weryfikacji algorytmu, analizie i kompresji poddano sygnały rzeczywiste. Symulacje przeprowadzono dla sygnałów z dwóch różnych grup, opisanych na początku rozdziału 6.2.2. Uzyskane wyniki przedstawiono na rysunkach: rys. 6.53. – rys. 6.90. Wyznaczone parametry dla poszczególnych sygnałów (amplituda, częstotliwość) pokrywają się z widmami amplitudowymi tych sygnałów, zamieszczonymi w dodatku 9.4. Pewne rozbieżności mogą wynikać z faktu, że analiza Fouriera dla tych sygnałów została wykonana dla całych sygnałów, w celu poprawienia rozdzielczości częstotliwościowej analizy, a nie dla fragmentów sygnałów, jak to miało miejsce w metodzie Prony'ego, w prezentowanym algorytmie.

Zestawienie parametrów kompresji dla poszczególnych sygnałów rzeczywistych przedstawiono w tabeli 6.20. Na rysunkach 6.91. oraz 6.92. przeanalizowano zależność współczynnika kompresji od założonego progu wyzwalania nowej estymacji oraz od błędów rekonstrukcji sygnałów. Przytoczone zestawienia są wartościami średnimi, obliczonymi na podstawie wszystkich analizowanych sygnałów rzeczywistych. Z przedstawionych wykresów wynika, że korzystniej jest ze względu na możliwość uzyskania wysokiego współczynnika kompresji, dobierać dużą wartość parametru wyzwalania nowej estymacji. Duża wartość tego parametru nie wpływa na dokładność estymacji parametrów sygnału, a jedynie na częstotliwość generowania nowych modeli oraz wartość błędów rekonstrukcji sygnału. Zbyt duża wartość omawianego parametru może natomiast powodować trudności z interpretacją zdarzeń przy przeglądaniu czasowych postaci sygnałów zrekonstruowanych.

7. Podsumowanie

W pracy przedstawiono wykorzystanie zaawansowanych metod cyfrowego przetwarzania sygnałów w analizie oraz kompresji sygnałów z sieci elektroenergetycznych.

W pierwszej części pracy opisano najczęściej spotykane rodzaje zakłóceń występujących w sieciach elektroenergetycznych. Dokonano także zestawienia parametrów jakości energii elektrycznej oraz normalizacji dotyczących opisywanej problematyki.

Kolejna część pracy zawiera skrócony przegląd nowoczesnych metod cyfrowej analizy sygnałów. Przytoczono także obowiązujące obecnie wymogi normatywne stawiane metodom analizy sygnałów, stosowanych do oceny jakości energii elektrycznej.

W następnym rozdziale przedstawiono przegląd rozwijanych aktualnie metod kompresji sygnałów elektroenergetycznych, z uwzględnieniem algorytmów kompresji oraz parametrów poszczególnych metod.

W drugiej części pracy przedstawiono alternatywną do powszechnie stosowanej transformacji Fouriera (metody FFT) analizę Prony'ego w zastosowaniu do wyznaczania parametrów jakości energii. Przeanalizowano i porównano właściwości metod Prony'ego w wersji oryginalnej oraz najmniejszych kwadratów. Dodatkowo wskazano interesujące cechy opisanych metod w odniesieniu do analizy fourierowskiej oraz zwrócono uwagę na pewne niedogodności, w praktycznych implementacjach badanej metody (np.: problemy ze złym uwarunkowaniem macierzy).

W następnej części pracy przeanalizowano możliwości zastosowania metody Prony'ego do modelowania sygnału elektroenergetycznego, a następnie na bazie metody Prony'ego najmniejszych kwadratów zaprojektowano algorytm kompresji sygnału, oparty o schemat kompresji typu analiza-synteza.

W kolejnym etapie pracy, po analizie charakteru zakłóceń występujących w sygnałach elektroenergetycznych algorytm rozszerzono o metodę czasowo – częstotliwościowej analizy sygnałów – dyskretną transformację falkową DWT. Zrealizowano implementację programistyczną zaprojektowanej metody w środowisku obliczeniowo – programistycznym Matlab.

W części badawczej pracy przeanalizowano autorską metodę analizy i kompresji, wykorzystującą połączoną metodę Prony'ego najmniejszych kwadratów oraz dyskretną transformację falkową, w zastosowaniu do kompresji sygnałów elektroenergetycznych. Dodatkowo przeanalizowano możliwość wyznaczania parametrów jakości energii elektrycznej.

Zrealizowano badania symulacyjne opracowanej metody obejmujące szereg zamodelowanych zjawisk (zakłóceń) występujących w sieciach elektroenergetycznych takich jak: harmoniczne, interharmoniczne, zakłócenia oscylacyjne przejściowe, zjawiska impulsowe, zjawiska o charakterze szumowym, zapady, przepięcia itp. Kolejne badania wykonane zostały dla serii sygnałów rzeczywistych w celu ostatecznej weryfikacji funkcjonalności algorytmu.

Na podstawie przeprowadzonych badań stwierdzono przydatność autorskiej metody do kompresji sygnałów elektroenergetycznych. Algorytm umożliwia płynną regulację stosunku współczynnika kompresji CR do błędów rekonstrukcji SNR .

Porównując przedstawione w pierwszej części pracy, rozwijane obecnie metody kompresji sygnałów elektroenergetycznych z przedstawionym algorytmem można uznać ją za metodę o najwyższym współczynniku kompresji, dla pewnego przedziału błędów rekonstrukcji. Wysoki współczynnik kompresji został osiągnięty dzięki zastosowaniu eksponencjalnego modelu sygnału elektroenergetycznego, uzupełnionego o transformację falkową, do modelowania zjawisk o charakterze impulsowym.

Dodatkową zaletą prezentowanej metody jest możliwość obliczania, dzięki modelowaniu Prony'ego, parametrów jakości energii (dotyczy to harmonicznych, interharmonicznych oraz

zdarzeń przejściowych). Zauważono jednak sporadycznie pojawiające się problemy z poprawnością wyników metody Prony'ego, występujące dla sygnałów o widmach „gładkich”.

Dzięki prezentowanej metodzie możliwa staje się znaczna redukcja baz sygnałów elektroenergetycznych. Przy użyciu modelowania Prony'ego możliwe jest uzyskanie informacji o parametrach sygnału bezpośrednio z algorytmu kompresji. Ułatwiona jest także identyfikacja oraz lokalizacja charakterystycznych cech zaburzeń, które mogą powodować brak kompatybilności urządzeń podłączonych do danej sieci, z czułymi odbiornikami. Zaburzeń, które przy zastosowaniu klasycznych narzędzi analizy sygnału elektroenergetycznego, takich jak analiza Fouriera, są bardzo często pomijane w wyniku uśredniania w oknie.

Dalsze badania skoncentrują się nad implementacją sprzętową przedstawionego algorytmu. Dzięki temu możliwe będzie między innymi zmniejszenie wymogów dotyczących rozmiarów pamięci (przeznaczonych na dane) instalowanych w urządzeniach monitorujących.

Kolejnym etapem prac może być także implementacja w algorytmie kompresji dodatkowego modułu (na przykład transformacji Wignera-Ville'a), przeznaczonego do modelowania sygnałów o zmieniającej się w czasie częstotliwości (efekt występujący przy gwałtownym obciążeniu sieci elektroenergetycznej).

Należy także rozważyć obok wyzwalania amplitudowego dodanie innych sposobów wyzwalania nowej estymacji parametrów, np.: wyzwalania poziomem zadanej harmonicznej. W celu dalszego zwiększenia współczynnika kompresji dla rejestracji sygnałów wielofazowych, należy rozważyć także możliwość wykorzystania korelacji sygnałów pomiędzy poszczególnymi fazami.

8. Literatura

- [1] Angrisani L., Daponte M., D'Apuzzo M., Testa A.: *A Measurement Method Based on the Wavelet Transform for Power Quality Analysis*, IEEE Transactions On Power Delivery, Vol.13, No. 4, October 1998, pp. 990-999.
- [2] Assis de Oliveira Nascimento F.: *Data compression algorithm for transient recording system*, Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 1997, ISIE '97, Vol. 3, July 1997, pp. 1126-1130.
- [3] Basu M.; Basu B.: *Application of wavelet transform for power quality (PQ) disturbance analysis*, Power Electronics, Machines and Drives, 2004, pp. 269-273.
- [4] Białasiewicz J.: *Falki i aproksymacje*. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 2004.
- [5] Brito N. S. D., Souza B. A., Pires F. A. C.: *Daubechies Wavelets in Quality of Electrical Power*, 8th International Conference on Harmonics and Quality of Power, 14-16 October 1998, Athens, pp. 511-515.
- [6] Chaari O., Bastad P., Meunier M.: *Prony's method: An Efficient Tool For The Analysis Of Earth Fault Currents In Petersen-Coil-Protected Networks*, IEEE Transactions On Power Delivery, Vol.10, No. 3, July 1995, pp. 1234-1241.
- [7] Charoy A.: *Zakłócenia w urządzeniach elektronicznych*, Tom I, WNT Warszawa 1999.
- [8] Chi-Jui Wu, Tsu-Hsun Fu, Chaung-Wei Wu: *Discrete wavelet transform applied to data compression of waveforms with harmonics and voltage flicker*, Power Engineering Society Winter Meeting, 2002, IEEE, Vol. 2, January 2002, pp. 1141-1146.
- [9] Dash P. K., Jena R. K., Panda G., Routray A.: *An extended complex Kalman filter for frequency measurement of distorted signals*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, August 2000, Vol. 49, Iss 4, pp. 746-753.
- [10] Dash P. K., Liew A. C., Salama M. M. A., Mishra B. R., Jena R. K.: *A new approach to identification of transient power quality problems using linear combiners*, Electric Power Systems Research, Jun-1999, Vol. 51, Iss 1, pp. 1-11.
- [11] Dash P. K., Liew A. C., Swain D. P., Mishra B.: *Fast tracking of transient power system signals using fuzzy LMS algorithm*, International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 1998, Vol. 20, Iss 8, pp. 555-561.
- [12] Dash P. K., Mishra B. R., Jena R. K., Liew A. C.: *Estimation of power system frequency using adaptive notch filters*, International Conference on Energy Management and Power Delivery(EMPD 98), 3-5 March 1998, Vol. 1, pp. 143-148.
- [13] Dash P. K., Mishra S., Salama M. M. A., Liew A. C.: *Classification of Power System Disturbances Using a Fuzzy Expert System and a Fourier Linear Combiner*, IEEE Transactions on Power Delivery, April 2000, Vol. 15, No. 2, pp. 472-477.
- [14] Dash P. K., Panigrahi B. K. Sahoo D. K., Panda G.: *Power Quality Disturbance Data Compression, Detection, and Classification Using Integrated Spline Wavelet and S-Transform*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 18, No.2, April 2003, pp. 595-600.
- [15] Dash P. K., Pradhan A. K., Panda G., Jena R. K., Panda S. K.: *On-line tracking of time varying harmonics using an integrated extended complex Kalman filter and Fourier linear combiner*, IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, 23-27 Jan. 2000, Vol.3, pp. 1575-1580.
- [16] Dash P. K., Pradhan A. K., Panda G.: *Frequency estimation of distorted power system signals using extended complex Kalman filter*, IEEE Transactions on Power Delivery, Jul-1999, Vol. 14, Iss 3, pp. 761-766.

- [17] Dash P. K., Swain D. P., Liew A. C., Rahman S.: *An adaptive linear combiner for on-line tracking of power system harmonics*, IEEE Transactions on Power Systems, Nov-1996, Vol. 11, Iss 4, pp. 1730-1735.
- [18] Donoho D. L., Vetterli M., DeVore R. A., Daubechies I.: *Data compression and harmonic analysis*, IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 44, No. 6, October 1998, pp. 2435-2476.
- [19] Ece D. G., Gerek Ö. N.: *Power Quality Analysis Using An Adaptive Decomposition Structure*, International Conference on Power Systems Transients – IPST 2003, New Orleans, USA, pp. 1-5.
- [20] Englert H., Stenzel J.: *Automated classification of Power Quality Events Using Speech Recognition Techniques*, Power Systems Computation Conference - 14th PSCC, Sevilla, 24-28 June 2002, Session 16, Paper 6, pp. 1-7.
- [21] Fahmy M. F., Hasan Y. M. Y.: *Novel Scheme for Compact Orthogonal Modified-Prony Representation of Signals*, IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology, 2005, pp. 690-693.
- [22] Fek M., Varkonyi-Kóczy A. R., Boucher J. M.: *Joint Speech and Audio Coding Combining Sinusoidal Modeling and Wavelet Packets*, , EUROSPEECH '2001, Scandinavia, September 2001, pp. 2311-2314.
- [23] Flisowski Z.: *Przebiecia: przyczyny, skutki oraz sposoby ich ograniczania*, Ciągłość i jakość zasilania (Sympozjum) Konstancin-Jeziorna, 30 czerwca 2003, s. 45-56.
- [24] Gerek O. N., Ece D. G., Barkana A.: *Covariance analysis of voltage waveform signature for power-quality event classification*, IEEE Transactions on Power Delivery, October 2006, Vol. 21, No. 4, pp. 2022-2031.
- [25] Gerek Ö. N., Ece D. G.: *2-D Analysis and Compression of Power-Quality Event Data*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 19 , No. 2 , April 2004, pp. 791-798.
- [26] Gerek Ö. N., Ece D. G.: *A 2D representation for analysis and coding of power quality events*, 2003 International Conference on Image Processing, Vol. 2, September 2003, pp. III - 561-565.
- [27] Gerek Ö. N., Ece D. G.: *An Adaptive Statistical Method For Power Quality Analysis*, IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, February 2005, Vol. 54, No. 1, pp. 184-191.
- [28] Gerek Ö. N., Ece D. G.: *Power Quality Event detection using Joint 2D-Wavelet Subspaces*, IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, Vail, CO, USA, May-2003, pp. 1460-1464.
- [29] Guo-Sheng Hu, Jing Xie, Feng-Feng Zhu: *Classification of Power Quality Disturbances Using Wavelet and Fuzzy Support Vector Machines*, Proceeding of the Fourth International Conference on Machine Learning and Cybernetics, Guangzhou, August 2005, pp. 3981-3984.
- [30] Hamid E. Y., Kawasaki Zen-Ichiro: *Wavelet-Based Data Compression of Power System Disturbances Using the Minimum Description Length Criterion*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 17, No.2, April 2002, pp. 460-466.
- [31] Hamid E.Y., Kawasaki Z., Yoshida H., Doi H.: *Wavelet and Wavelet Packet Data Compression of Power System Disturbances*, The Transactions of The Institute of Electrical Engineers of Japan - IEEJ, September 2001 Vol. 121-B, No. 9.
- [32] Hanzelka Z.: *Jakość energii elektrycznej (parametry, pomiary, ocena) wyzwaniem dla automatyki elektroenergetycznej*, Automatyka elektroenergetyczna czynnikiem doskonalenia jakości zasilania i użytkowania energii elektrycznej (Sympozjum), Wrocław, 27 stycznia 2004, s. 9-30.
- [33] Hanzelka Z.: *Jakość Energii Elektrycznej*, Międzynarodowa Konferencja jubileuszowa z okazji 50 lecia EAIE, Kraków, 7-8 czerwca 2002, s. 65-68.

- [34] Hanzelka Z.: *Podstawowe wymagania w zakresie jakości energii elektrycznej oraz możliwości ich spełnienia*, Wpływ jakości zasilania na koszty energii elektrycznej (Symposium) Lubin 15 listopada 2004, s. 4-25.
- [35] Hanzelka Z.: *Proces łączenia baterii kondensatorów*, Kompensacja mocy biernej a jakość energii elektrycznej (Symposium) Olsztyn, 10 grudnia 2003, s. 37-48.
- [36] Hanzelka Z.: *Wahania napięcia*, Ciągłość i jakość zasilania (Symposium), Tarnów, 25 listopada 2003, s. 51-61.
- [37] Hanzelka Z.: *Wyższe harmoniczne napięć i prądów*, Ciągłość i jakość zasilania (Symposium) Tarnów, 25 listopada 2003, s. 98-111.
- [38] He H., Starzyk J. A.: A Self-Organizing Learning Array System for Power Quality Classification Based on *Wavelet Transform*, IEEE Transactions On Power Delivery, Vol. 21, No. 1, January 2006, pp. 286-295.
- [39] Heydt G. T., Fjeld P. S., Liu C. C., Pierce D., Tu L., Hensley G.: *Application of the Windowed FFT to Electric Power Quality Assessment*, IEEE Transactions On Power Delivery, Vol. 14, No. 4, October 1999, pp. 1411-1416.
- [40] Hong-Tzer Yang, Chiung-Chou Liao: *A De-Noising Scheme for Enhancing Wavelet-Based Power Quality Monitoring System*, IEEE Transactions On Power Delivery, Vol. 16, No. 3, July 2001, pp. 353-360.
- [41] <http://enormy.pl>, 2007 – Polskie Normy
- [42] <http://pl.wikipedia.org>, 2006 – Wikipedia – Wolna Encyklopedia
- [43] <http://www.dranetz-bmi.com/>, 2007 – Dranetz-BMI
- [44] <http://www.ti.com/>, 2007 – Texas Instruments
- [45] <http://www.zlib.net/>, 2007 – ZLIB Home Site
- [46] Jun-Zhe Yang, Chih-Wen Liu: *A Precise Calculation of Power System Frequency*, IEEE Transactions On Power Delivery, Vol. 16, No. 3, July 2001, pp. 361-366.
- [47] Kestin T. S., Karoly D. J., Jun-Ichi Yano, Rayner N. A.: *Time-Frequency Variability of ENSO and Stochastic Simulations*, Journal of Climate: Vol. 11, No. 9, pp. 2258–2272.
- [48] Kim H. Lee J. Choi J., Lee S. Kim J.: *Power Quality Monitoring System Using Wavelet-Based Neural Network*, International Conference on Power System Technology – POWERCON, November 2004, pp. 453-458.
- [49] Koglin H. J., Leonowicz Z., Łobos T.: *High-Resolution Spectrum Estimation Methods for Signal Analysis in Power Systems*, IFAC Conference on Technology Transfer in Developing Countries-Automation in Infrastructure Creation CECOM –TT 2000, 5-7 July 2000, Pretoria, South Africa, pp. 98-103.
- [50] Kosicka M.: *Alfred Haar i jego falki*, Przegląd Elektrotechniczny, 5/2003, s. 321-325.
- [51] Kosicka M.: *Transformata falkowa a przekształcenie Fouriera*, Przegląd Elektrotechniczny, 7/1998, s. 175-181.
- [52] Kosicka M.: *Transformaty i ich twórcy*, Przegląd Elektrotechniczny, 7-8/2003, s. 482-485.
- [53] Kosicka M.: *Właściwości transformaty falkowej*, Przegląd Elektrotechniczny, 9/2000, s. 224-229.
- [54] Lelewer D. A., Hirschberg D.S.: *Data compression*. ACM Computing Surveys, 1987, Vol. 19, No. 261.
- [55] Leonardo Power Quality Initiative: *Jakość Zasilania – poradnik*, numery: 3.1.1; 3.4.1; 4.5.1; 5.1.4; 5.2.3; 5.5.1; 6.5.1.
- [56] Leonowicz Z., Łobos T., Rezmer J.: *Spectrum Estimation of Non-Stationary Signals in Power Systems*, International Conference on Power System Transients - IPST 2003, New Orleans, USA, 2003.

- [57] Leonowicz Z., Łobos T., Schegner P.: *Modern Spectral Analysis of Non-Stationary Signals in Electrical Power Systems*, 14th Power System Computation Conference. PSCC, Sevilla, Spain, June 24-28 2002.
- [58] Leonowicz Z., Łobos T., Woźniak K.: *Analysis Of Nonstationary Electric Signals Using The S-Transform*, Międzynarodowa konferencja z podstaw elektrotechniki i teorii obwodów – IC-SPETO, 2005, s. 379-382.
- [59] Leonowicz Z., Łobos T.: *Analysis of Three Phase Signal Using Wigner Spectrum*, XVI International Measurement Confederation World Congress, 25-28 September 2000, Vienna, Austria, pp. 215-220.
- [60] Leonowicz Z., Łobos T.: *Time-Frequency Analysis of Non-Stationary Three Phase Signals*, 15th IFAC World Congress, Barcelona, Spain, 2002.
- [61] Littler T. B., Morrow D. J.: *Wavelets for the Analysis and Compression of Power System Disturbances*, IEEE Transactions On Power Delivery, Vol. 14, No. 2, April 1999, pp. 358-365.
- [62] Lorio F., Magnago F.: *Analysis of data compression methods for power quality events*, Power Engineering Society General Meeting, 2004, IEEE, Vol. 1, June 2004, pp. 504-509.
- [63] Lovisolio L., da Silva E. A. B., Rodrigues M. A. M. Diniz P. S. R.: *Efficient Coherent Adaptive Representations of Monitored Electric Signals in Power Systems Using Damped Sinusoids*, IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 53, No. 10, October 2005, pp. 3831-3846.
- [64] Łobos T., Kozina T., Koglin H.-J.: *Power System Harmonics Estimation Using Linear Least Squares Method and SVD*, 16th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, 24-26 May 1999, Venice, Italy, pp. 789-794.
- [65] Łobos T., Kozina T., Leonowicz Z.: *Advanced Signal Processing Methods of Harmonic Analysis in Power Systems*, IFAC Symposium on Power Plants and Power Systems Control 2000, 26-29 April 2000, Brussels, Belgium, pp. 197-200.
- [66] Łobos T., Kozina T., Leonowicz Z.: *High Resolution Spectrum Estimation Methods for Signal Analysis in Power Electronics and Systems*, The 2000 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 18-31 May 2000, Geneva, Switzerland, pp. 553-556.
- [67] Łobos T., Kozina T., Osowski S.: *Detection of Remote Harmonics Using SVD*, 8th International Conference on Harmonics and Quality of Power, 14-16 October 1998, Athens, Greece, pp. 1136-1140.
- [68] Łobos T., Leonowicz Z., Rezmer J., Koglin H. J.: *Advanced signal processing methods of harmonics and interharmonics estimation*. 7th International Conference on Developments in Power System Protection, 9-12 April 2001, Amsterdam, pp. 315-318.
- [69] Łobos T., Leonowicz Z., Rezmer J., Koglin H. J.: *Advanced signal processing methods of harmonics and interharmonics estimation*. 7th International Conference on Developments in Power System Protection, 9-12 April 2001, Amsterdam, pp. 315-318.
- [70] Łobos T., Leonowicz Z., Rezmer J., Koglin H.-J.: *Advanced Spectrum Estimation Methods for Signal Analysis in Electrical Engineering*, 11th International Symposium on Theoretical Electrical Engineering, 19-22 August 2001, Linz, Austria.
- [71] Łobos T., Leonowicz Z., Rezmer J.: *Advanced Spectrum Estimation Methods for Signal Analysis in Power Electronics*, The 2001 IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives – SDEMPED 2001, 1-3.09.2001, Grado, Italy, pp. 333-337.
- [72] Łobos T., Leonowicz Z., Rezmer J.: *Harmonics and Interharmonics Estimation Using Advanced Signal Processing Methods*, 9th Conference on Harmonics and Quality of Power, 1-4 October 2000, Orlando, Florida USA, pp. 335-340.

- [73] Łobos T., Rezmer J., Koglin H. J.: *Analysis of Power System Transients Using Wavelets and Prony Method*, 2001 IEEE Porto Power Tech Proceedings, 10-13 September 2001, Porto, Portugal.
- [74] Łobos T., Rezmer J., Schegner P.: *Frequency Analysis of Distorted Signals Using Prony Method*, 12th International Conference on Power System Protection, 27-29 September 2000, Bled, Slovenia, pp. 91-96.
- [75] Łobos T., Rezmer J.: *Analiza spektralna sygnałów z zastosowaniem modelu Prony'ego*, Krajowy Kongres Metrologii – KKM 2001, 24-27 czerwca 2001, Warszawa, s. 243-246.
- [76] Łobos T.: *Advanced Spectrum Estimation Methods for Signal Analysis in Power Electronics and Systems*, 6th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation, 19-21 September 2001, Cracow, Poland, pp. 35-48.
- [77] Łobos T.: *Analiza częstotliwościowa zniekształconych sygnałów w systemie elektroenergetycznym*, XXIII Międzynarodowa Konferencja z Podstaw Elektrotechniki i Teorii Obwodów, 24-27.05.2000, Gliwice – Ustroń, s. 229-232.
- [78] Łobos T.: *Zaawansowane metody przetwarzania sygnałów w elektrotechnice*, XXIV Międzynarodowa Konferencja z Podstaw Elektrotechniki i Teorii Obwodów, 23-26.05.2001, Gliwice – Ustroń, s. 7-17.
- [79] Mallat S. G., Zhang Z.: *Matching pursuits with time-frequency dictionaries*, IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 41 Iss. 12, December 1993, pp. 3397-3415.
- [80] Marple S., Lawrence Jr.: *Digital Spectral analysis*, Prentice Hall PTR, New Jersey 1987.
- [81] Marszałkiewicz K.: *Jakość energii elektrycznej w sieciach elektroenergetycznych*, Kompensacja mocy biernej a jakość energii elektrycznej (Symposium) Olsztyn 10 grudnia 2003, s. 59-65.
- [82] Matos M. C., Osorio P. I. M., Ribeiro J. G. T.: *Increasing the In-Bore Velocity Measurements Resolution Using Non "Fourier" Time-Frequency Analysis*, 19th International Symposium of Ballistics, 7-11 May 2001, Interlaken, Switzerland, pp. 341-346.
- [83] Meher S. K., Pradhan A. K., Panda G.: *An integrated data compression scheme for power quality events using spline wavelet and neural network*, Electric Power Systems Research, Vol. 69, Issues 2-3, May 2004, pp. 213-220.
- [84] Mehta K., Russell B. D.: *Data compression for digital data from power systems disturbances: requirements and technique evaluation*, Transactions on Power Delivery, IEEE, Vol. 4, Iss. 3, July 1989, pp. 1683-1688.
- [85] Meunier M., Brouaye F.: *Fourier Transform, Wavelets, Prony analysis: Tools for Harmonics and Quality of Power*, 8th International Conference on Harmonics and Quality of Power, 14-16 October 1998, Athens, pp. 71-76.
- [86] Mieński R., Pawełek R., Wasiak I.: *Jakość energii elektrycznej – parametry, pomiary i ocena*, Zaburzenia w napięciu zasilającym (Seminarium), Łódź 9 czerwca 2003, s. 33-58.
- [87] Min Wang, Mamishev A. V.: *Classification of power quality events using optimal time-frequency representations-Part I: theory*, IEEE Transactions on Power Delivery, July 2004, Vol. 19, No. 3, pp. 1488-1503.
- [88] Ming-Tang Chen, Sakis Meliopoulos A. P.: *Wavelet-based Algorithm for Voltage Flicker Analysis*, 9th International Conference on Harmonics and Quality of Power, 1-4 October 2000, Orlando, Florida USA, pp. 732-738.
- [89] Missala T.: *Kompatybilność elektromagnetyczna urządzeń energoelektroniki – Wymagania dotyczące odporności na zakłócenia elektromagnetyczne*, Przegląd Elektrotechniczny, 7/1997, s. 169-173.

- [90] norma IEEE 1159.3: *IEEE Recommended Practice for the Transfer of Power Quality Data.*
- [91] norma IEC-61000-2-1: *Electromagnetic compatibility (EMC). Environment: Description of the environment – Electromagnetic environment for low-frequency conducted disturbances and signaling in public power supply systems.*
- [92] norma PN-EN 50160: *Parametry napięcia zasilającego w publicznych sieciach rozdzielczych.*
- [93] norma PN-EN 61000-2-4: *Kompatybilność elektromagnetyczna – Środowisko – Poziomy kompatybilności dotyczące zaburzeń przewodzonych małej częstotliwości w sieciach zakładów przemysłowych.*
- [94] norma PN-EN 61000-3-2: *Kompatybilność elektromagnetyczna. Dopuszczalne poziomy. Dopuszczalne poziomy emisji harmonicznego prądu (fazowy prąd zasilający odbiornika $\leq 16A$).*
- [95] norma PN-EN 61000-3-3: *Kompatybilność elektromagnetyczna – Dopuszczalne poziomy – Ograniczenia wahań napięcia i migotania światła powodowanych przez odbiorniki o prądzie znamionowym $\leq 16A$ w sieciach zasilających niskiego napięcia.*
- [96] norma PN-EN 61000-4-11: *Kompatybilność elektromagnetyczna. Metody badań i pomiarów. Badania odporności na zapady napięcia, krótkie przerwy i zmiany napięcia.*
- [97] norma PN-EN 61000-4-12: *Kompatybilność elektromagnetyczna – Metody badań i pomiarów – Badania odporności na przebiegi oscylacyjne.*
- [98] norma PN-EN 61000-4-13: *Kompatybilność elektromagnetyczna. Metody badań i pomiarów. Badania odporności na harmoniczne i interharmoniczne małej częstotliwości w przyłączy prądu przemiennego łącznie z sygnałami przesyłanymi w sieciach zasilających.*
- [99] norma PN-EN 61000-4-14: *Kompatybilność elektromagnetyczna. Metody badań i pomiarów. Badanie odporności na wahania napięcia.*
- [100] norma PN-EN 61000-4-15: *Kompatybilność elektromagnetyczna. Metody badań i pomiarów. Miernik migotania światła. Specyfikacja funkcjonalna i projektowa.*
- [101] norma PN-EN 61000-4-16: *Kompatybilność elektromagnetyczna. Metody badań i pomiarów. Badanie odporności na asymetryczne zaburzenia przewodzone w zakresie częstotliwości od 0Hz do 150kHz.*
- [102] norma PN-EN 61000-4-27: *Kompatybilność elektromagnetyczna. Metody badań i pomiarów. Badanie odporności na asymetrię napięcia.*
- [103] norma PN-EN 61000-4-28: *Kompatybilność elektromagnetyczna. Metody badań i pomiarów. Badanie odporności na zmiany częstotliwości sieci zasilającej.*
- [104] norma PN-EN 61000-4-30: *Kompatybilność elektromagnetyczna. Metody badań i pomiarów. Metody pomiaru jakości energii.*
- [105] norma PN-EN 61000-4-4: *Kompatybilność elektromagnetyczna. Metody badań i pomiarów. Badanie odporności na serie szybkich elektrycznych stanów przejściowych.*
- [106] norma PN-EN 61000-4-5: *Kompatybilność elektromagnetyczna. Metody badań i pomiarów. Badanie odporności na udary.*
- [107] norma PN-EN 61000-4-7: *Kompatybilność elektromagnetyczna – Metody badań i pomiarów – Ogólny przewodnik dotyczący pomiarów harmonicznego i interharmonicznego oraz stosowanych do tego celu przyrządów pomiarowych dla sieci zasilających i przyłączonych do nich urządzeń.*
- [108] Osborne M. R., Smith G. K.: *A Modified Prony Algorithm For Exponential Function Fitting*, SIAM Journal on Scientific Computing, 1995, Vol. 16, No. 1, pp. 119-138.

- [109] Painter T., Spanias A.: *Perceptual Coding of Digital Audio*, Proceeding Of The IEEE, April 2000, Vol. 88 No. 4, pp. 451-513.
- [110] Palmer E.: *The Use of Prony Analysis to Determine the Parameters of Large Power System Oscillations*, Australian Universities Power Engineering Conference AUPEC 2002, 29 September – 2 October 2002, Melbourne, Australia.
- [111] Panda G., Dash P. K., Pradhan A. K., Meher S. K.: *Data Compression of Power Quality Events Using the Slantlet Transform*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 17, No. 2, April 2002, pp. 662-667.
- [112] Perunicic B., Mallini M., Wang Z., Liu Y.: *Power Quality Disturbance Detection and Classification Using Wavelets and Artificial Neural Networks*, 8th International Conference on Harmonics and Quality of Power, 14-16 October 1998, Athens, pp. 77-82.
- [113] Poisson O., Rioual P., Meunier M.: *Detection and Measurement of Power Quality Disturbances Using Wavelet Transform*, 8th International Conference on Harmonics and Quality of Power, 14-16 October 1998, Athens, pp. 1125-1130.
- [114] Pólchłopek W., Ziółko M.: *Wavelet transform compression and denoising in real-time system*, Proceedings of third international symposium on Communication Systems Networks and Digital Signal Processing, CSNDSP 2002 : July 2002, Staffordshire, UK, s. 288–291.
- [115] Przelaskowski A.: *Kompresja danych. Podstawy, metody bezstratne, kodery obrazów*. Wydawnictwo BTC, Warszawa 2005.
- [116] Pytlak A., Zymmer K.: *Kompatybilność elektromagnetyczna przekształtników*, Przegląd Elektrotechniczny, 9/1995.
- [117] Ramos, F. R., Riberto, M. V., Romano, J. M. T., Duque, C. A.: *On signal processing approach for event detection and compression applied to power quality evaluation*, 10th International Conference on Harmonics and Quality of Power, 2002, Vol. 1, pp. 133-138.
- [118] Ribeiro M. V., Duque C. A., Romano J. M. T.: *An enhanced data compression method for applications in power quality analysis*, in Proc. 2001 27th Annu. IEEE Industrial Electronics Society Conf., pp. 676-681.
- [119] Ribeiro M. V., Mitra S. K., Romano J. M. T.: *Digital Signal Processing Techniques for Compression of Power Quality Disturbance Events: New Results*, 2004 IEEE/PES Transmission & Distribution Conference & Exposition, pp. 448-452.
- [120] Ribeiro M. V., Park S. H., Romano J. M. T., Mitra S. K.: *A Novel MDL-based Compression Method for Power Quality Applications*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 22, No. 1, January 2007, pp. 27-36.
- [121] Ribeiro M. V., Romano J. M. T., Duque C. A.: *An Improved Method for Signal Processing and Compression in Power Quality Evaluation*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 19, No.2, April 2004, pp. 464-471.
- [122] Robert A.: *Power Quality at the Interface Between Transmission System and Users*, 9th International Conference on Harmonics and Quality of Power, 1-4 October 2000, Orlando, Florida USA, pp. 425-430.
- [123] Robertson D. C., Camps O. I., Mayer J. S., Gish W. B.: *Wavelets and Electromagnetic Power System Transients*, IEEE Transactions On Power Delivery, Vol. 11, No. 2, April 1996, pp. 1050-1058.
- [124] Rong-Ching Wu, Ta-Peng Tsao, Chia-Ching Ning: *The Optimization of Spectral Analysis for Signal Harmonics*, IEEE Transactions On Power Delivery, Vol. 16, No. 2, April 2001, pp. 149-153.

- [125] Rosa Ma de Castro Fernández, Horacio Nelson Díaz: *An Overview of Wavelet Transforms Application in Power Systems*, 14th PSCC, 24-28 June 2002, Sevilla, Session 01, Paper 6, Page 1.
- [126] Rosołowski E.: *Cyfrowe przetwarzanie sygnałów w automatyce elektroenergetycznej*, Akademicka Oficyna Wydawnicza EXIT, Warszawa 2002.
- [127] Rozporządzenie Ministra Gospodarki i Pracy z dnia 20 grudnia 2004 r. w sprawie szczegółowych warunków przyłączenia podmiotów do sieci elektroenergetycznych, ruchu i eksploatacji tych sieci (Dz.U. z 2005 r. nr 2, poz. 6).
- [128] Rozporządzenia Ministra Gospodarki zawarte na stronie internetowej Ministerstwa: <http://www.mg.gov.pl/Prawo/Obowiazujace+prawo/Energetyka/> .
- [129] Rozprawa doktorska: K. Górecki „*Analiza zakłóceń stacjonarnych i niestacjonarnych metodą transformacji fouriera i falkowej w pomiarach jakości energii elektrycznej z wykorzystaniem procesora sygnałowego*”, Opole 2005 r.
- [130] Rozprawa doktorska: M. Szmajda „*Analiza czasowo-częstotliwościowa zakłóceń sygnałów w sieciach energetycznych metodą Pronego oraz przekształcenia Wignera-Ville'a w pomiarach jakości energii elektrycznej z wykorzystaniem procesora sygnałowego*”, Opole 2005 r.
- [131] Ruiz-Reyes N., Vera-Candeas P., Jurado F.: *Discrimination Between Transient Voltage Stability and Voltage Sag Using Damped Sinusoid-Based Transient Modeling*, IEEE Transactions On Power Delivery, Vol. 20, No. 4, October 2005, pp. 2644-2649.
- [132] Santoso S., Bingham R. P.: *Advances in data reduction techniques for power quality instrumentation*, Proceeding of the Third European Power Quality Conference, Germany 1995.
- [133] Santoso S., Powers E. J., Grady W. M.: *Power Quality Disturbance Data Compression using Wavelet Transform Methods*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 12, No. 3, July 1997.
- [134] Sayood K.: *Kompresja danych wprowadzenie*. Wydawnictwo RM, Warszawa 2002.
- [135] Shang L., Jaeger J., Krebs R.: *Efficiency analysis of data compression of power system transients using wavelet transform*, Power Tech Conference Proceedings, 2003, IEEE Bologna, Vol. 4, June 2003.
- [136] Shannon C. E.: *A Mathematical Theory of Communication*. Bell System Technical Journal, Vol. 27, pp. 379-423 and 623-656, 1948.
- [137] Shie Qian, Dapang Chen: *Joint Time-Frequency Analysis. Methods and Applications*, Prentice Hall PTR, New Jersey 1996.
- [138] Sidhu T. S.: *An Iterative Technique for Fast and Accurate Measurement of Power System Frequency*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 13, No. 1, January 1998, pp. 109-115.
- [139] Soon-Ryul Nam, Sang-Hee Kang, Jong-Keun Park: *An Analytic Method For Measuring Accurate Fundamental Frequency Components*, IEEE Transactions On Power Delivery, Vol.17, No. 2, April 2002, pp. 405-411.
- [140] Spanias A. S.: *Speech Coding: A Tutorial Review*, Proceeding Of The IEEE, October 1994, Vol. 82, No. 10., pp. 1541-1582.
- [141] Stranneby Dag.: *Cyfrowe przetwarzanie sygnałów*. Wydawnictwo BTC, Warszawa 2004.
- [142] Styvaktakis E., Bollen M. H. J., Gu I. Y. H.: *Expert System For Classification And Analysis Of Power System Events*, IEEE Transactions on Power Delivery, April 2002, Vol. 17, No. 2, pp. 423-428.
- [143] Szabatin J.: *Podstawy teorii sygnałów*, WKiŁ Warszawa 1982.

- [144] Urbański K.: *Redukcja Strumienia danych pomiarowych w rejestratorach parametrów sieci energetycznej*, II Konferencja Naukowa KNWS'05, czerwiec 2005, Złotniki Lubańskie, s. 235-240.
- [145] Ustawa z dnia 10 kwietnia 1997 r.: *Prawo energetyczne – tekst jednolity* (Dz. U. z 2006 r. Nr 89, poz. 625, Nr 104, poz. 708, Nr 158, poz. 1123 i Nr 170, poz. 1217 oraz z 2007 r. Nr 21, poz. 124, Nr 52, poz. 343, Nr 115, poz. 790).
- [146] Wael R. I., Medhat M. M.: *Novel Data Compression Technique for Power Waveforms Using Adaptive Fuzzy Logic*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 20, No.3, July 2005, pp. 2136-2143.
- [147] Wilkinson W. A., Cox M. D.: *Discrete Wavelet Analysis of Power System Transients*, IEEE Transactions On Power Systems, Vol.11, No. 4, November 1996, pp.2038-2044.
- [148] www.elspec-ltd.com, 2006 – PQZip Data Compression Technology for Power Quality Analysis.
- [149] Xianfeng H., Yunping C.: *Wavelet based data compression technique in fault location using travelling wave signal*, International Conference on Power System Technology 2002. Proceedings. PowerCon 2002, Vol. 2, October 2002, pp. 1132-1136.
- [150] Ying-Tung Hsiao, Cheng-Long Chuang, Joe-Air Jiang: *Recognition of power quality events using wavelet-based dynamic structural neural networks*, Circuits and Systems, 2005, pp. 3886-3888.
- [151] Zhang Zhaoning, Zhang Yigang, Fan Chunju, Yu Weiyong, Luo Jianxu, Mao Peng: *Power system fault data compression based on wavelet packet transform and vector quantization*, International Conference on Power System Technology, 2002. Proceedings. PowerCon 2002, Vol. 4, October 2002, pp. 2600-2603.
- [152] Zheng T., Makram E.B., Girgis A.A.: *Power System Transient and Harmonic Studies using Wavelet Transform*, IEEE Transactions On Power Delivery, Vol. 14, No. 4, October 1999, pp. 1461-1467.
- [153] Zieliński T. P.: *Cyfrowe przetwarzanie sygnałów – Od teorii do zastosowań*, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności WKŁ, Warszawa 2005.
- [154] Zieliński T.: *Od teorii do cyfrowego przetwarzania sygnałów*, Wydział EAIiE AGH, Kraków 2002.
- [155] Zieliński T.: *Reprezentacje sygnałów niestacjonarnych typu czas-częstotliwość i czas-skala*, Rozprawy monograficzne 10, Wydawnictwa AGH, Kraków 1994.
- [156] Ziv J., Lempel A.: *A Universal Algorithm for Sequential Data Compression*, IEEE Transactions on Information Theory, 1977, Vol. 23, No. 3, pp. 337-343.
- [157] Ziv J., Lempel A.: *Compression of individual sequences via variable-rate coding*, IEEE Trans. Information Theory, 1978, Vol. 24, No. 5, pp. 530-536.

Publikacje własne lub współautorskie autora

- [158] Zygarlicki J., Stanisławski R.: *Analiza metod kompresji sygnału EKG*, Modelowanie i Pomiary w Medycynie 2004, s. 99-102.
- [159] Zygarlicki J., Muciek A.: *Komputerowy system do monitorowania analizy i archiwizacji sygnałów EKG*, Zeszyt Elektryka P.O. z.54, Nr 297/2004, s. 5-30.
- [160] Zygarlicki J.: *Zastosowanie ortonormalnych funkcji bazy do kompresji sygnału EKG*, Kongres Metrologii 2004, s. 317-320.
- [161] Szmajda M., Zygarlicki J., Górecki K.: *Filtr antyaliasingowy w systemach pomiarowych jakości energii elektrycznej*, Zeszyt Elektryka P.O. z.53, Nr 295/2004, s. 551-559.
- [162] Stanisławski W., Rydel M., Zygarlicki J.: *Problemy redukcji modeli parownika kotła BP-1150*, Systems 2004, Vol. 9, s. 908-915.
- [163] Zygarlicki J., Szmajda M.: *Transformacja Wignera-Ville'a w zastosowaniach do oceny jakości kompresji stratnej sygnału EKG*, Zeszyt Informatyka P.O. z. 2, Nr 302/2005, s. 31-42.
- [164] Zygarlicki J., Mroczka J.: *Sposób doboru metod kompresji dla sygnałów z sieci elektroenergetycznej*, Pomiary Automatyka Kontrola (PAK), Nr 10/2006, s. 35-38.
- [165] Zygarlicki J., Mroczka J.: *Data Compression Using Prony's Method and Wavelet Transform in Power Quality Monitoring Systems*, Metrology and Measurement Systems (MAMS), Vol. XIII, No. 3 (2006), pp. 237-251.

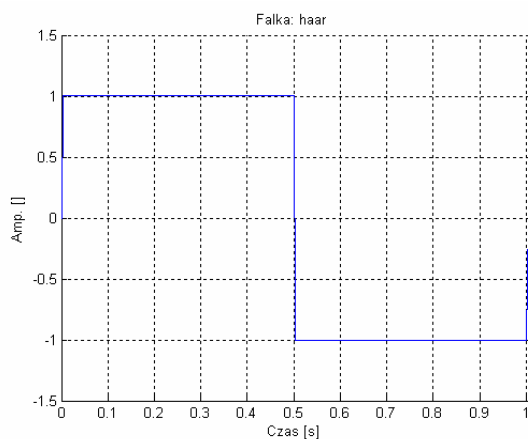
Inne osiągnięcia

Współrealizacja projektów:

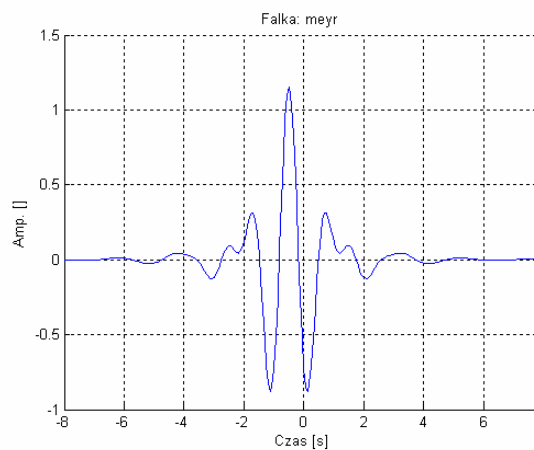
1. System monitorowania zużycia energii elektrycznej – Data Logger (PMT), Politechnika Opolska, 2004 r.
2. System monitorowania parametrów jakości energii elektrycznej oraz rejestracji sygnałów elektroenergetycznych w oparciu o procesor sygnałowy TMS320C6713. Projekt opracowany dla firmy ZAE (Wrocław), 2006 r.

9. Dodatki

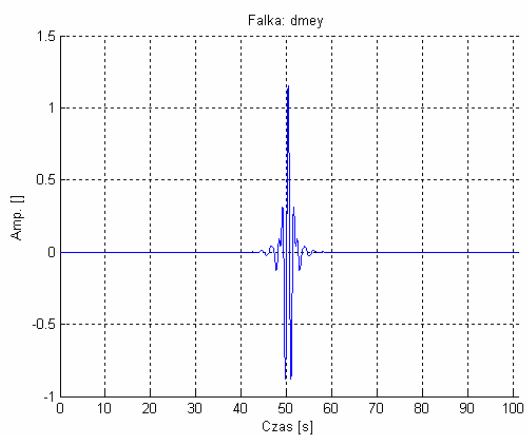
9.1. Wykresy wybranych falek



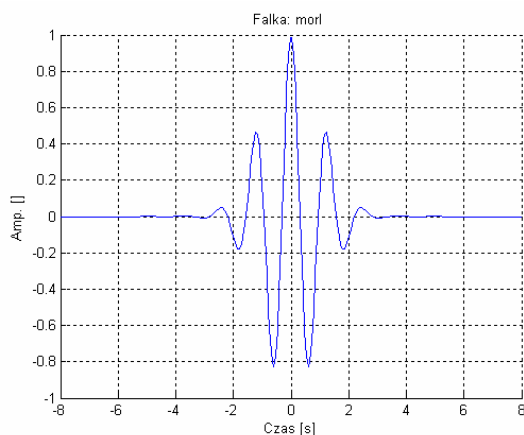
Rys. 9.1. Funkcja falkowa Haar'a.



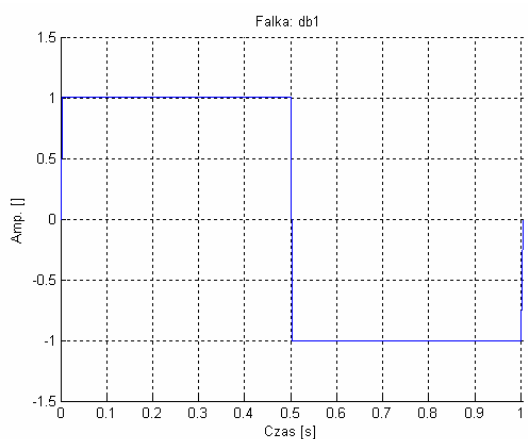
Rys. 9.2. Funkcja falkowa Meyer'a.



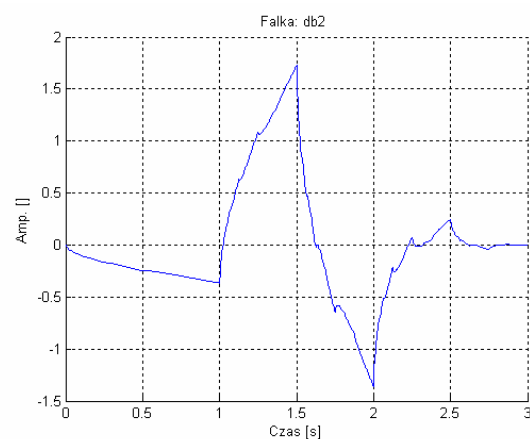
Rys. 9.3. Funkcja falkowa Meyer'a (dyskretna).



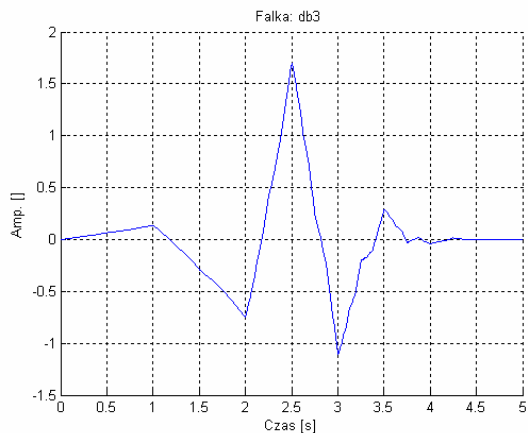
Rys. 9.4. Funkcja falkowa Morlet'a.



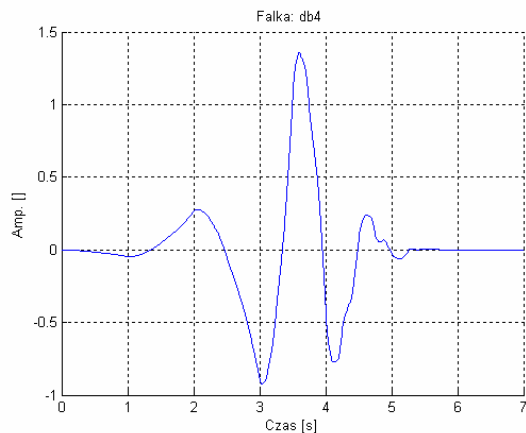
Rys. 9.5. Funkcja falkowa Daubechies 1 rzędu.



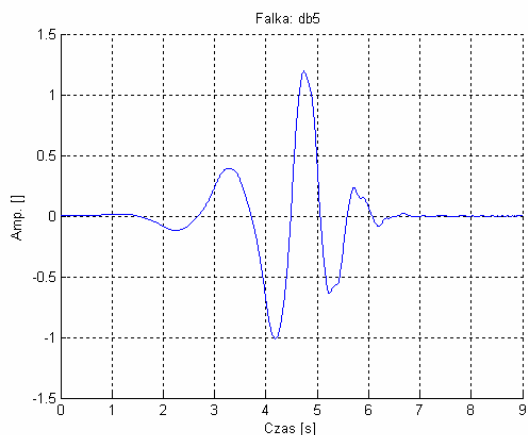
Rys. 9.6. Funkcja falkowa Daubechies 2 rzędu.



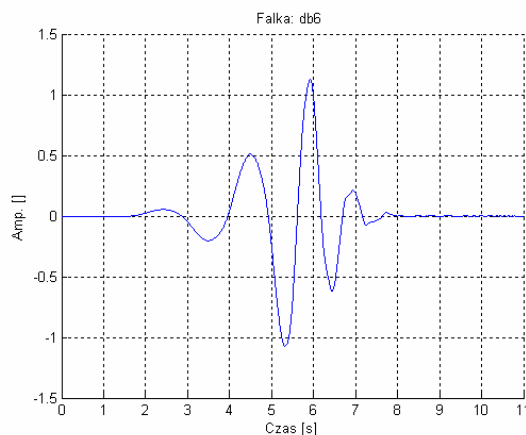
Rys. 9.7. Funkcja falkowa Daubechies 3 rzędu.



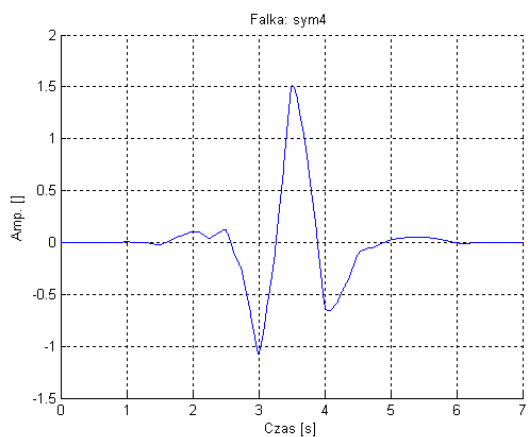
Rys. 9.8. Funkcja falkowa Daubechies 4 rzędu.



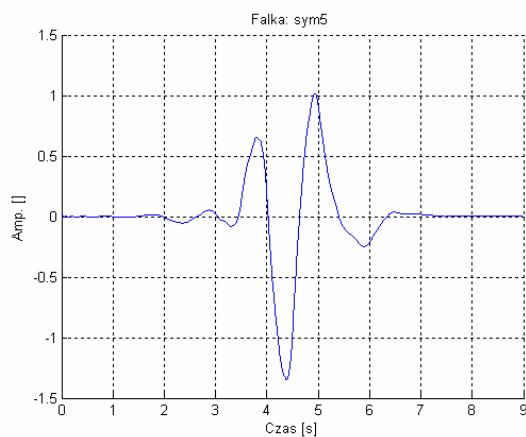
Rys. 9.9. Funkcja falkowa Daubechies 5 rzędu.



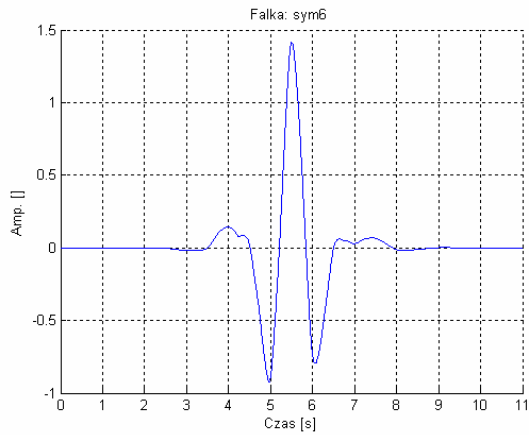
Rys. 9.10. Funkcja falkowa Daubechies 6 rzędu.



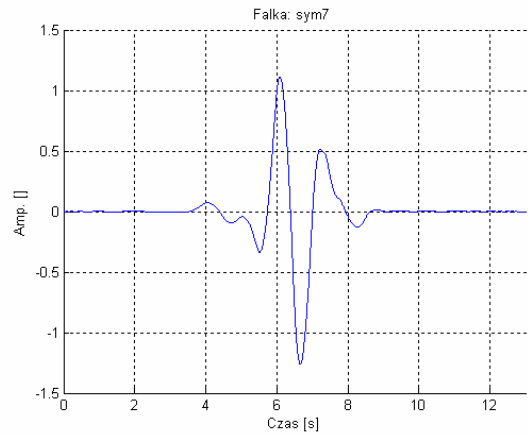
Rys. 9.11. Funkcja falkowa Symlets 4 rzędu.



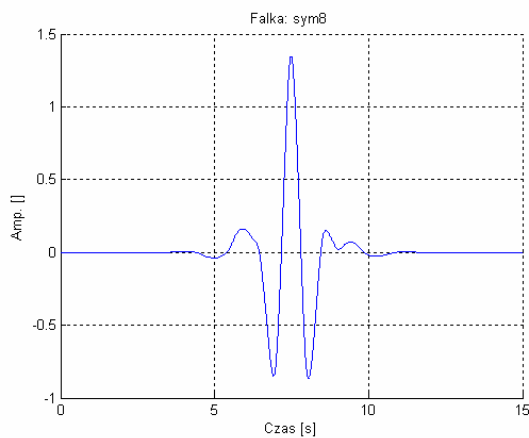
Rys. 9.12. Funkcja falkowa Symlets 5 rzędu.



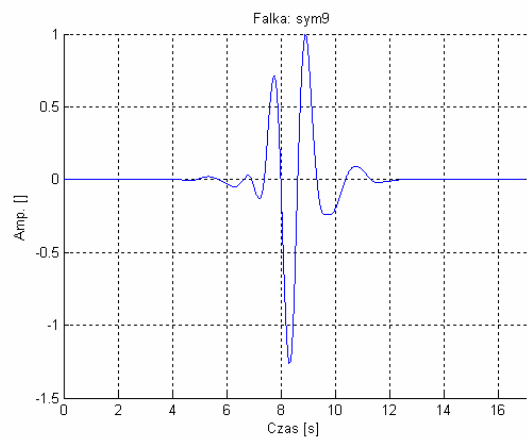
Rys. 9.13. Funkcja falkowa Symlets 6 rzędu.



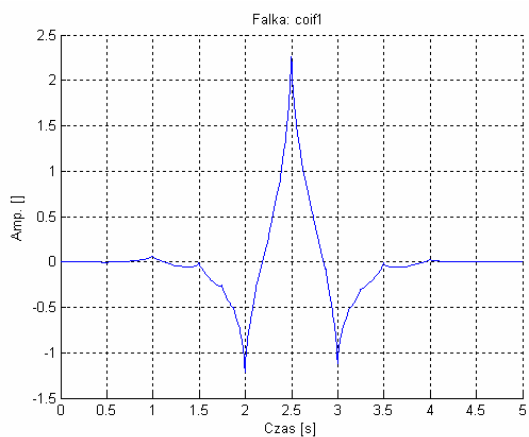
Rys. 9.14. Funkcja falkowa Symlets 7 rzędu.



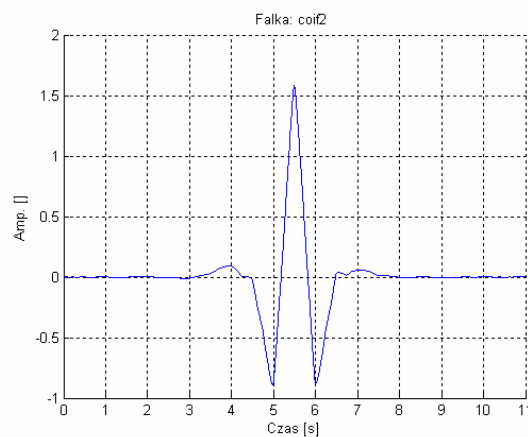
Rys. 9.15. Funkcja falkowa Symlets 8 rzędu.



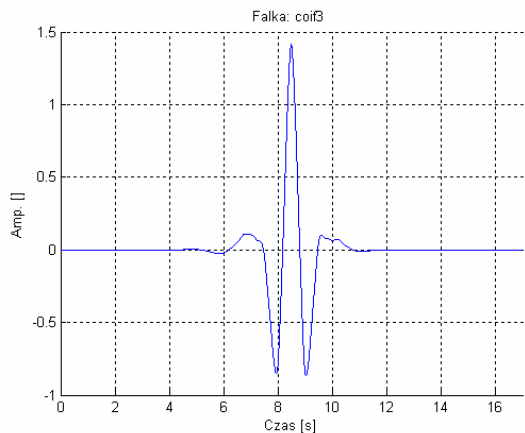
Rys. 9.16. Funkcja falkowa Symlets 9 rzędu.



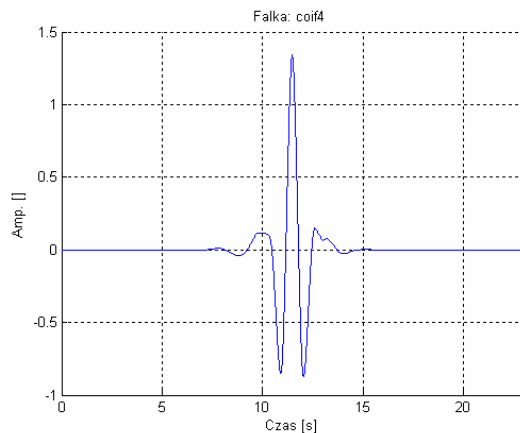
Rys. 9.17. Funkcja falkowa Coiflets 1 rzędu.



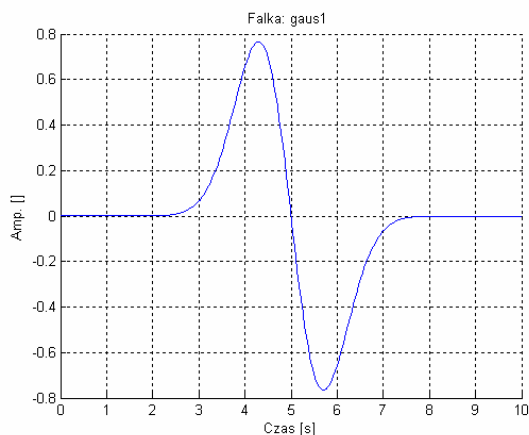
Rys. 9.18. Funkcja falkowa Coiflets 2 rzędu.



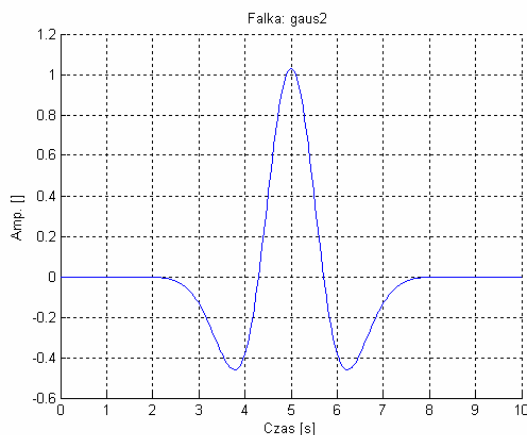
Rys. 9.19. Funkcja falkowa Coiflets 3 rzędu.



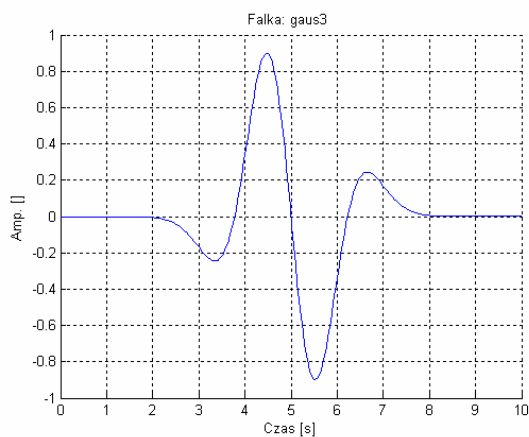
Rys. 9.20. Funkcja falkowa Coiflets 4 rzędu.



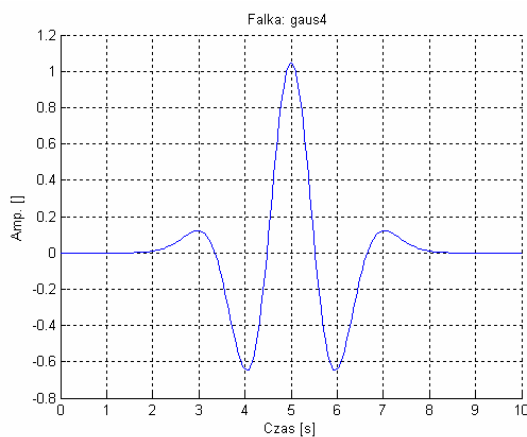
Rys. 9.21. Funkcja falkowa Gaussian 1 rzędu.



Rys. 9.22. Funkcja falkowa Gaussian 2 rzędu.

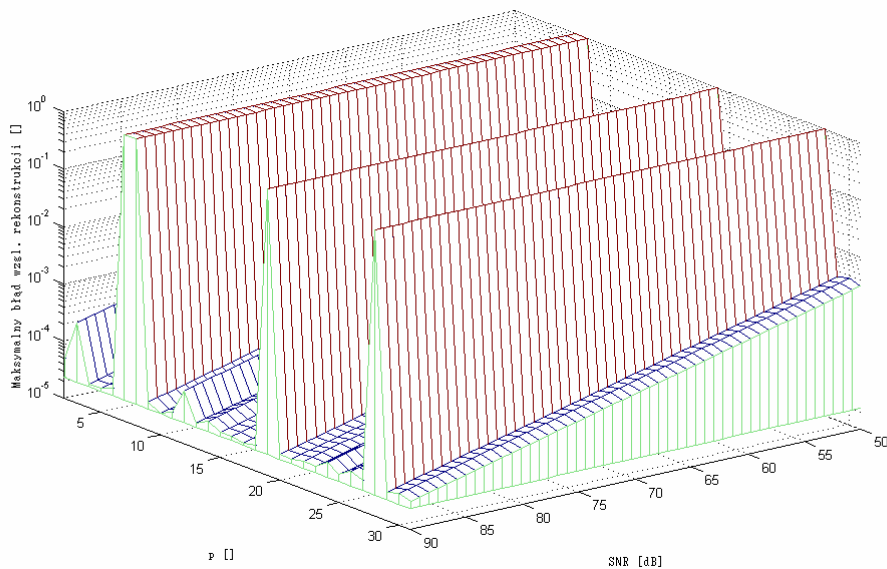


Rys. 9.23. Funkcja falkowa Gaussian 3 rzędu.

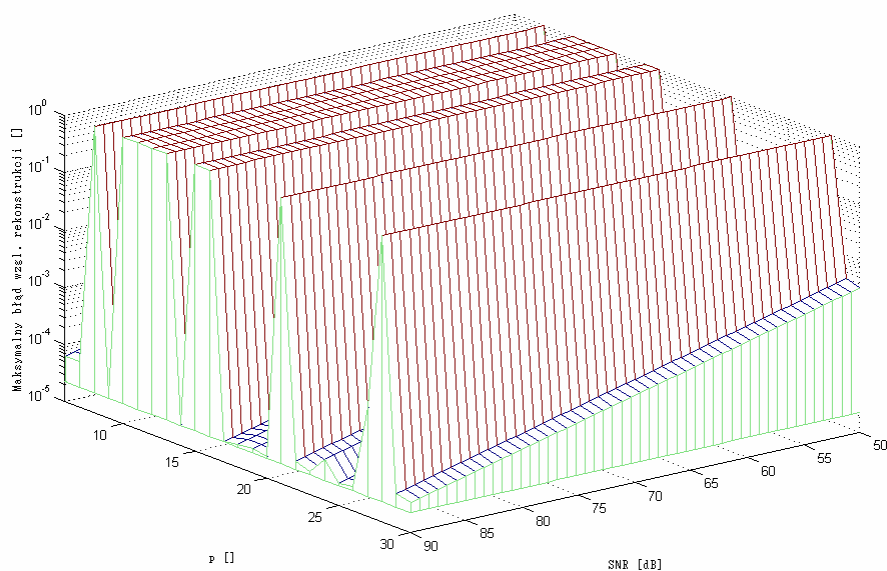


Rys. 9.24. Funkcja falkowa Gaussian 4 rzędu.

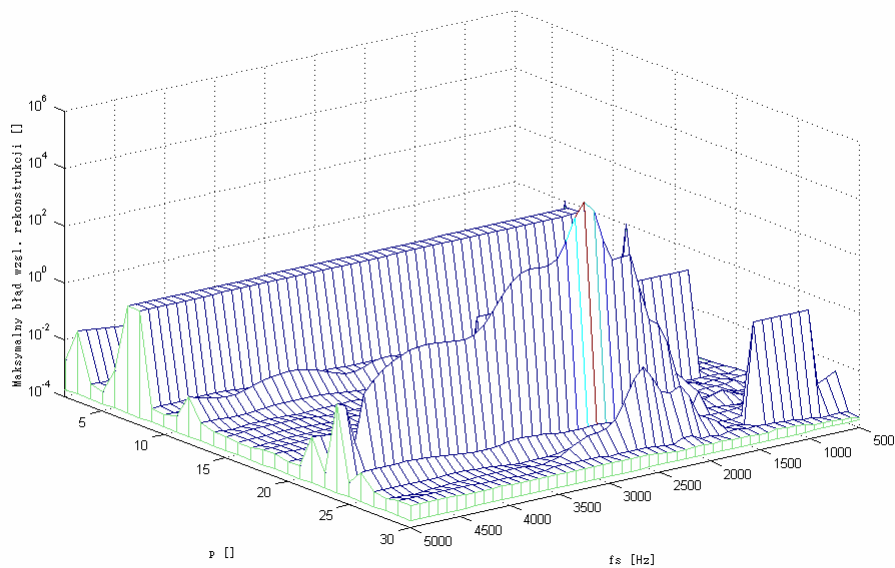
9.2. Dodatkowe symulacje dla metod Prony'ego



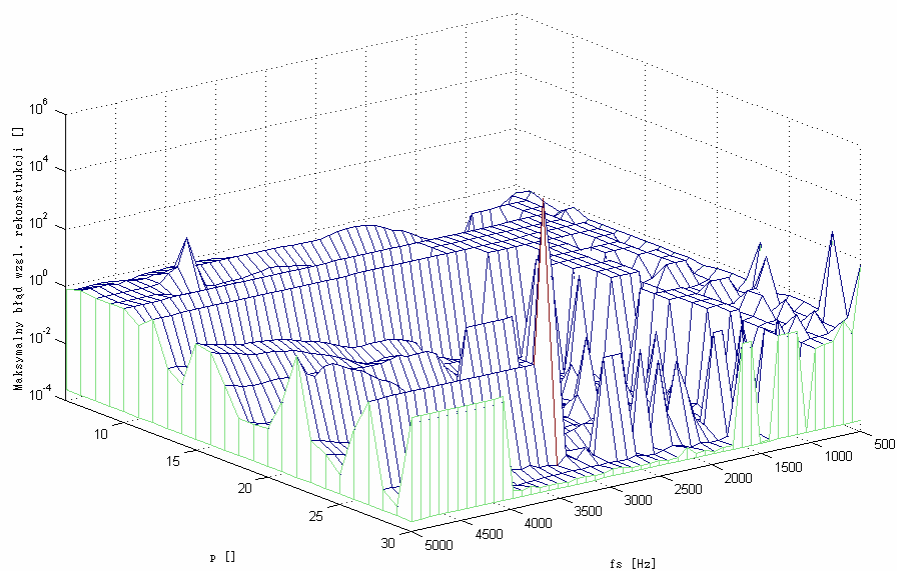
Rys. 9.25. Analiza błędów rekonstrukcji sygnału modelowanego metodą Prony'ego najmniejszych kwadratów, dla sygnału złożonego ze składowej 1 (tabela 6.1.), przy założonej szerokości okna analizy $N=256$ próbek, częstotliwości próbkowania $f_s=1\text{kHz}$, dla modelu Prony'ego złożonego z p składowych oraz zmiennym udziale szumu białego w sygnale.



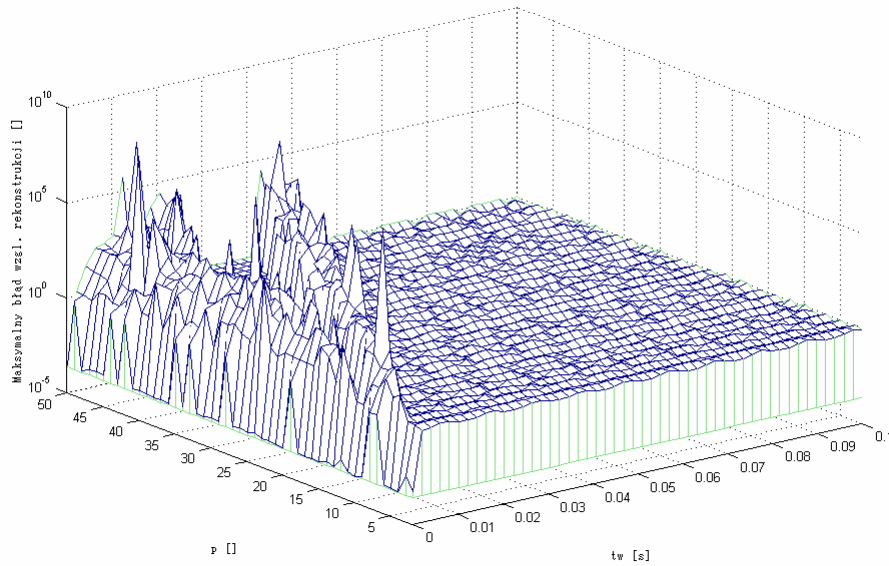
Rys. 9.26. Analiza błędów rekonstrukcji sygnału modelowanego metodą Prony'ego najmniejszych kwadratów, dla sygnału złożonego ze składowych 1, 2 i 3 (tabela 6.1.), przy założonej szerokości okna analizy $N=256$ próbek, częstotliwości próbkowania $f_s=1\text{kHz}$, dla modelu Prony'ego złożonego z p składowych oraz zmiennym udziale szumu białego w sygnale.



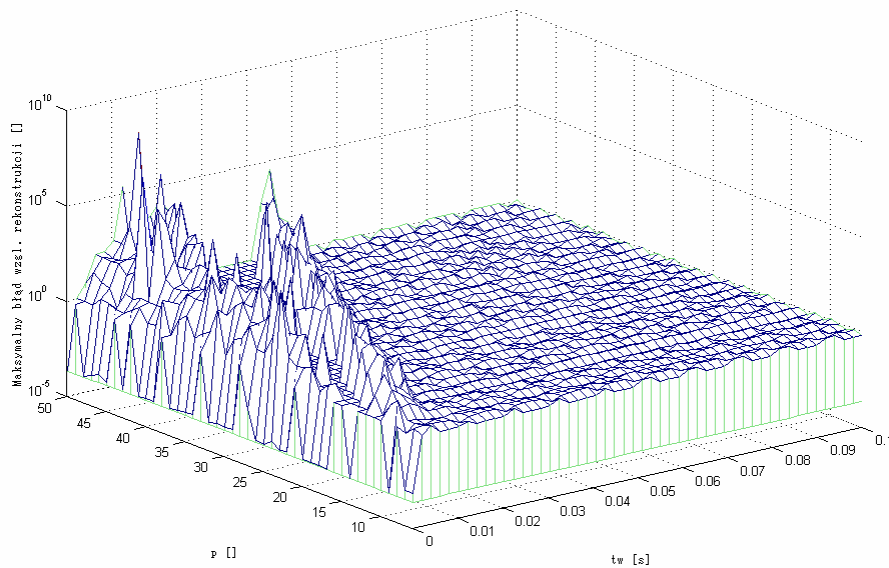
Rys. 9.27. Analiza błędów rekonstrukcji sygnału modelowanego metodą Prony’ego najmniejszych kwadratów, dla sygnału złożonego ze składowej 1 (tabela 6.1.), przy założonej szerokości okna analizy $N=256$ próbek, zakłóceniu sygnału szumem białym $SNR=70$ dB, dla modelu Prony’ego złożonego z p składowych oraz zmiennej częstotliwości próbkowania – f_s .



Rys. 9.28. Analiza błędów rekonstrukcji sygnału modelowanego metodą Prony’ego najmniejszych kwadratów, dla sygnału złożonego ze składowych 1, 2 i 3 (tabela 6.1.), przy założonej szerokości okna analizy $N=256$ próbek, zakłóceniu sygnału szumem białym $SNR=70$ dB, dla modelu Prony’ego złożonego z p składowych oraz zmiennej częstotliwości próbkowania – f_s .

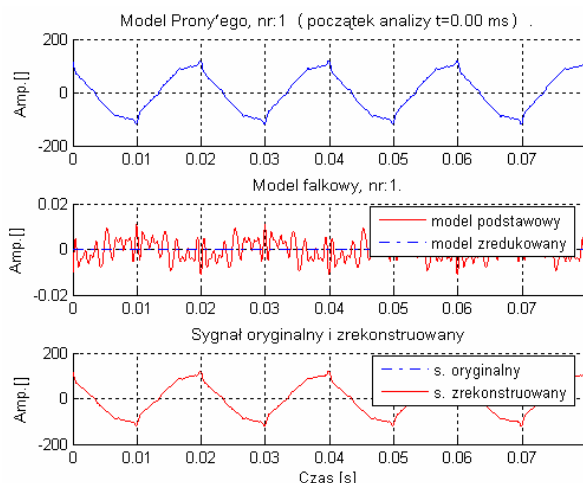


Rys. 9.29. Analiza błędów rekonstrukcji sygnału modelowanego metodą Prony’ego najmniejszych kwadratów, dla sygnału złożonego ze składowej 1 (tabela 6.1.), przy założonej szerokości okna analizy $N=256$ próbek, częstotliwości próbkowania $f_s=1\text{kHz}$, dla modelu Prony’ego złożonego z p składowych, przy zmiennym czasie pojawienia się pierwszej składowej w analizowanym oknie – t_w .

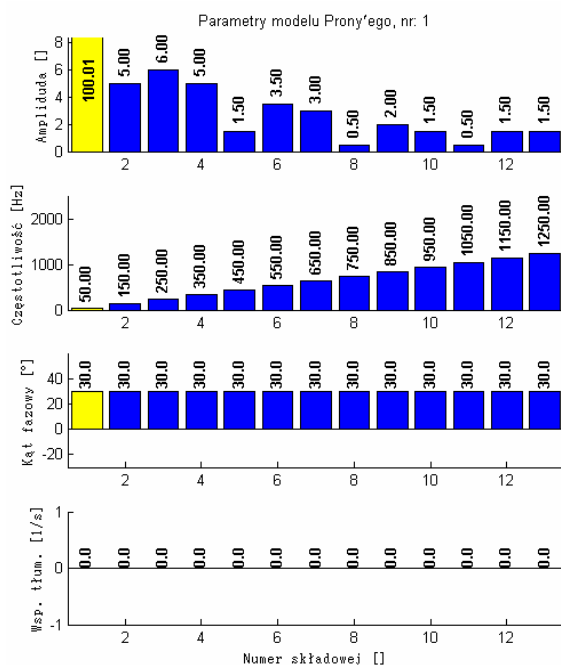


Rys. 9.30. Analiza błędów rekonstrukcji sygnału modelowanego metodą Prony’ego najmniejszych kwadratów, dla sygnału złożonego ze składowych 1, 2 i 3 (tabela 6.1.), przy założonej szerokości okna analizy $N=256$ próbek, częstotliwości próbkowania $f_s=1\text{kHz}$, dla modelu Prony’ego złożonego z p składowych, przy zmiennym czasie pojawienia się pierwszej składowej w analizowanym oknie – t_w .

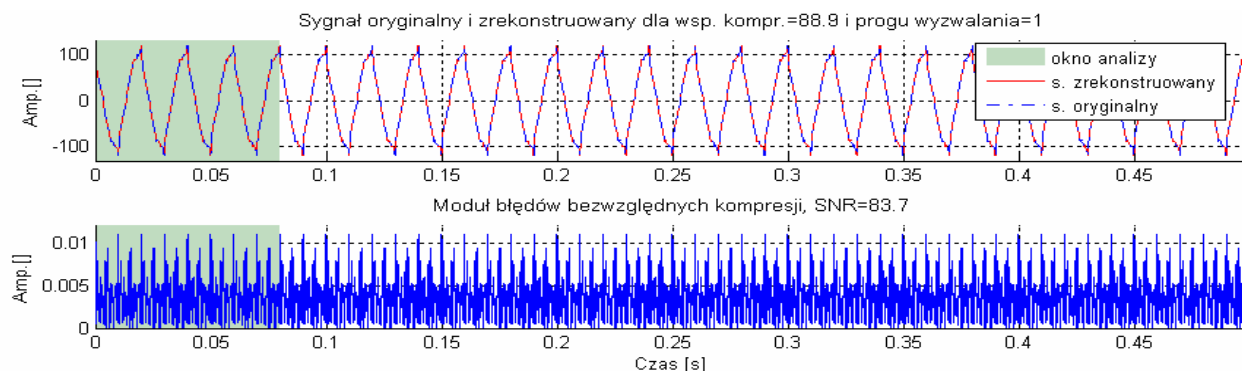
9.3. Dodatkowe analizy dla sygnałów zamodelowanych



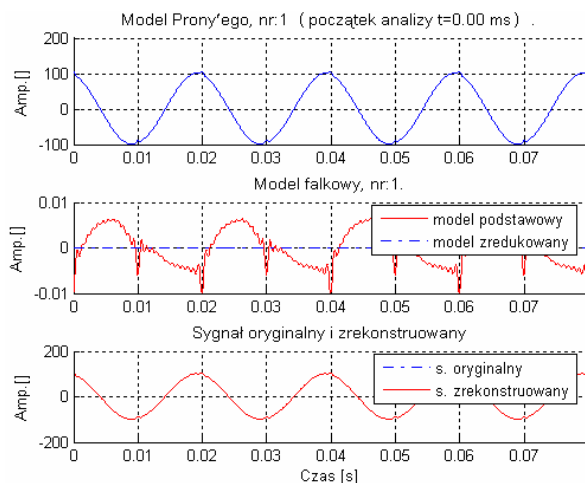
Rys. 9.31. Modele Prony'ego oraz falkowy dla fragmentu sygnału poddanego analizie i rekonstrukcji (sygnał: „Symulacja harmonicznnych nieparzystych”).



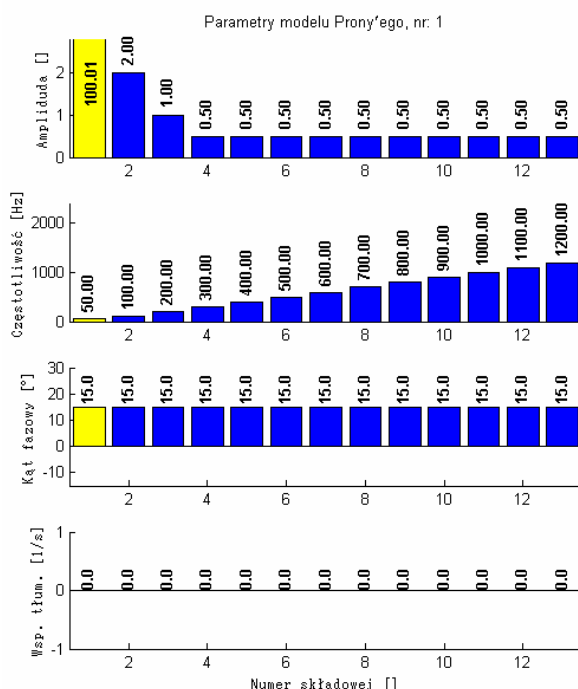
Rys. 9.32. Parametry modelu Prony'ego dla fragmentu sygnału (sygnał: „Symulacja harmonicznnych nieparzystych”).



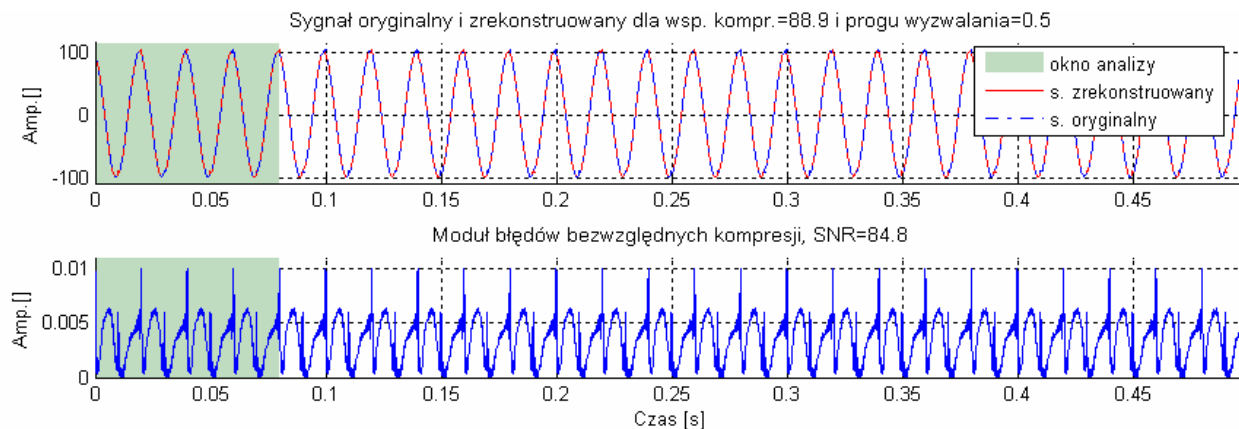
Rys. 9.33. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał: „Symulacja harmonicznnych nieparzystych”).



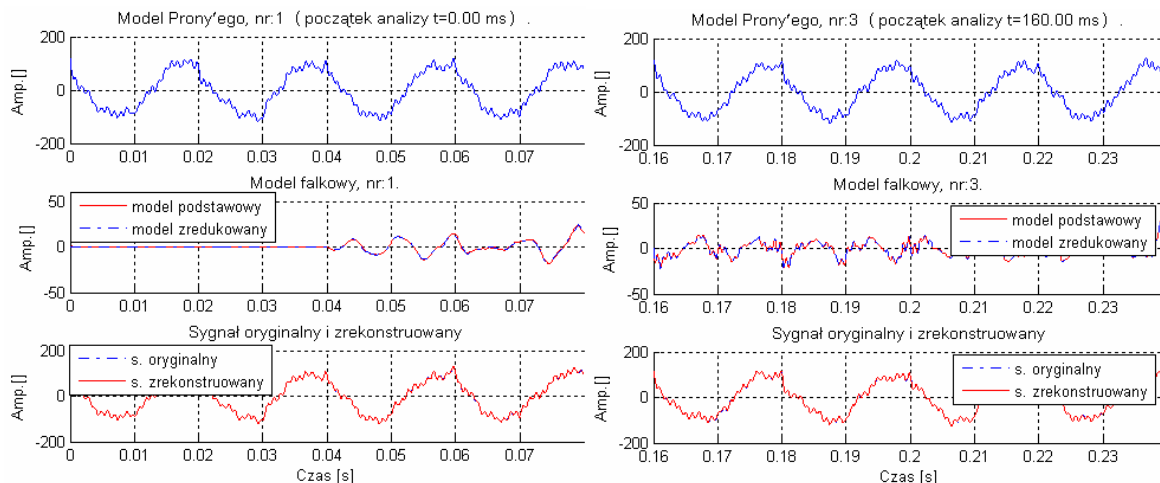
Rys. 9.34. Modele Prony'ego oraz falkowy dla fragmentu sygnału poddanego analizie i rekonstrukcji (sygnał: „Symulacja harmonicznych parzystych”).



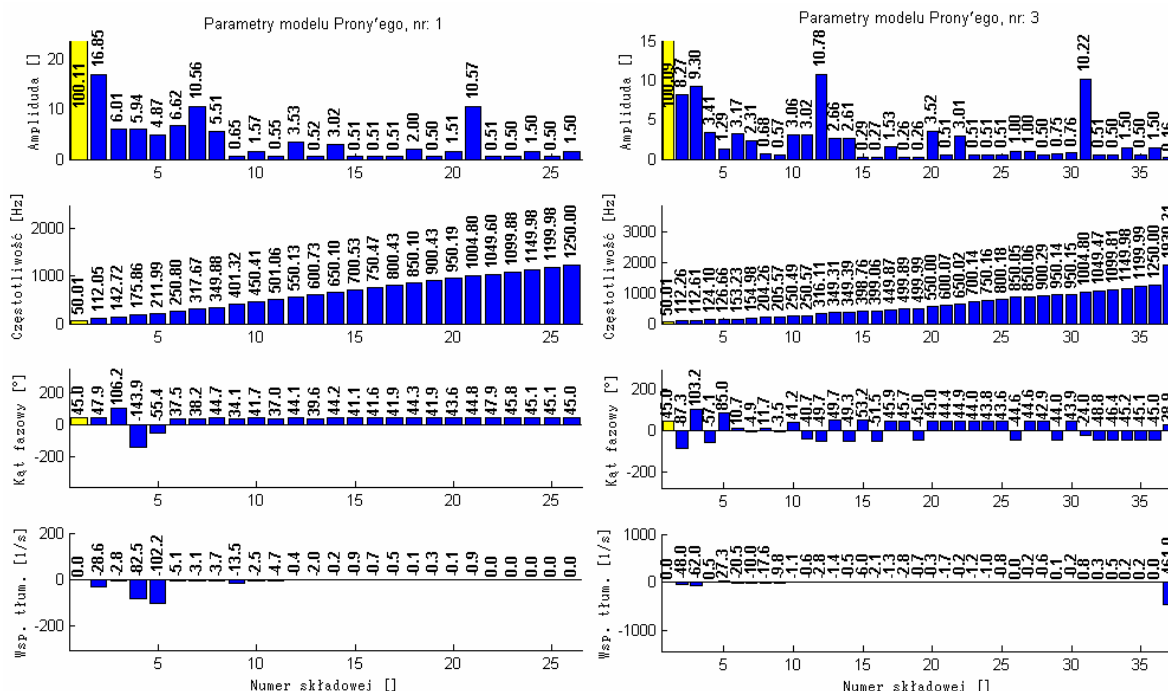
Rys. 9.35. Parametry modelu Prony'ego dla fragmentu sygnału (sygnał: „Symulacja harmonicznych parzystych”).



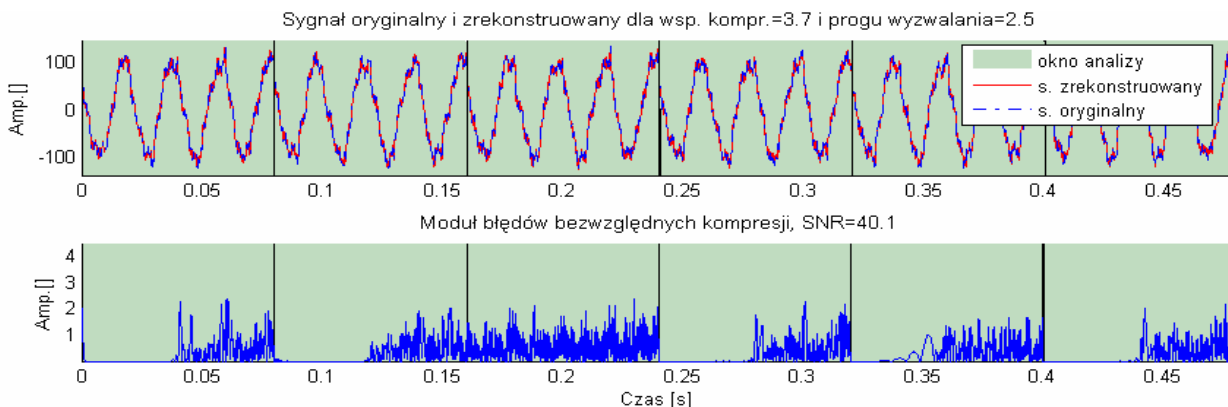
Rys. 9.36. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał: „Symulacja harmonicznych parzystych”).



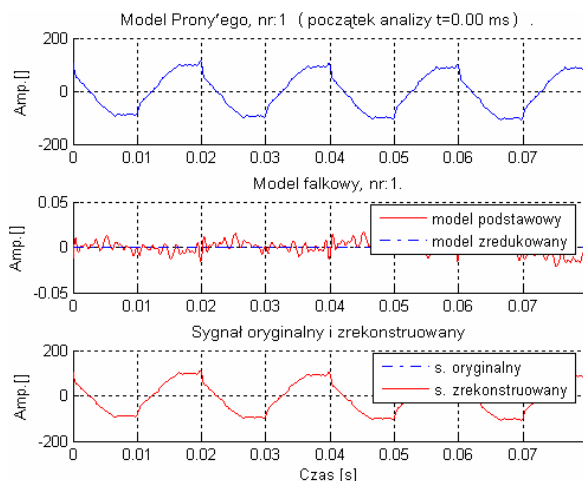
Rys. 9.37. Modele Prony'ego oraz falkowe dla fragmentu sygnału poddanego analizie i rekonstrukcji (sygnał: „Symulacja interharmonicznych nr 2”).



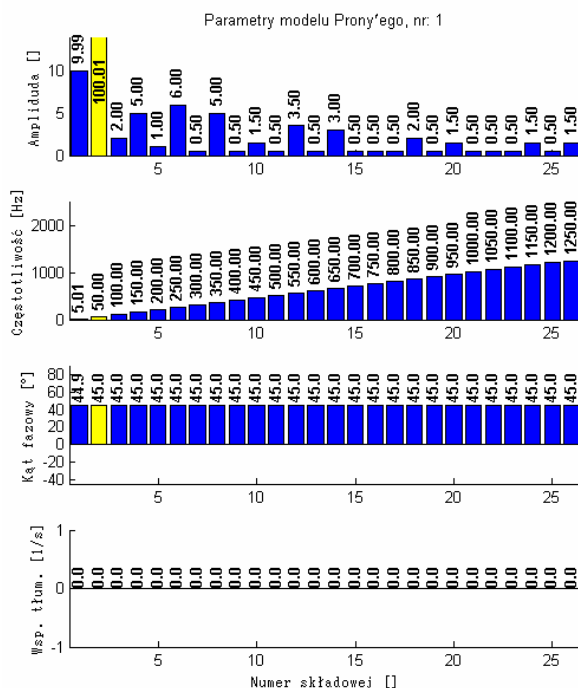
Rys. 9.38. Parametry modeli Prony'ego dla fragmentu sygnału (sygnał: „Symulacja interharmonicznych nr 2”).



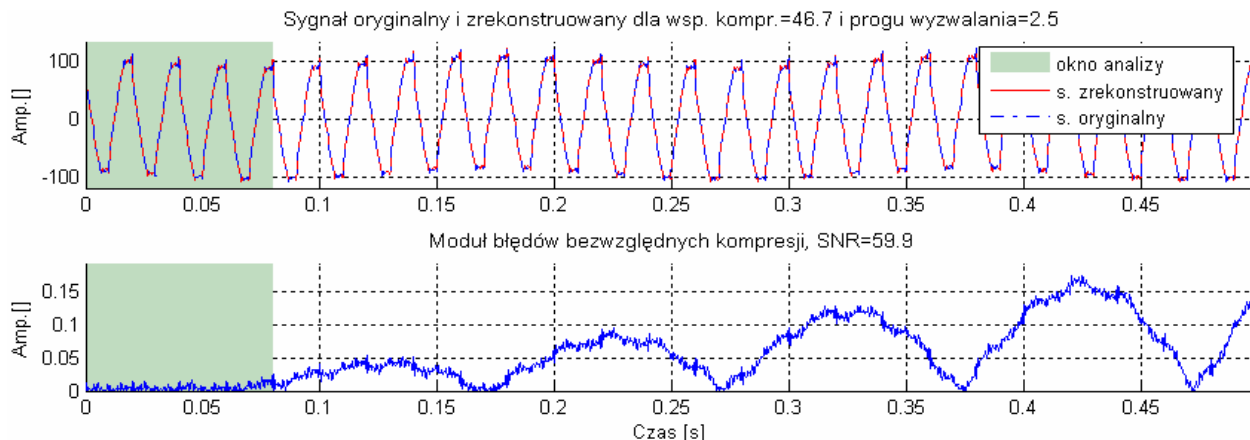
Rys. 9.39. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał: „Symulacja interharmonicznych nr 2”).



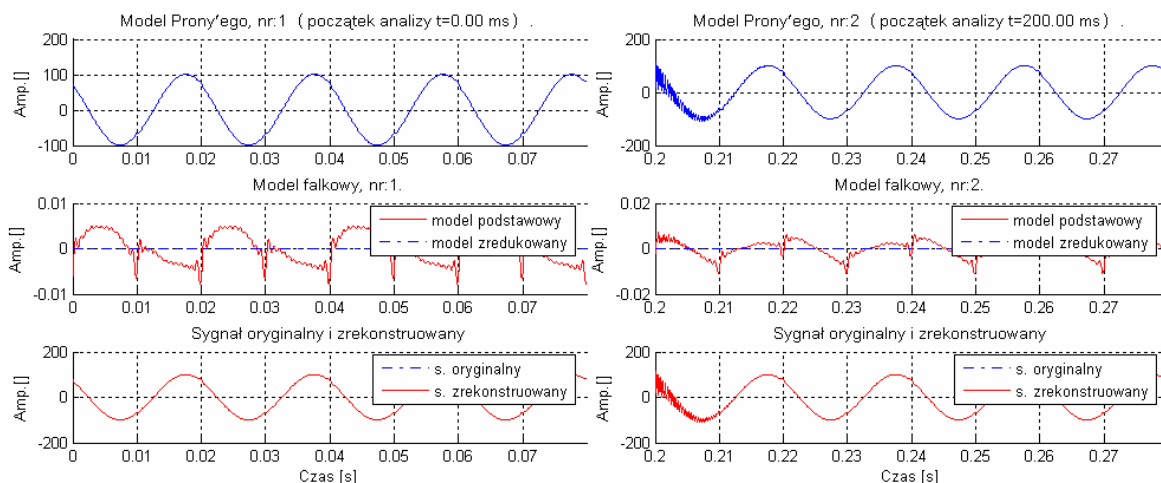
Rys. 9.40. Modele Prony’ego oraz falkowy dla fragmentu sygnału poddanego analizie i rekonstrukcji (sygnał: „Symulacja subharmoniczných nr 1”).



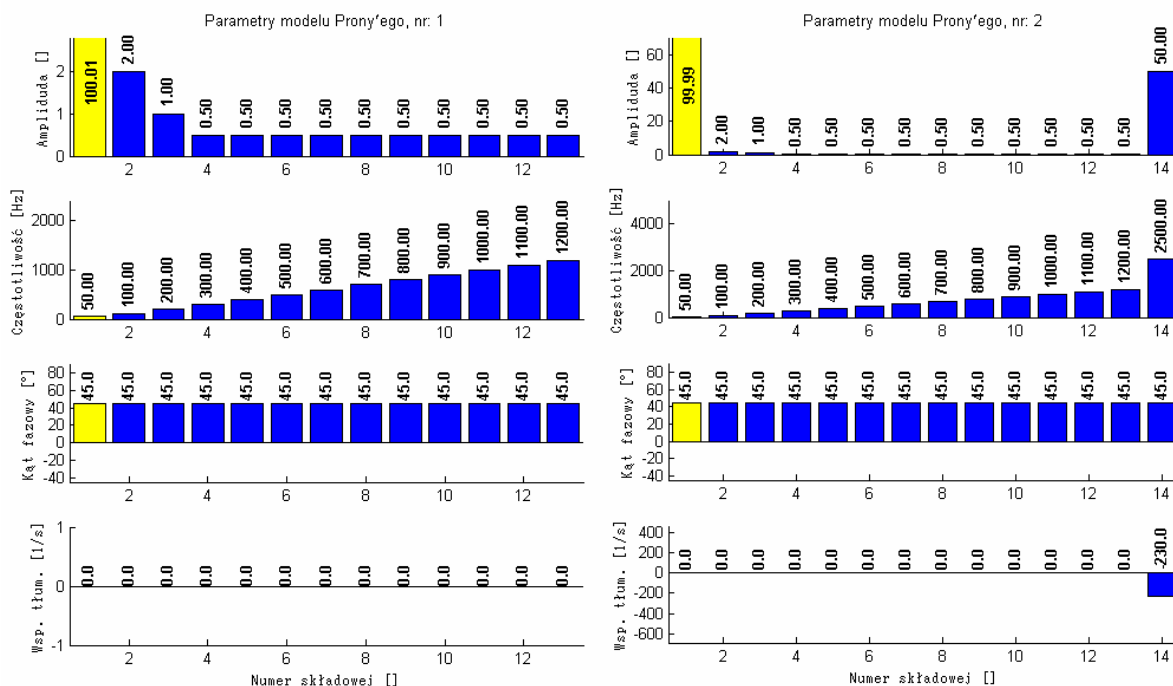
Rys. 9.41. Parametry modelu Prony’ego dla fragmentu sygnału (sygnał: „Symulacja subharmoniczných nr 1”).



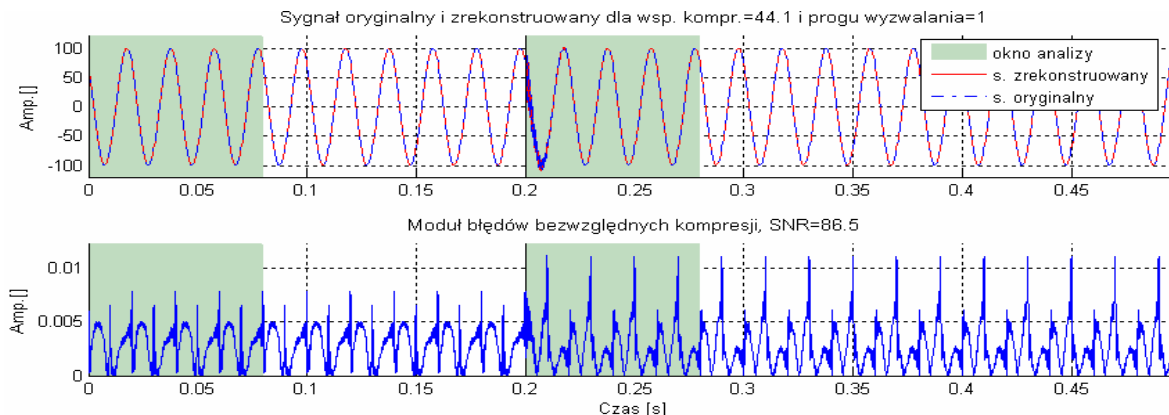
Rys. 9.42. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał: „Symulacja subharmoniczných nr 1”).



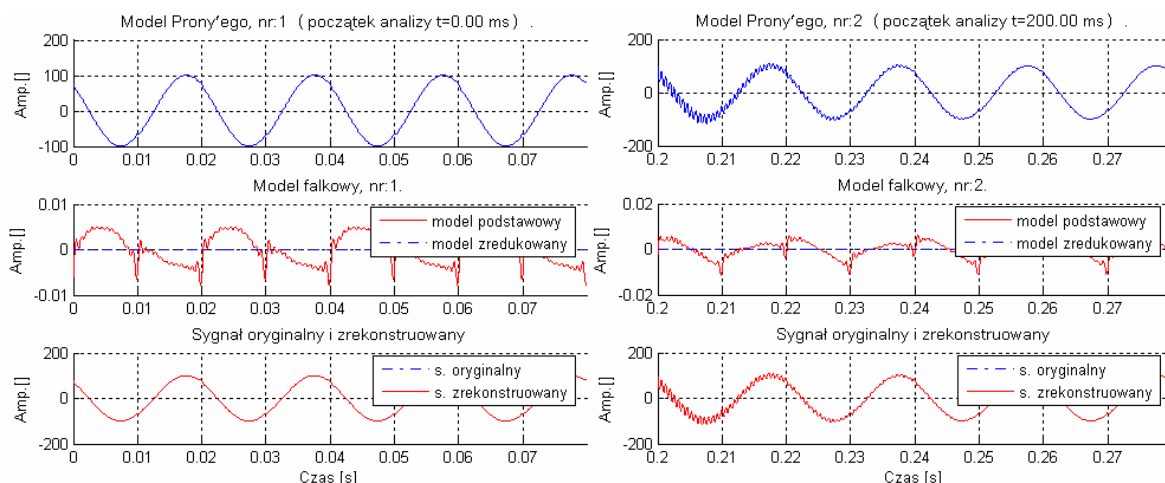
Rys. 9.43. Modele Prony'ego oraz falkowe dla fragmentu sygnału poddane analizie i rekonstrukcji (sygnał: „Symulacja zdarzenia oscylacyjnego przejściowego nr 2”).



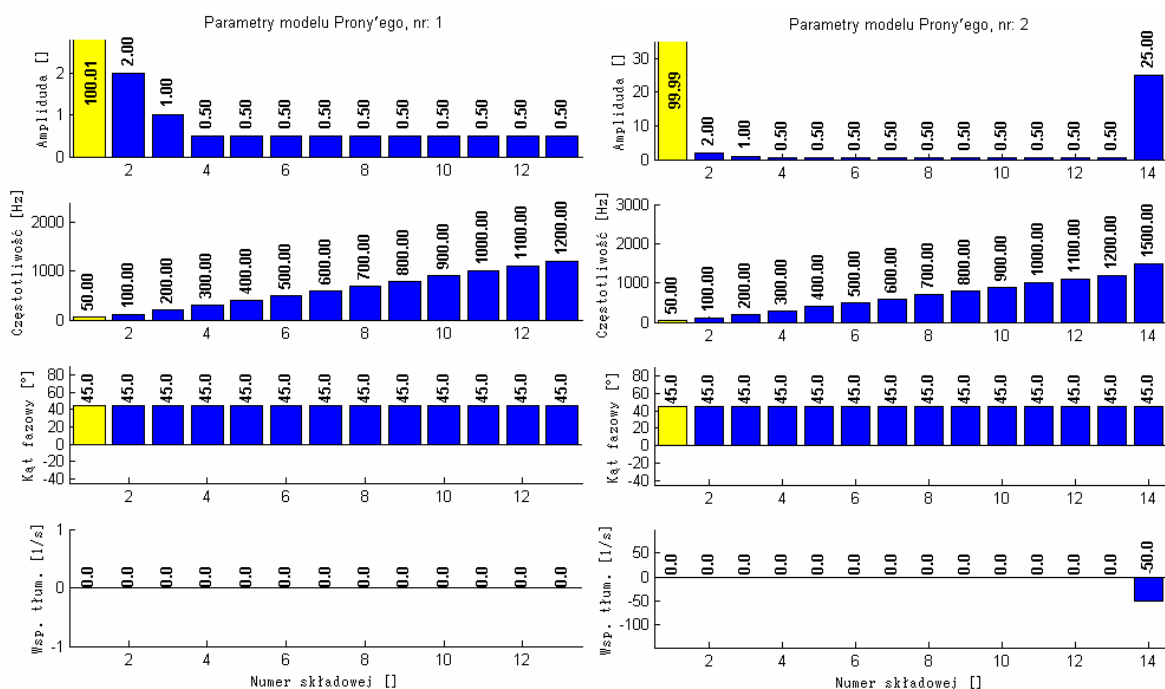
Rys. 9.44. Parametry modeli Prony'ego dla fragmentu sygnału (sygnał: „Symulacja zdarzenia oscylacyjnego przejściowego nr 2”).



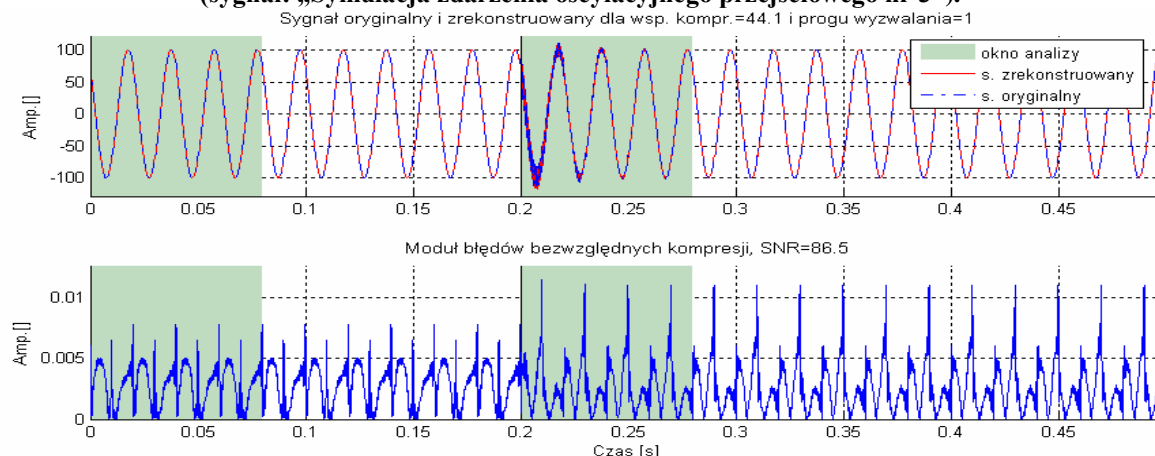
Rys. 9.45. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał: „Symulacja zdarzenia oscylacyjnego przejściowego nr 2”).



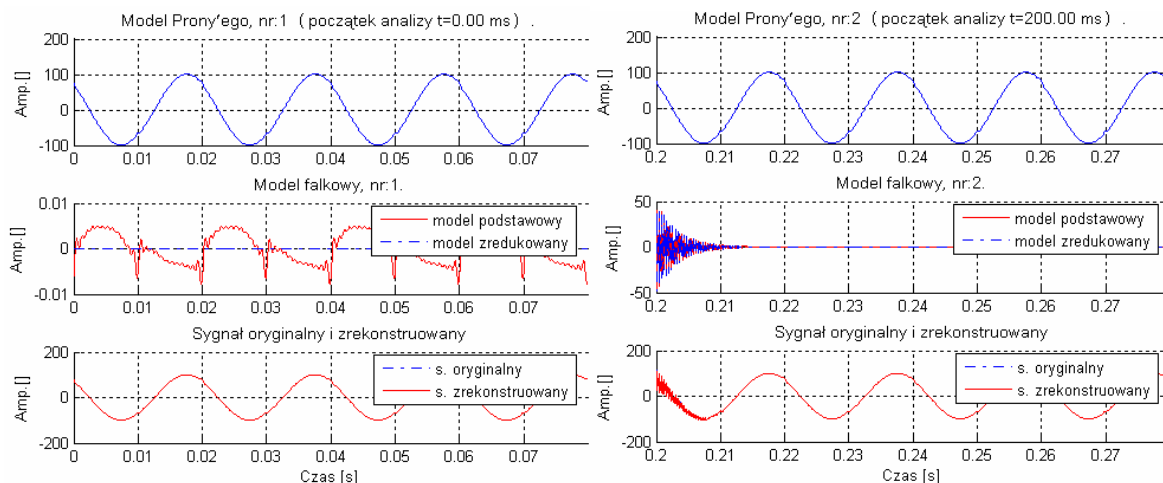
Rys. 9.46. Modele Prony'ego oraz falkowe dla fragmentu sygnału poddanego analizie i rekonstrukcji (sygnał: „Symulacja zdarzenia oscylacyjnego przejściowego nr 3”).



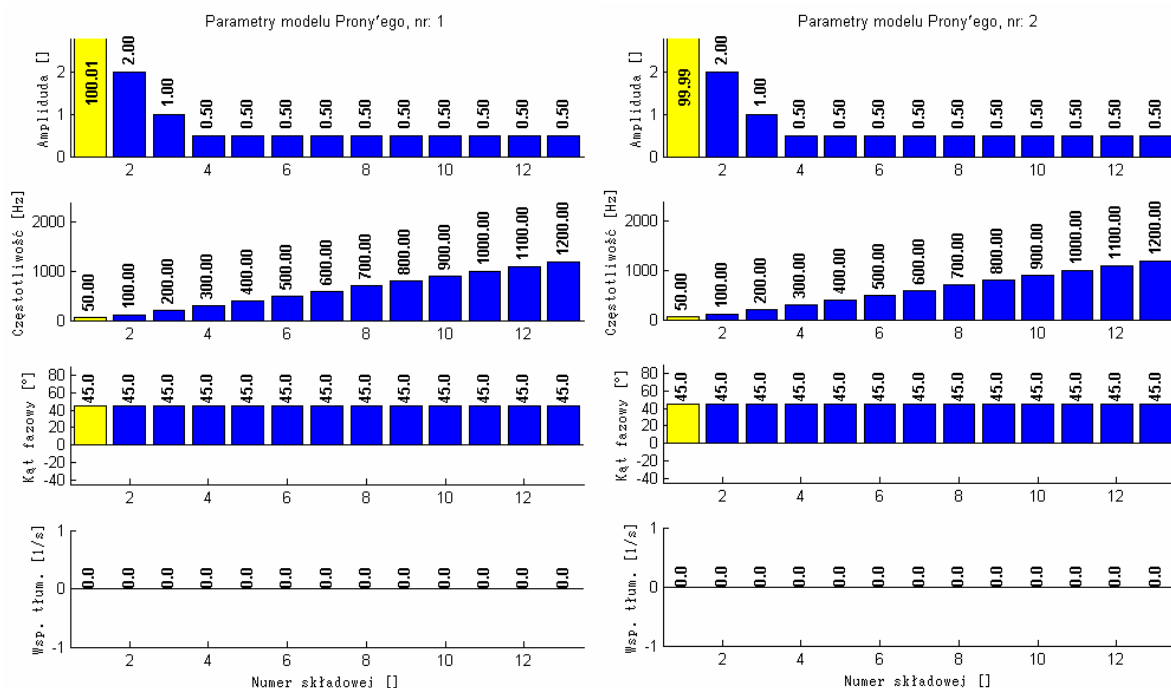
Rys. 9.47. Parametry modeli Prony'ego dla fragmentu sygnału (sygnał: „Symulacja zdarzenia oscylacyjnego przejściowego nr 3”).



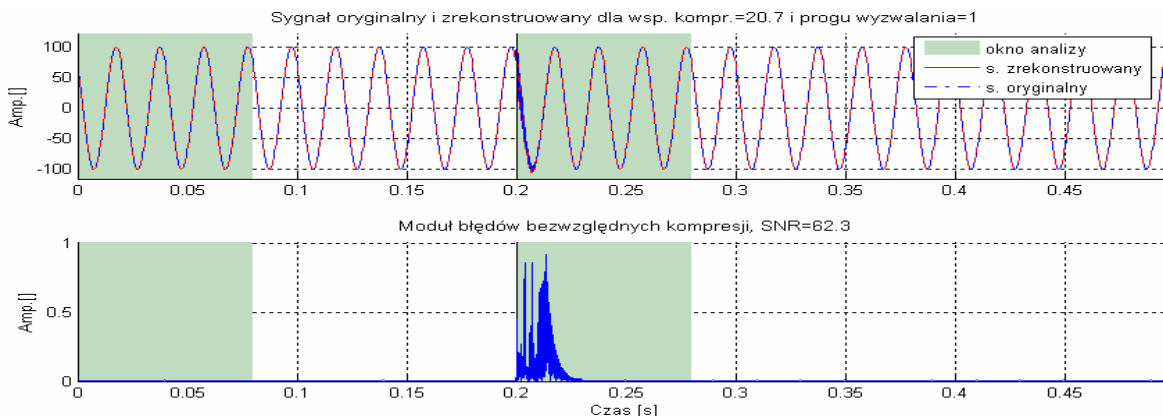
Rys. 9.48. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał: „Symulacja zdarzenia oscylacyjnego przejściowego nr 3”).



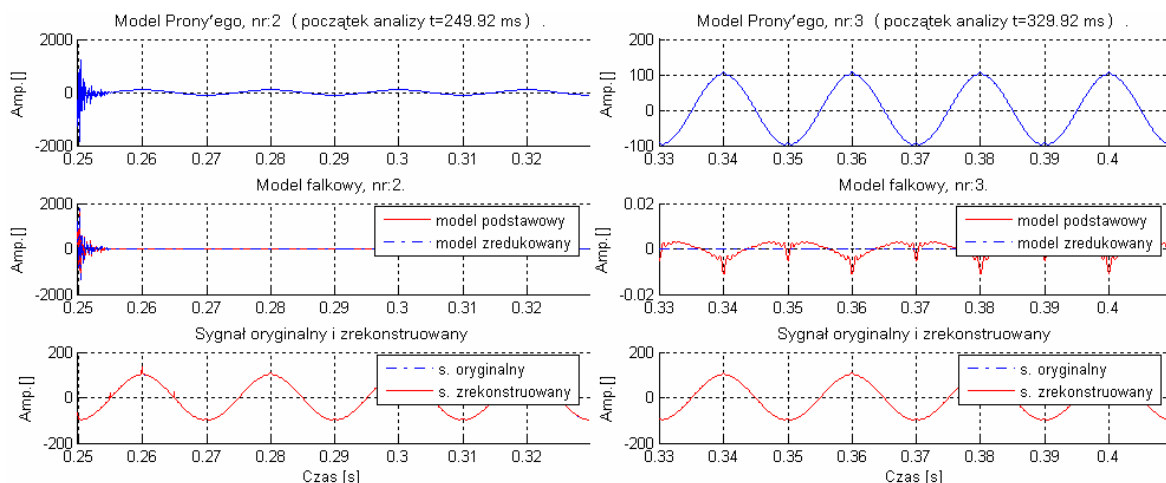
Rys. 9.49. Modele Prony'ego oraz falkowe dla fragmentu sygnału poddanego analizie i rekonstrukcji (sygnał: „Symulacja zdarzenia oscylacyjnego przejściowego nr 4”).



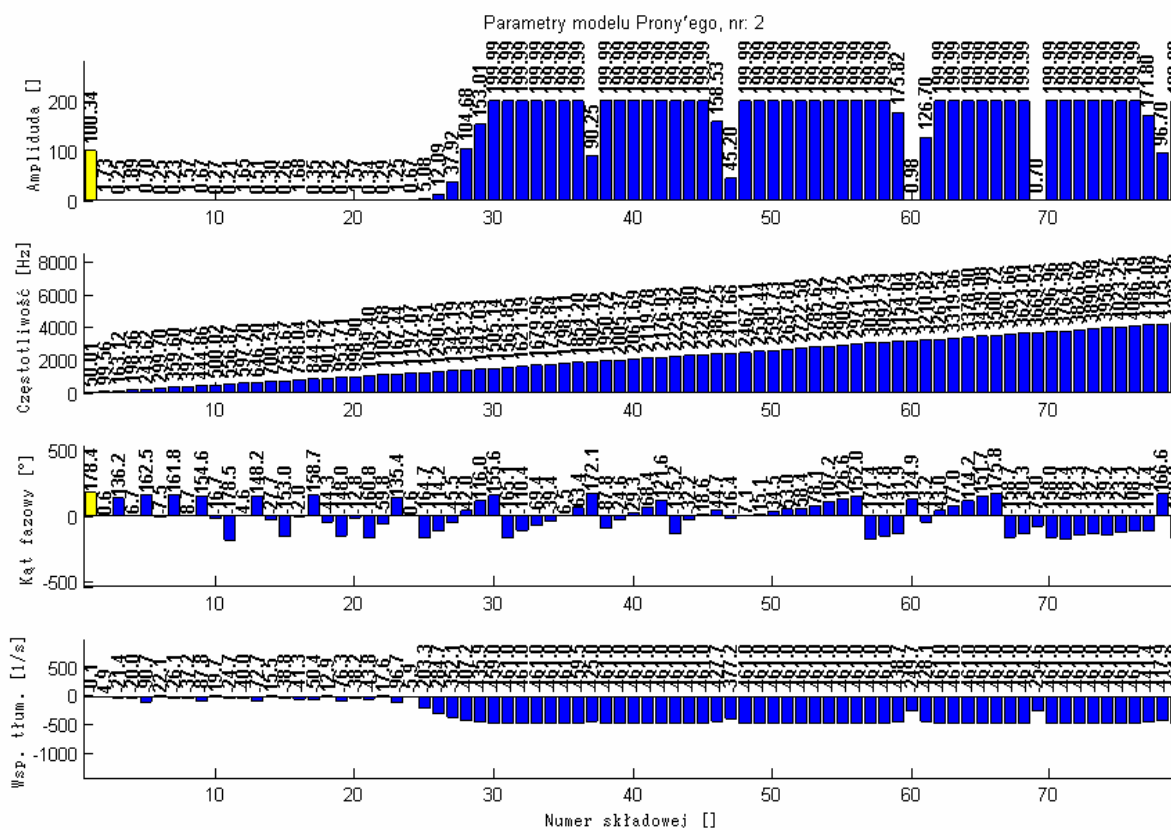
Rys. 9.50. Parametry modeli Prony'ego dla fragmentu sygnału (sygnał: „Symulacja zdarzenia oscylacyjnego przejściowego nr 4”).



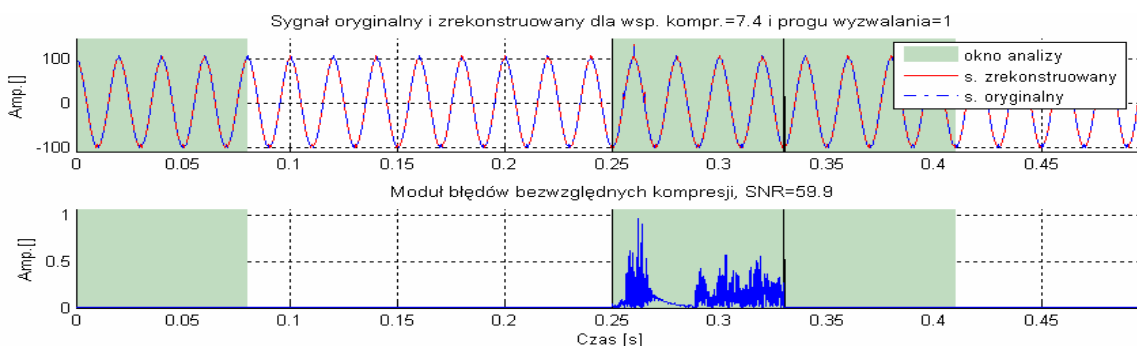
Rys. 9.51. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał: „Symulacja zdarzenia oscylacyjnego przejściowego nr 4”).



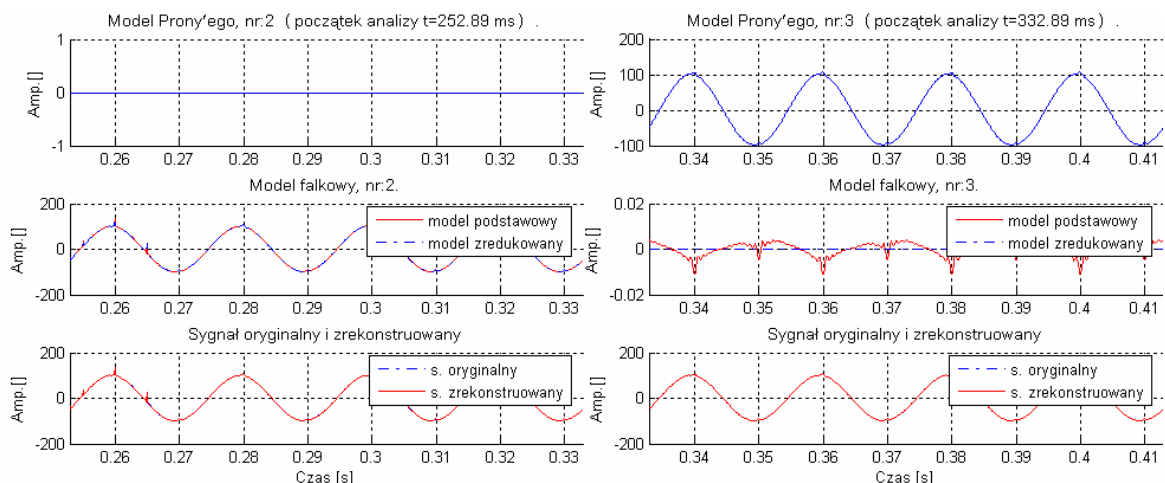
Rys. 9.52. Modele Prony'ego oraz falkowe dla fragmentu sygnału poddanego analizie i rekonstrukcji (sygnał: „Symulacja zdarzenia impulsowego nr 2”).



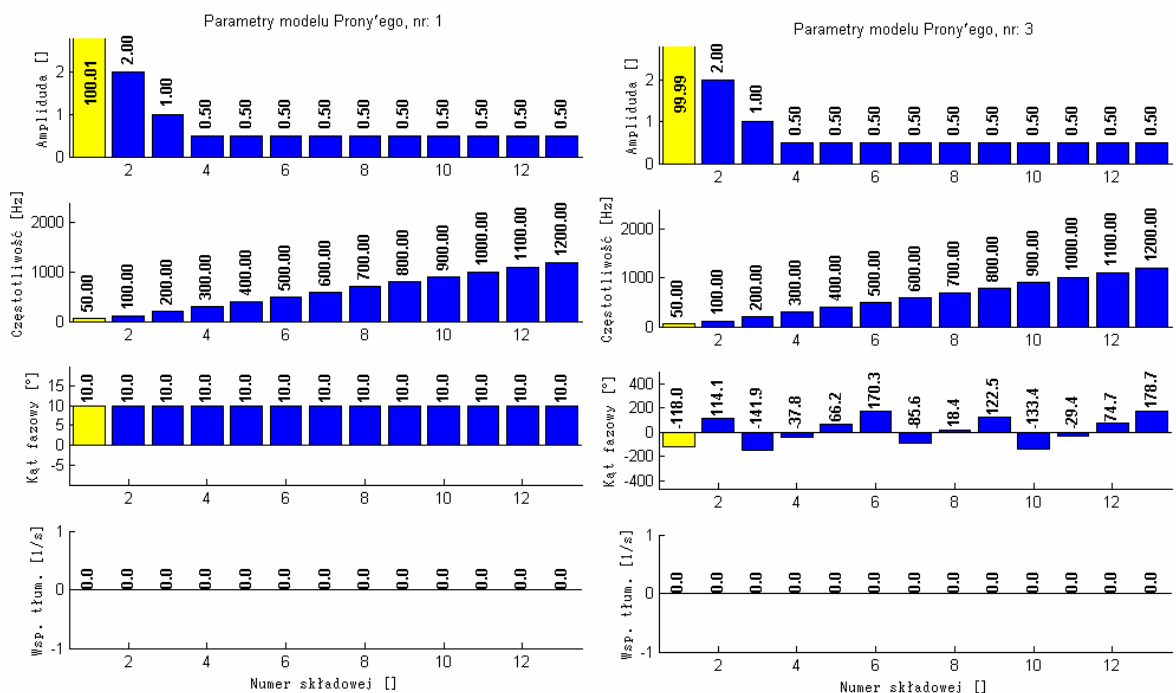
Rys. 9.53. Parametry modeli Prony'ego dla fragmentu sygnału (sygnał: „Symulacja zdarzenia impulsowego nr 2”).



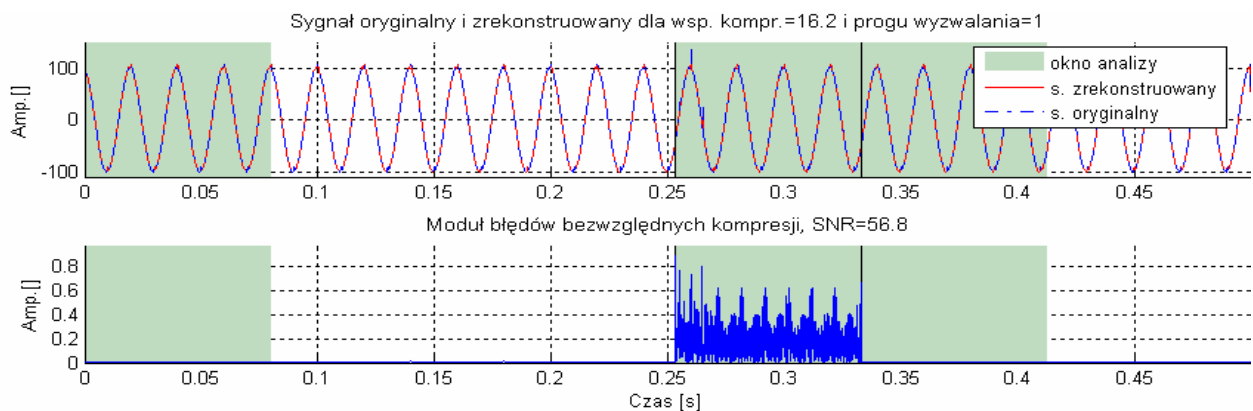
Rys. 9.54. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał: „Symulacja zdarzenia impulsowego nr 2”).



Rys. 9.55. Modele Prony'ego oraz falkowe dla fragmentu sygnału poddanego analizie i rekonstrukcji (sygnał: „Symulacja zdarzenia impulsowego nr 3”).

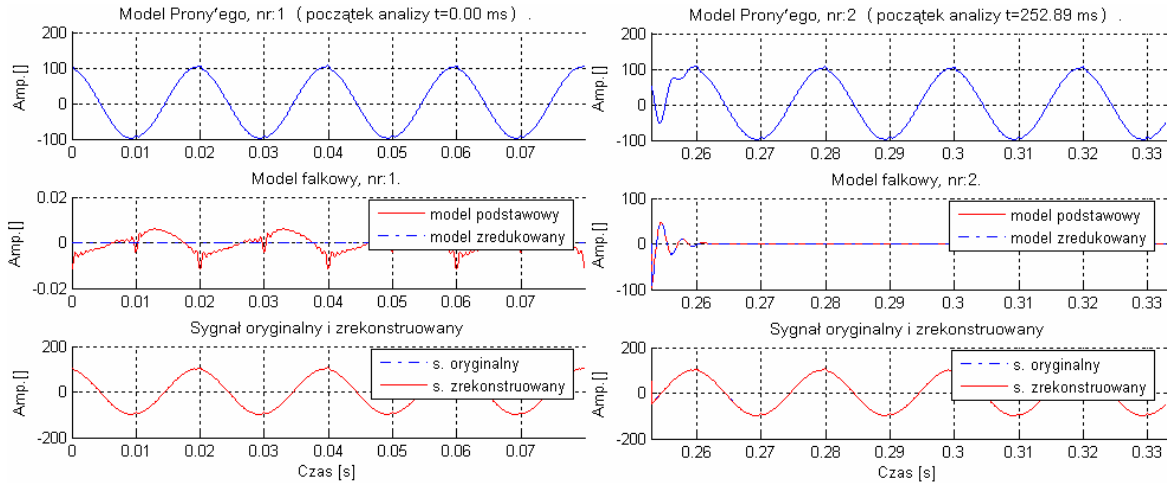


Rys. 9.56. Parametry modeli Prony'ego dla fragmentu sygnału (sygnał: „Symulacja zdarzenia impulsowego nr 3”).

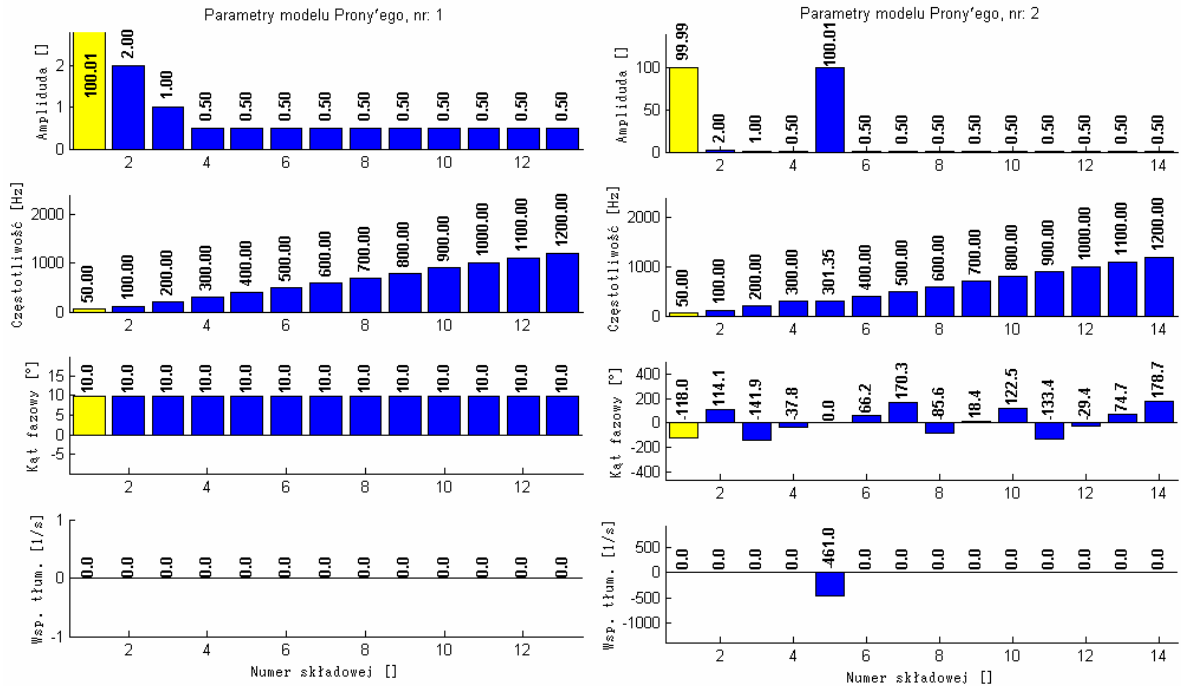


Rys. 9.57. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał: „Symulacja zdarzenia impulsowego nr 3”).

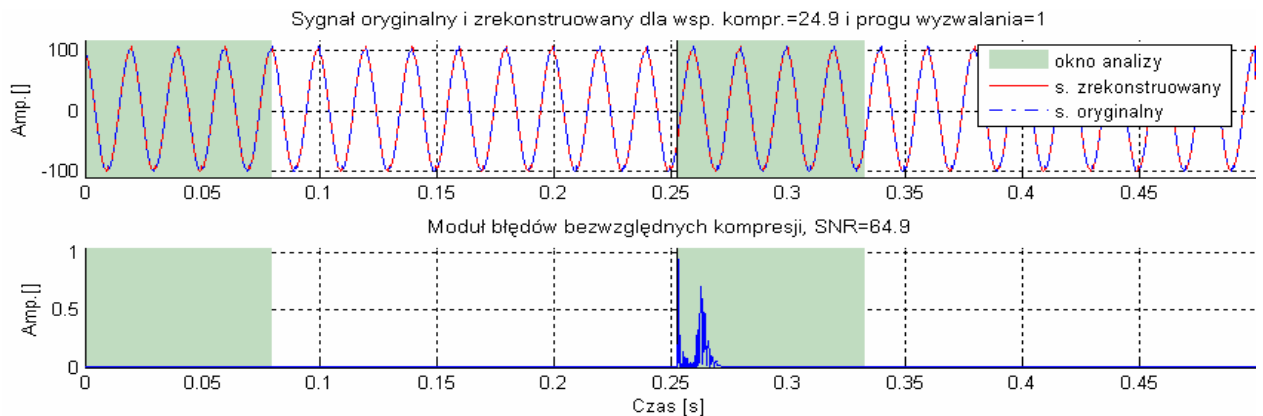
Analiza i kompresja danych pomiarowych sygnału z sieci elektroenergetycznej...



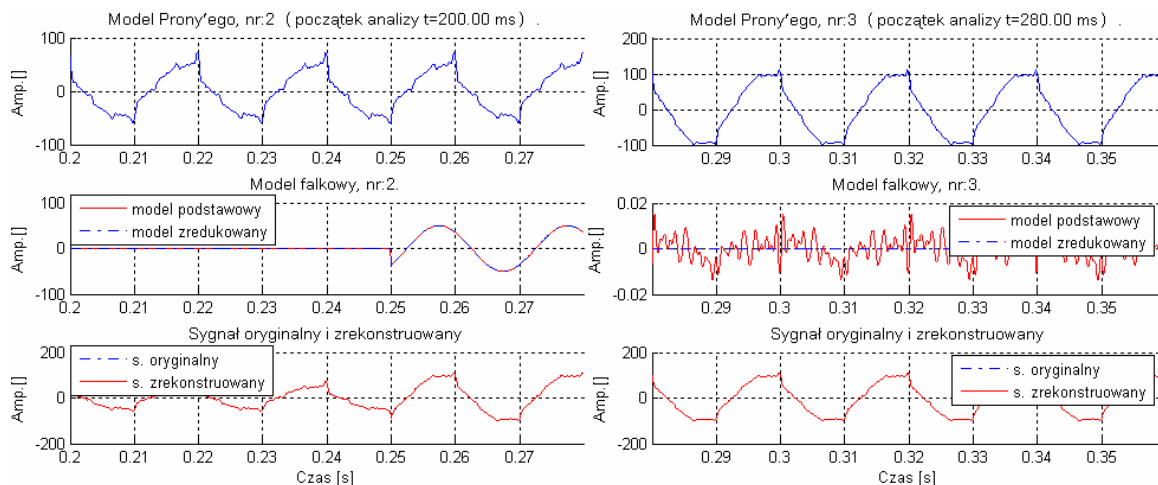
Rys. 9.58. Modele Prony'ego oraz falkowe dla fragmentu sygnału poddanego analizie i rekonstrukcji (sygnał: „Symulacja zdarzenia impulsowego nr 4”).



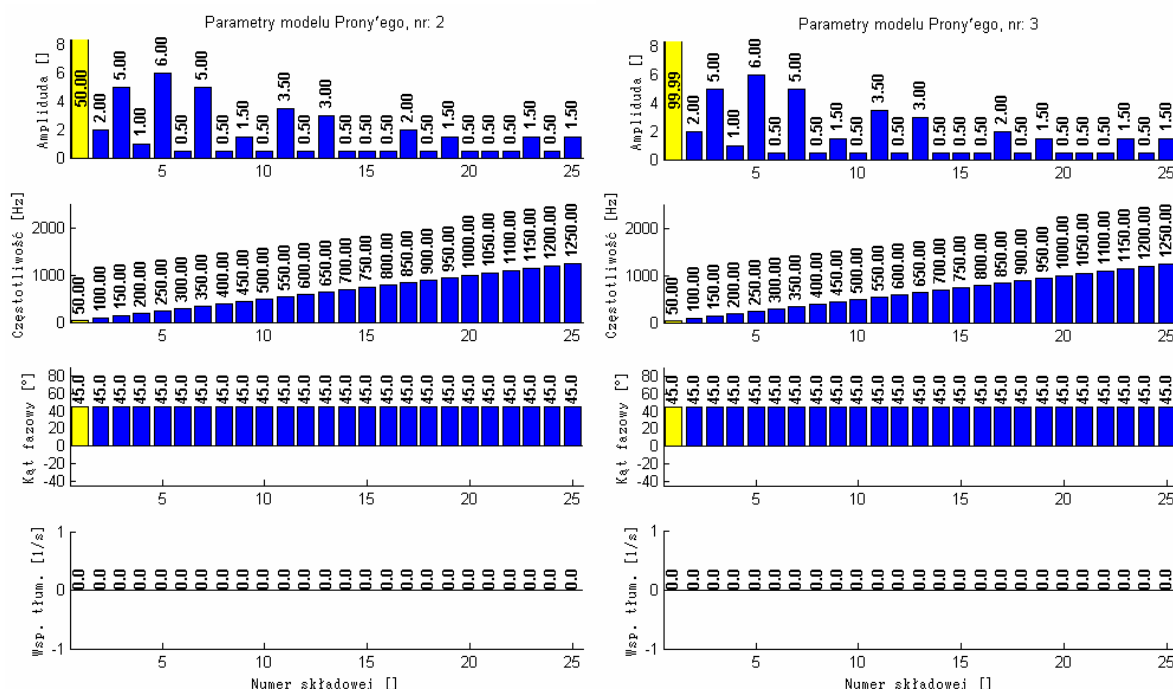
Rys. 9.59. Parametry modeli Prony'ego dla fragmentu sygnału (sygnał: „Symulacja zdarzenia impulsowego nr 4”).



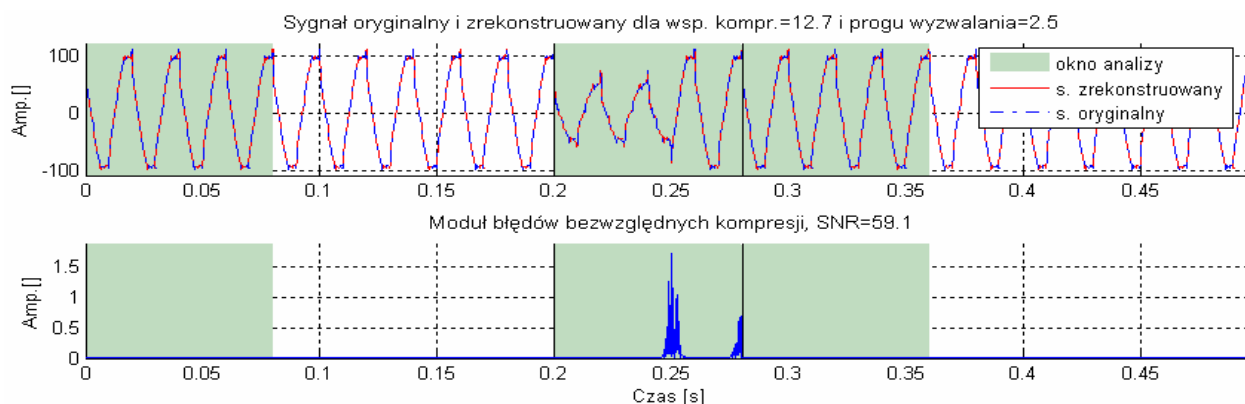
Rys. 9.60. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał: „Symulacja zdarzenia impulsowego nr 4”).



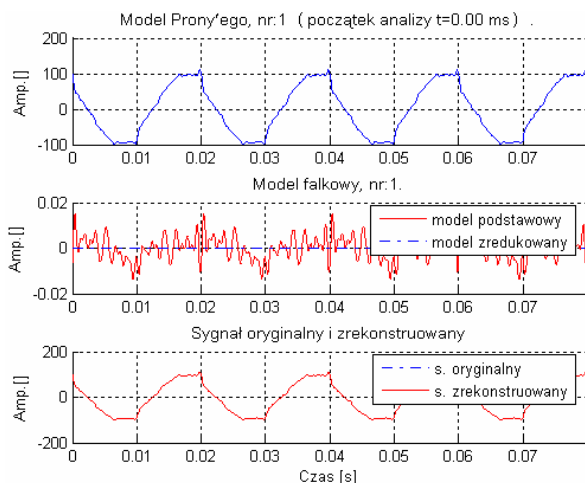
Rys. 9.61. Modele Prony'ego oraz falkowe dla fragmentu sygnału poddanego analizie i rekonstrukcji (sygnał: „Symulacja zapadu nr 2”).



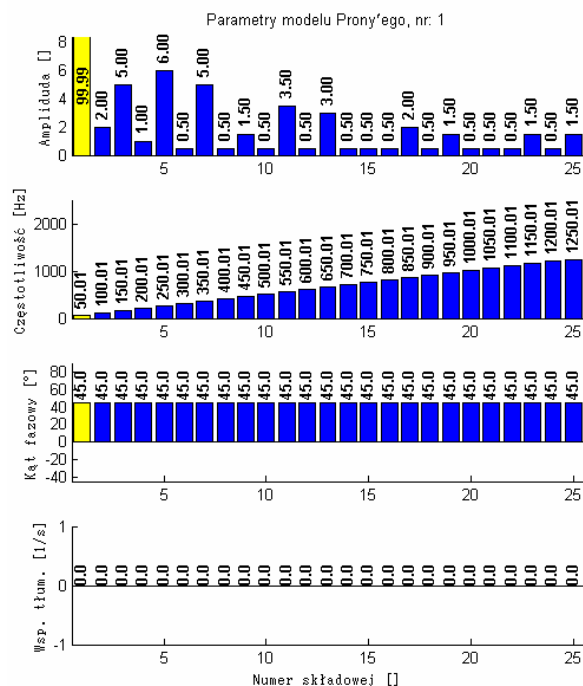
Rys. 9.62. Parametry modeli Prony'ego dla fragmentu sygnału (sygnał: „Symulacja zapadu nr 2”).



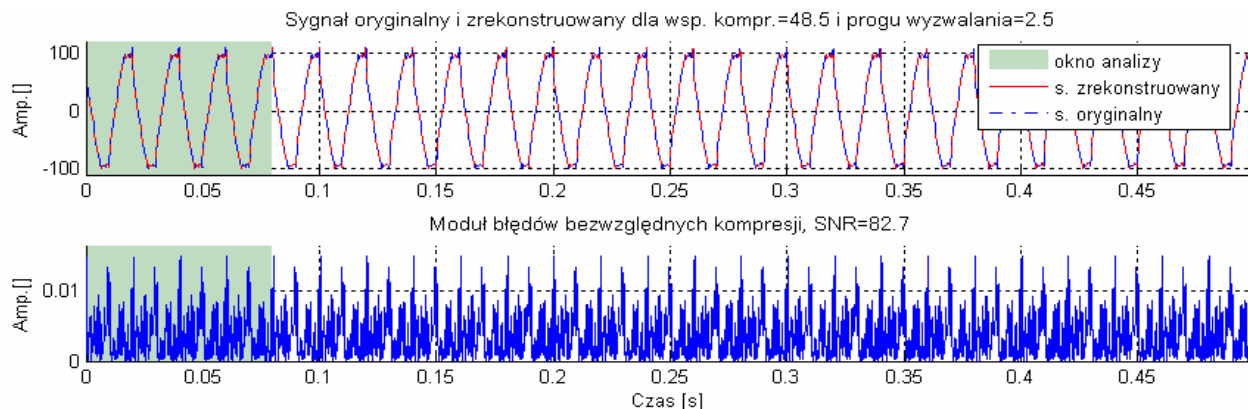
Rys. 9.63. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał: „Symulacja zapadu nr 2”).



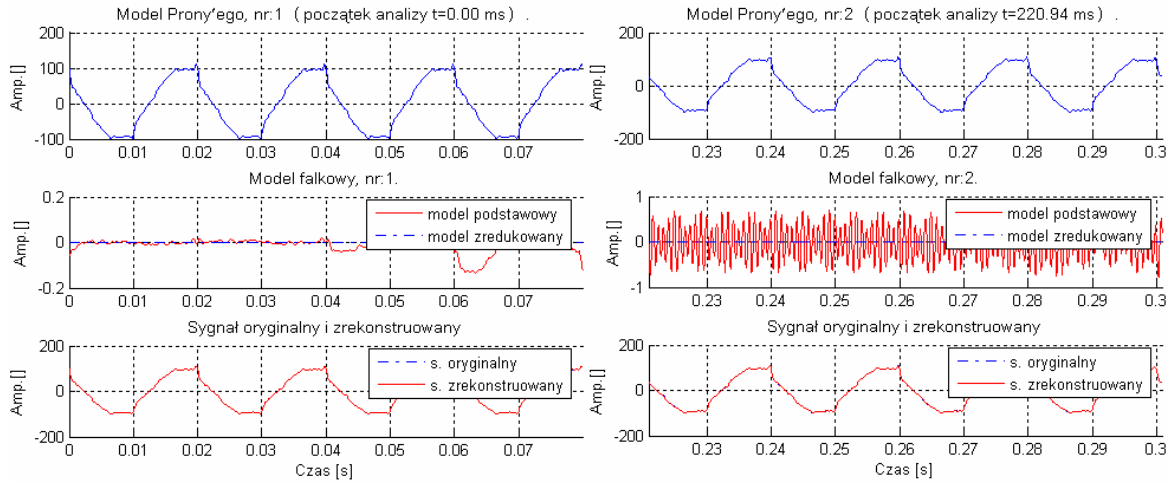
Rys. 9.64. Modele Prony'ego oraz falkowy dla fragmentu sygnału poddanego analizie i rekonstrukcji (sygnał: „Symulacja zmian częstotliwości sygnału nr 2”).



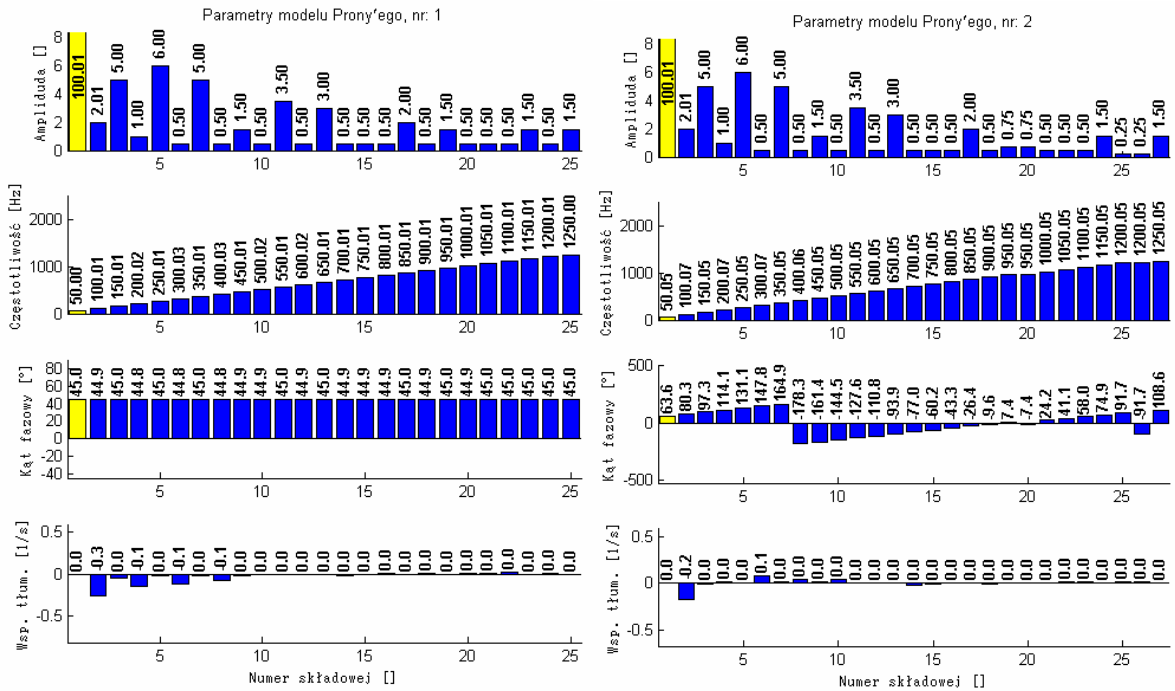
Rys. 9.65. Parametry modelu Prony'ego dla fragmentu sygnału (sygnał: „Symulacja zmian częstotliwości sygnału nr 2”).



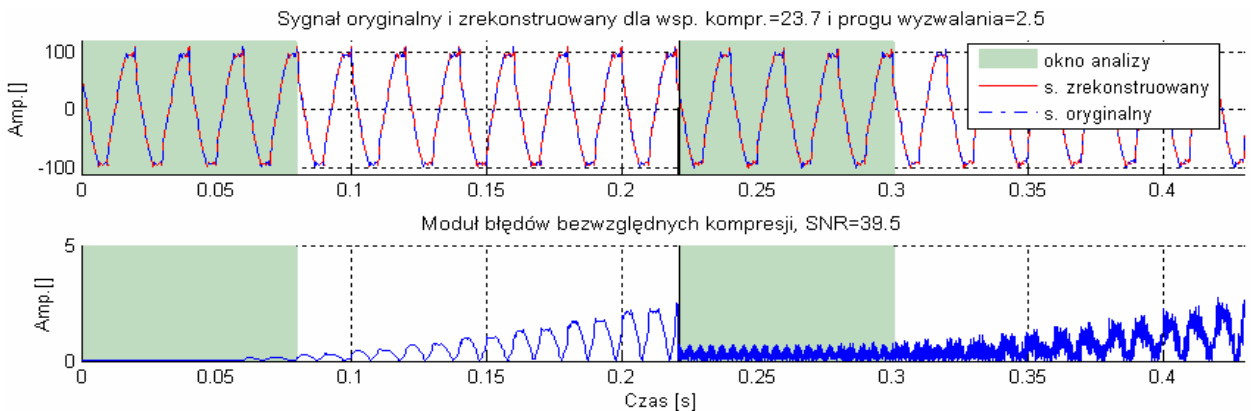
Rys. 9.66. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał: „Symulacja zmian częstotliwości sygnału nr 2”).



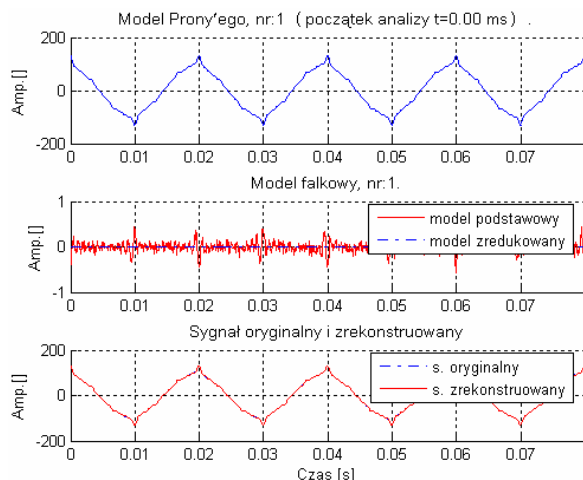
Rys. 9.67. Modele Prony'ego oraz falkowe dla fragmentu sygnału poddanego analizie i rekonstrukcji (sygnał: „Symulacja zmian częstotliwości sygnału nr 3”).



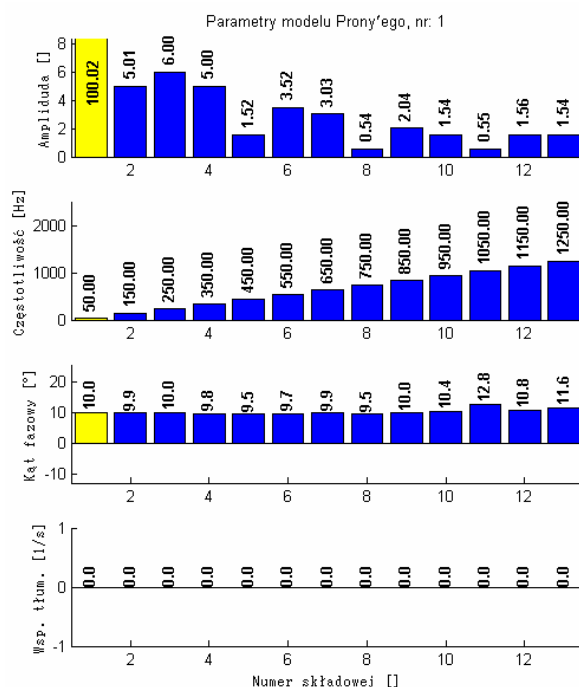
Rys. 9.68. Parametry modeli Prony'ego dla fragmentu sygnału (sygnał: „Symulacja zmian częstotliwości sygnału nr 3”).



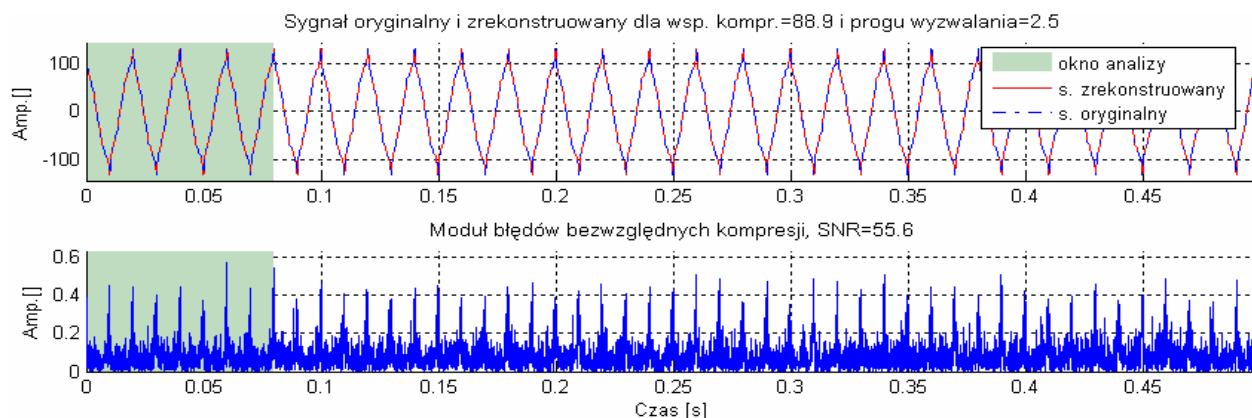
Rys. 9.69. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał: „Symulacja zmian częstotliwości sygnału nr 3”).



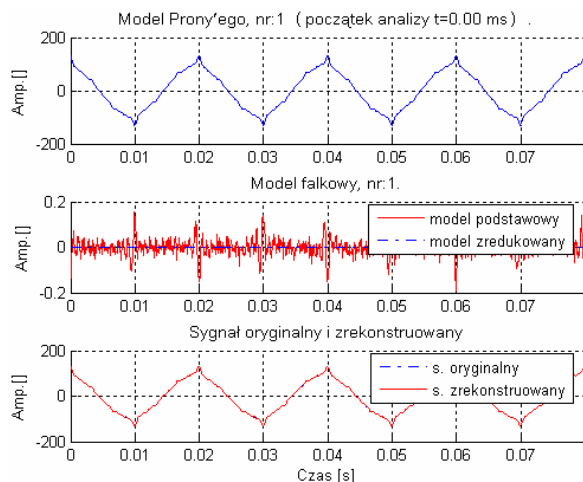
Rys. 9.70. Modele Prony'ego oraz falkowy dla fragmentu sygnału poddanego analizie i rekonstrukcji (sygnał: „Symulacja sygnału z szumem nr 2”).



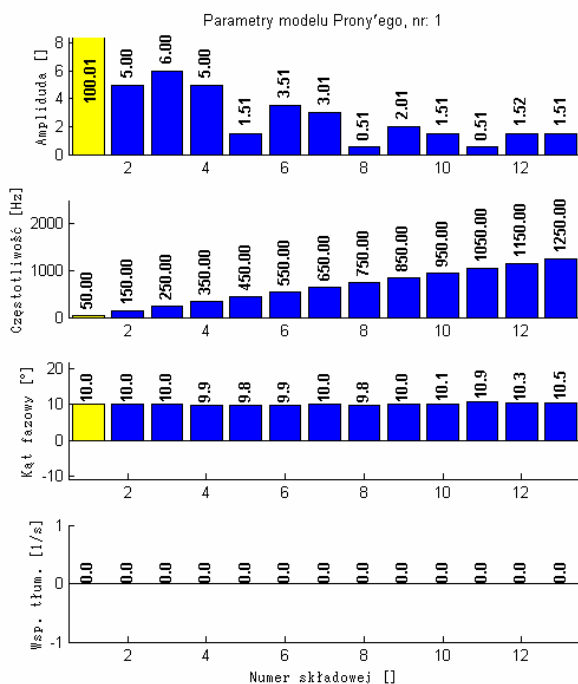
Rys. 9.71. Parametry modelu Prony'ego dla fragmentu sygnału (sygnał: „Symulacja sygnału z szumem nr 2”).



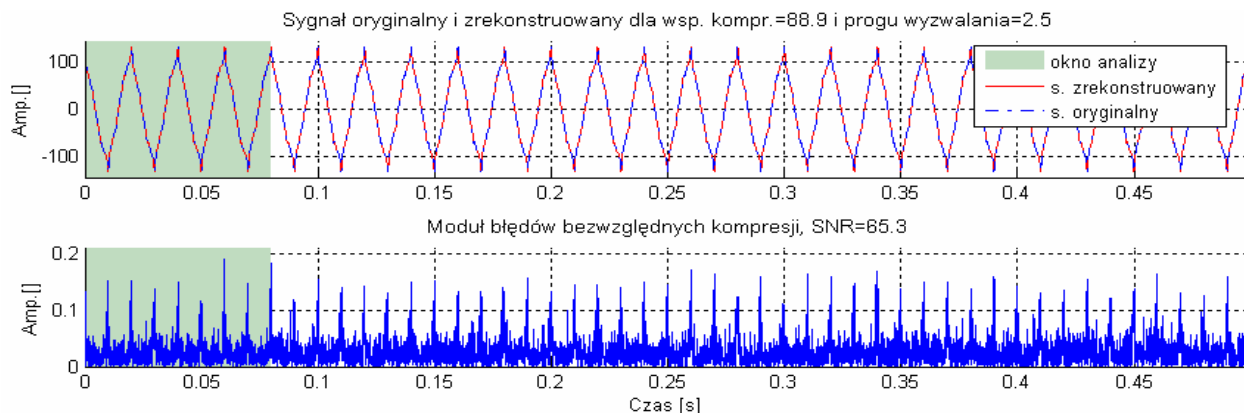
Rys. 9.72. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał: „Symulacja sygnału z szumem nr 2”).



Rys. 9.73. Modele Prony'ego oraz falkowy dla fragmentu sygnału poddanego analizie i rekonstrukcji (sygnał: „Symulacja sygnału z szumem nr 3”).

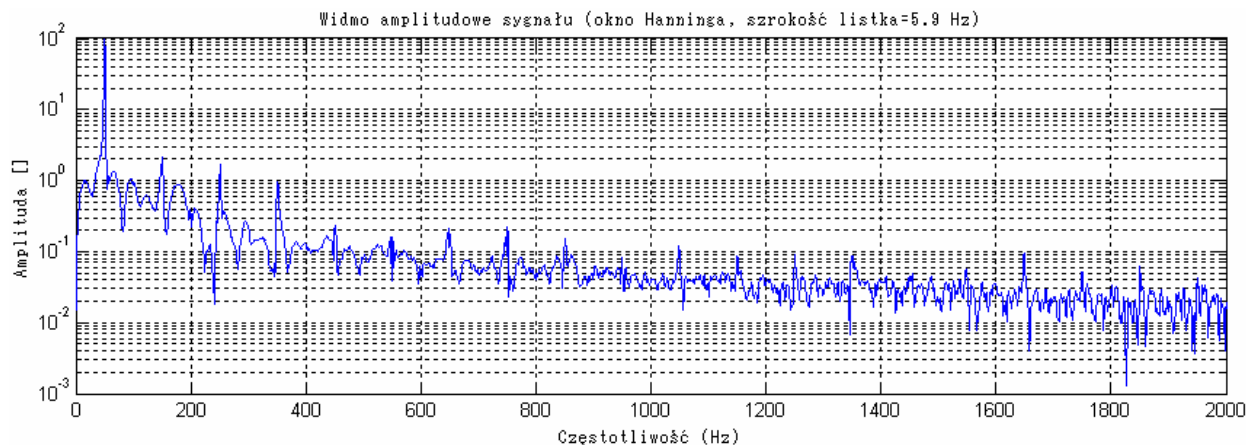


Rys. 9.74. Parametry modelu Prony'ego dla fragmentu sygnału (sygnał: „Symulacja sygnału z szumem nr 3”).

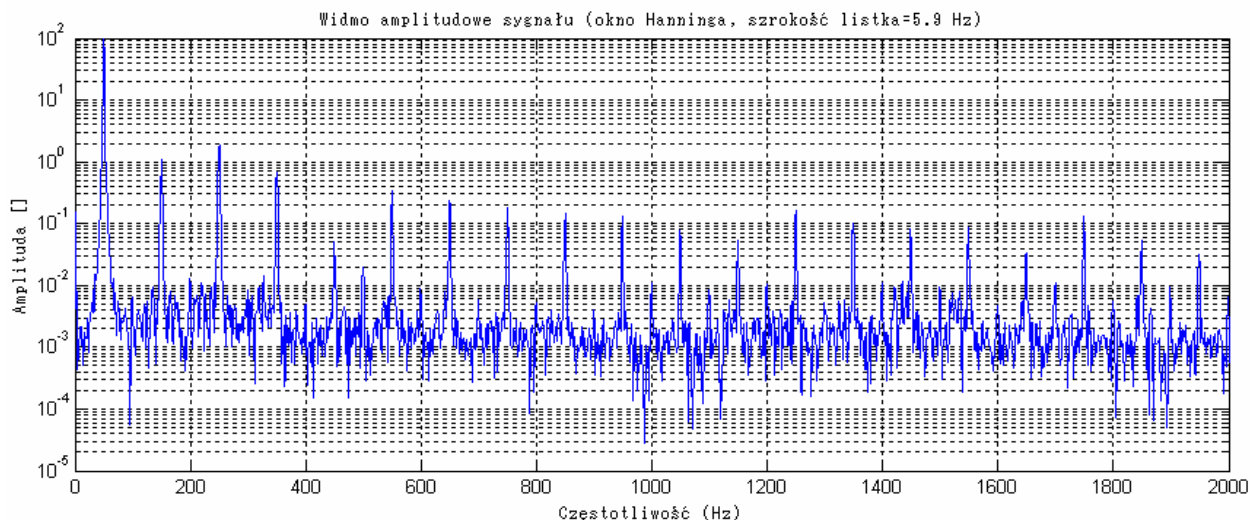


Rys. 9.75. Sygnał oryginalny i zrekonstruowany oraz moduły błędów bezwzględnych kompresji, z zaznaczonymi oknami analizy (sygnał: „Symulacja sygnału z szumem nr 3”).

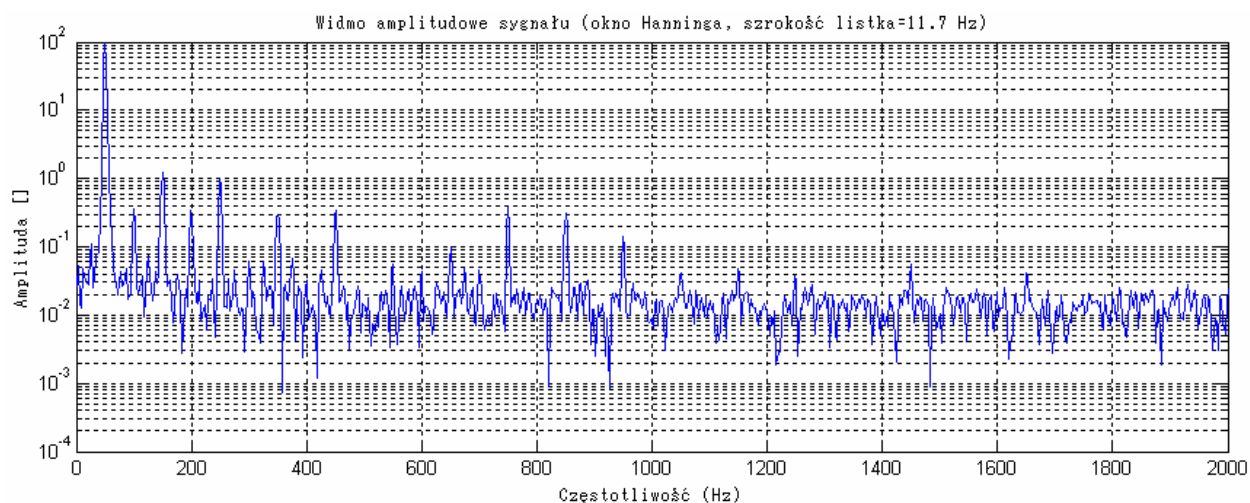
9.4. Widma amplitudowe sygnałów rzeczywistych poddanych analizie



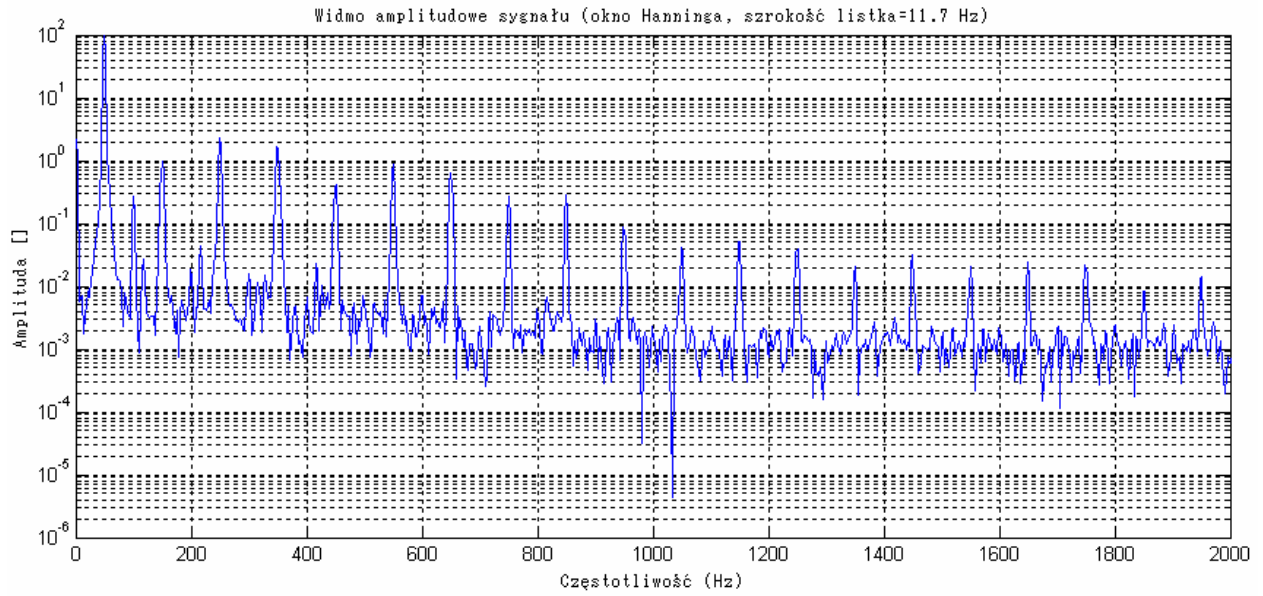
Rys. 9.76. Widmo amplitudowe sygnału poddanego analizie i kompresji (sygnał rzeczywisty: „Syg_m_01”).



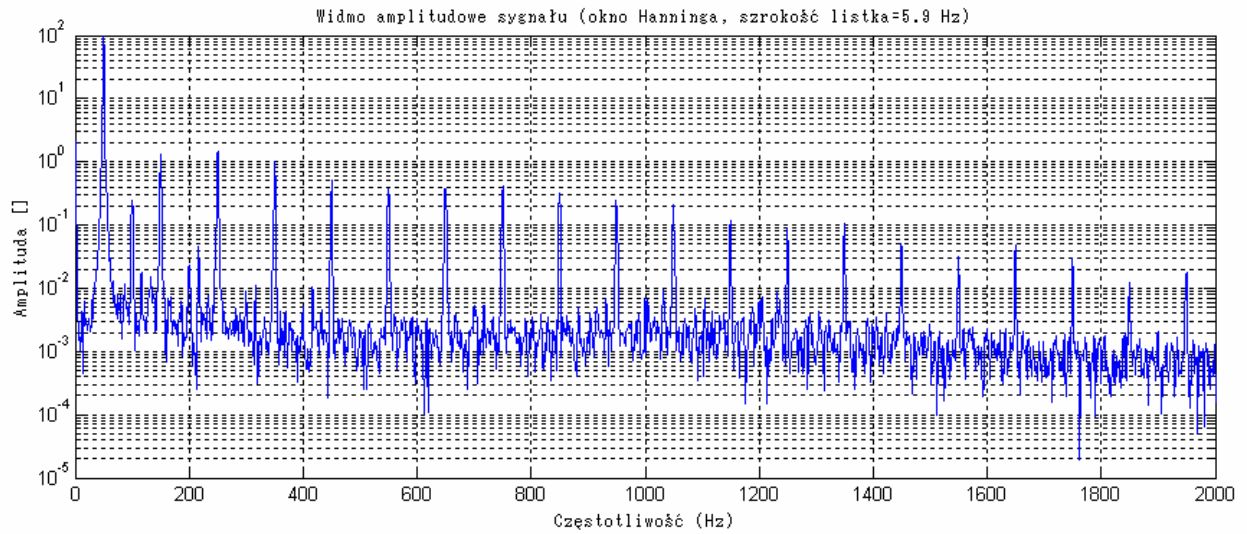
Rys. 9.77. Widmo amplitudowe sygnału poddanego analizie i kompresji (sygnał rzeczywisty: „Syg_m_02”).



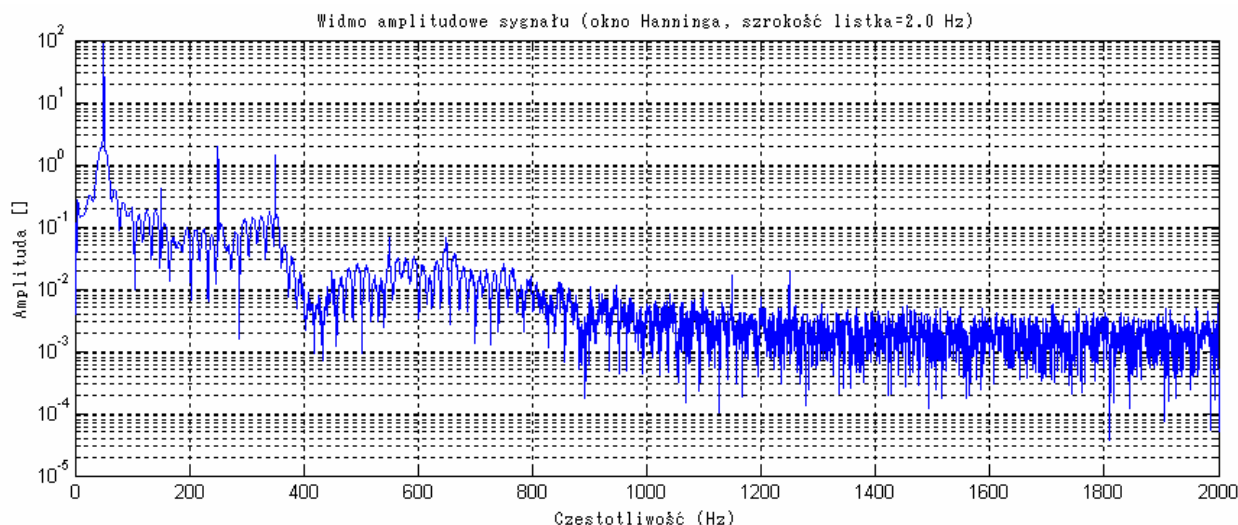
Rys. 9.78. Widmo amplitudowe sygnału poddanego analizie i kompresji (sygnał rzeczywisty: „Syg_m_03”).



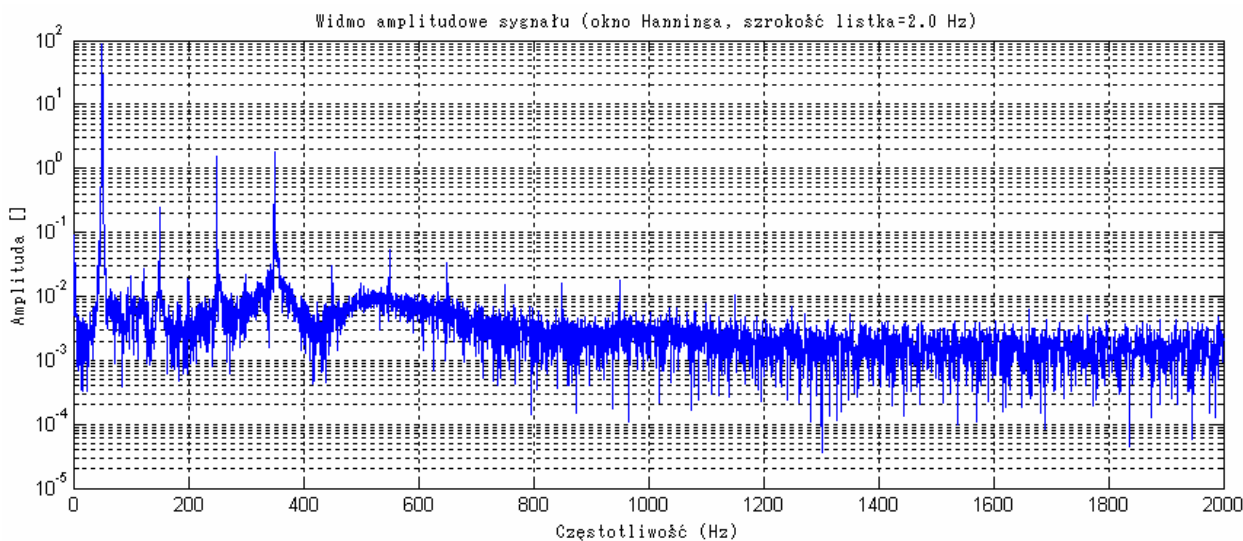
Rys. 9.79. Widmo amplitudowe sygnału poddanego analizie i kompresji (sygnał rzeczywisty: „Syg_m_04”).



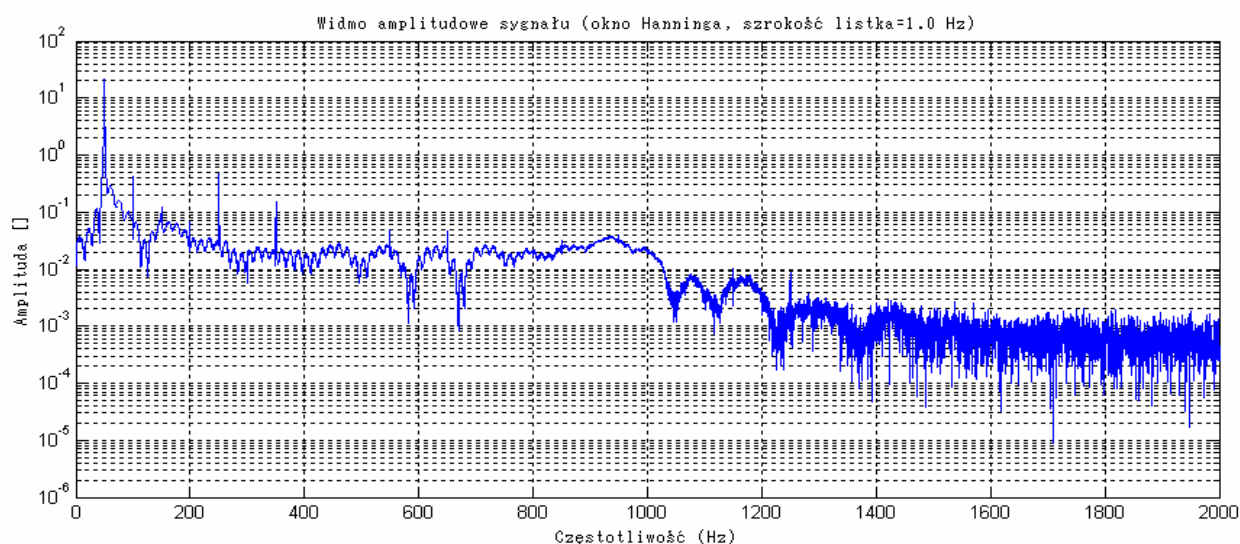
Rys. 9.80. Widmo amplitudowe sygnału poddanego analizie i kompresji (sygnał rzeczywisty: „Syg_m_05”).



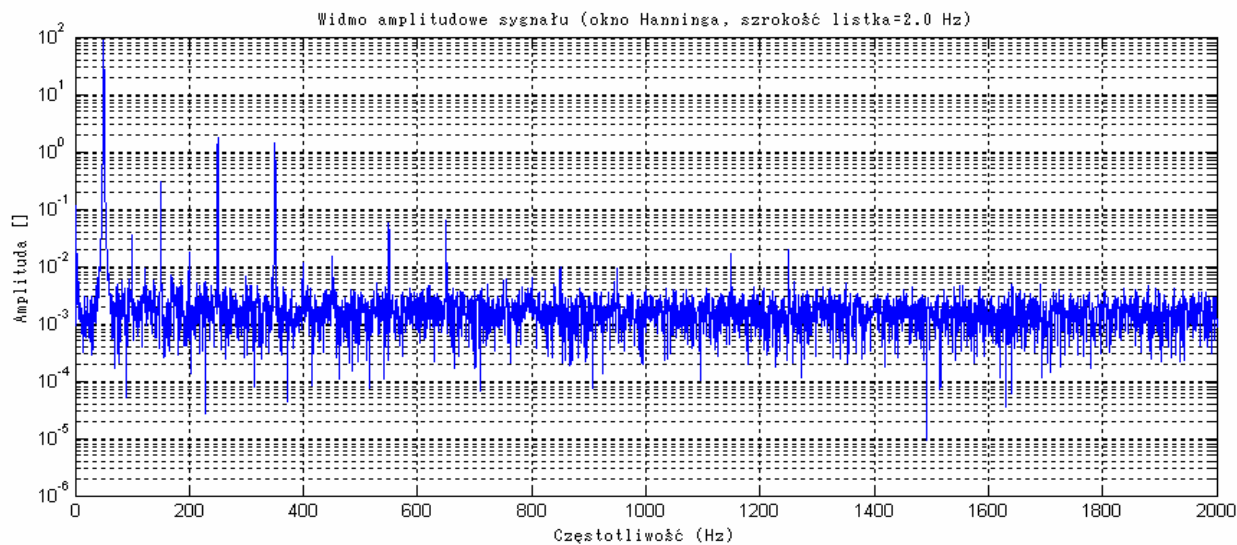
Rys. 9.81. Widmo amplitudowe sygnału poddanego analizie i kompresji (sygnał rzeczywisty: „Syg_j_01”).



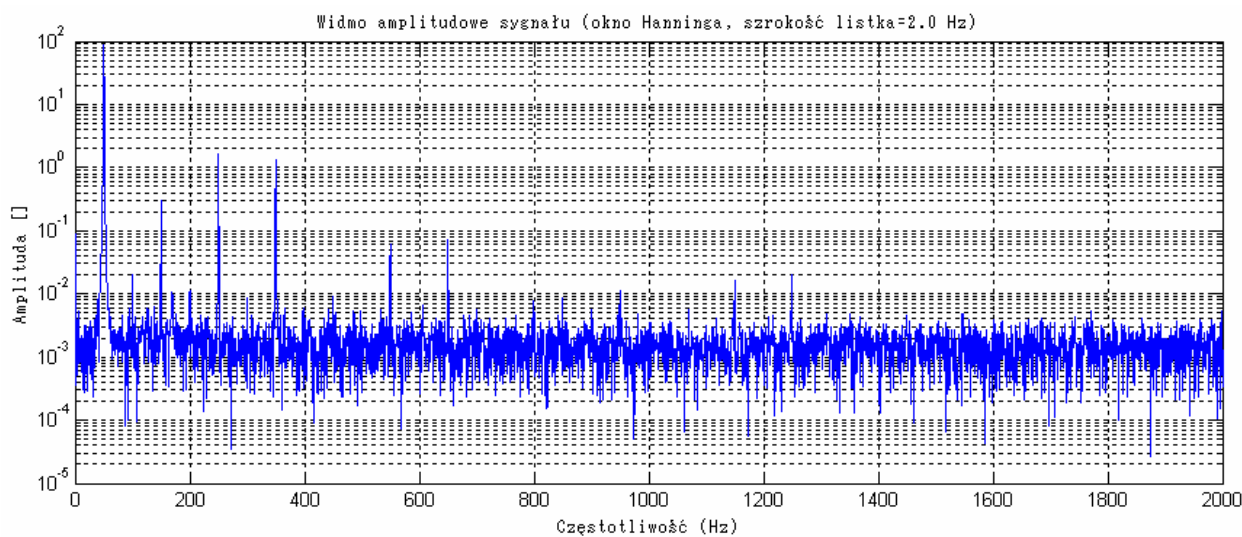
Rys. 9.82. Widmo amplitudowe sygnału poddanego analizie i kompresji (sygnał rzeczywisty: „Syg_j_02”).



Rys. 9.83. Widmo amplitudowe sygnału poddanego analizie i kompresji (sygnał rzeczywisty: „Syg_j_03”).



Rys. 9.84. Widmo amplitudowe sygnału poddanego analizie i kompresji (sygnał rzeczywisty: „Syg_j_04”).



Rys. 9.85. Widmo amplitudowe sygnału poddanego analizie i kompresji (sygnał rzeczywisty: „Syg_j_05”).