ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ

Anna TIMOFIEJCZUK

METODA BADANIA MASZYN WIRNIKOWYCH W WARUNKACH ROZRUCHU, ROZBIEGU I WYBIEGU

MECHANIKA z. 133

GLIWICE 1999 10.

POLITECHNIKA ŚLĄSKA

ZESZYTY NAUKOWE

Nr 1444

Anna TIMOFIEJCZUK

METODA BADANIA MASZYN WIRNIKOWYCH W WARUNKACH ROZRUCHU, ROZBIEGU I WYBIEGU

GLIWICE

OPINIODAWCY

Prof. dr hab. inż. Wojciech Batko

Dr hab. inż. Stanisław Radkowski - Prof. Politechniki Warszawskiej

KOLEGIUM REDAKCYJNE

 REDAKTOR NACZELNY
 - Prof. dr hab. Zygmunt Kleszczewski

 REDAKTOR DZIAŁU
 Dr hab. inż. Andrzej Buchacz

 Prof. Politechniki Śląskiej
 Prof. Politechniki Śląskiej

SEKRETARZ REDAKCJI - Mgr Elżbieta Leśko

REDAKCJA

Mgr Roma Łoś

REDAKCJA TECHNICZNA

Alicja Nowacka

Wydano za zgodą Rektora Politechniki Śląskiej

Publikacja dofinansowana przez Komitet Badań Naukowych w ramach projektu badawczego nr 7 T07B 02614

PL ISSN 0434-0817

Wydawnictwo Politechniki Śląskiej ul. Akademicka 5, 44-100 Gliwice tel./fax 237-13-81

Nakład 110+53 egz. Ark. wyd. 11,5. Ark. druk. 9,125. Papier offset. kl. III 70x100 80 g Oddano i podpisano do druku 14.12.1999 r. Druk ukończono w grudniu 1999 r. Zam. 50/99

> Fotokopie, druk i oprawę wykonano w UKiP sc, *J&D Gębka*, Gliwice, ul. Pszczyńska 44, tel./fax 231-87-09

Monografia opracowana została na podstawie mojej rozprawy doktorskiej, napisanej pod kierunkiem prof. dra hab. inż. Wojciecha Cholewy, którą obroniłam przed Radą Wydziału Mechanicznego Technologicznego w czerwcu 1999 roku. W opracowaniu uwzględnione zostały uwagi recenzentów pracy doktorskiej: dra hab. inż. Stanisława Radkowskiego Profesora Politechniki Warszawskiej oraz prof. dra hab. inż. Jana Kosmola. Zeszyt wydano w ramach projektu badawczego nr 7 T07B 02614 pt. "Metoda badania maszyn wirnikowych w warunkach rozruchu, rozbiegu i wybiegu", finansowanego przez Komitet Badań Naukowych w latach 1997-1999.

Składam serdeczne podziękowania promotorowi prof Wojciechowi Cholewie, recenzentom pracy doktorskiej i zeszytu, profesorom Wojciechowi Batko, Stanisławowi Radkowskiemu i Janowi Kosmolowi oraz Koleżankom i Kolegom z Katedry Podstaw Konstrukcji Maszyn Politechniki Śląskiej za okazaną mi pomoc i życzliwość podczas wykonywania pracy.

Anna Timofiejczuk

SPIS TREŚCI

W	√ykaz ważniejszych oznaczeń	11
1	. Wstęp	13
	1.1. Znaczenie badań prowadzonych w zmiennych warunkach działania obiektu	13
	1.2. Zakres badań	16
2	Problem badawczy	18
	2.1. Pojęcia podstawowe	20
	2.2. Modele diagnostyczne obiektów	22
	2.3. Metody identyfikacji stanu technicznego obiektu	24
	2.4. Metody identyfikacji zmian stanu technicznego obiektu	25
	2.5. Istota badań prowadzonych w zmiennych warunkach działania obiektu	26
	2.6. Charakterystyka i podział zmiennych warunków działania obiektu	26
	2.6.1. Stan nieustalony	27
	2.6.2. Stan przejściowy	27
	2.7. Struktura sygnałów rejestrowanych w warunkach rozruchu lub wybiegu	27
	2.8. Relacje diagnostyczne	30
	2.9. Własności rezonansowe maszyny wirnikowej	33
	2.10. Uporządkowanie zdarzeń	33
3	. Opis metody badania maszyn wirnikowych działających w zmiennych warunkach	36
	3.1. Analiza sygnałów	40
	3.1.1. Zastosowanie STFT	41
	3.1.2. Zastosowanie analizy falkowej	42
	3.2. Identyfikacja chwilowej częstotliwości charakterystycznej	43
	3.2.1. Zastosowanie analizy RLS	44
	3.2.1.1. Rozdzielenie symptomów identyfikowanych przez zastosowanie analizy	
	opartej na STFT	46
	3.2.1.2. Rozdzielenie symptomów identyfikowanych przez zastosowanie analizy opartej na WT	52
	3.2.2. Zastosowanie analizy śledzacej rzedów	56
	3.3 Dodatkowe operacie wykonywane w czasie realizacji metody	58
	3 3 1. Wybór warunków działania	58
	3.3.2. Identyfikacja chwilowej czestotliwości charakterystycznej	59
	3 3 3 Wybór funkcji okna (analiza oparta na STFT)	
	3.3.4. Celowość przekształcenia widma (analiza oparta na STFT)	
	3.3.5 Zestawienie stosowanych funkcji bazowych (analiza oparta na WT)	66

3.3.6. Ocena zastosowania funkcji bazowych (analiza sygnałów oparta na WT)	69
3.3.7. Sposób zmian parametru skali (analiza syganłów oparta na WT)	
4. Weryfikacja metody	
4.1. Weryfikacja metody w oparciu o sygnały wygenerowane na podstawie mode	lu
matematycznego	
4.1.1. Opis generowania sygnałów	
4.1.2. Wyniki analizy przy zastosowaniu STFT	
4.1.3. Wyniki analizy przy zastosowaniu WT	
4.1.4. Wyniki analizy śledzącej rzędów	
4.2. Weryfikacja metody w oparciu o sygnały rejestrowane podczas działania stan	lowiska
RotorKit	85
4.2.1. Opis stanowiska i warunków działania	85
4.2.2. Wyniki analizy przy zastosowaniu STFT	
4.2.3. Wyniki analizy przy zastosowaniu WT	
4.2.4. Wyniki analizy śledzącej rzędów	
4.3. Weryfikacja metody w oparciu o sygnały rejestrowane podczas działania obie	ektu
rzeczywistego	
4.3.1. Opis obiektu badań i warunków działania	
4.3.2. Wyniki analizy przy zastosowaniu STFT	
4.3.3. Wyniki analizy przy zastosowaniu WT	100
4.3.4. Wyniki analizy śledzącej rzędów	100
5 Podsumowanie	103
Dodatek A. Przegląd i zestawienie estymat sygnałów niestacjonarnych	
A.1. Analiza sygnałów niestacjonarnych - dziedzina amplitudy	107
A.2. Analiza sygnałów niestacjonarnych - dziedzina czasu	108
A.3. Analiza sygnałów niestacjonarnych - dziedzina częstotliwości	108
A.3.1. Analiza bispectralna	110
A.3.2. Analiza czasowo-częstotliwościowa	110
Dodatek B. Przegląd czasowo-częstotliwościowych metod analizy sygnałów	
niestacjonarnych	
B.1. Krótkoczasowe przekształcenie Fouriera (STFT)	
B.1.1. Sposób podziału sygnału	113
B.1.2. Funkcja okna	

 B.1.3. Określenie długości podrealizacji sygnału
 114

 B.1.4. Sposoby estymacji widma
 115

B.1.4.1. Analiza sygnałów cyklicznych115
B.1.4.2. Estymacja gęstości widmowej z zastosowaniem techniki zoom115
B 1.4.3. Estymacia gestości widmowej z zastosowaniem filtracji
B 2. Analiza śledzaca rzedów
B 3 Transformacia Wignera - Ville'a
D.9. Hanstornaoja Alghora - Lio annihilitati
Dodatek C. Metody o zmiennej rozdzielczości w dziedzinach częstotliwości i czasu 120
C.1. Rys historyczny metody falkowej 121
C.2. Istota metody falkowej
C.2.1. Funkcje bazowe przekształcenia falkowego 123
C.2.2. Parametry przekształcenia falkowego
C.3. Ciagłe przekształcenie falkowe (CWT) 127
C.4. Dyskretyzacja ciągłego przekształcenia falkowego
C.4.1. Ramy
C.4.2. Szkielety
C 5. Dyskretne przekształcenie falkowe
C.5.1. Analiza wielorozdzielczościowa
Literatura
Streszczenie

CONTENTS

Sched	ule of more important denotes	11
1. Intr	oduction	13
1.1.	Significance of object investigations in varying conditions of its operation	13
1.2.	Scope of investigations	16
2. Exa	mining problem	18
2.1.	Basic notions	20
2.2.	Diagnostics models of objects	22
2.3.	Methods of identification of technical state of object	24
2.4.	Methods of identification of technical state changes of object	25
2.5.	Sense of investigations of object in varying conditions of its operation	26
2.6.	Characteristics and schedule of varying conditions of object operation	26
2.0	6.1. First type transient states	27
2.0	6.2. Second type transient states	27
2.7.	Structure of signals recorded in run-up or run-down conditions	27
2.8.	Diagnostic relations	30
2.9.	Resonance properties of rotating machinery	33
2.10	. Events ordering	33
3. Des	cription of method of rotating machinery investigation in varying conditions of its	
ope	rations	36
3.1.	Analysis of signals	40
3.	1.1. Application of the STFT	41
3.	1.2. Application of wavelet analysis	42
3.2.	Identification of instantaneous characteristic frequency	43
3.2	2.1. Application of RLS analysis	44
3	3.2.1.1. Partitioning of identified symptoms using application of analysis based on t	he
	STFT	46
3	.2.1.2. Partitioning of identified symptoms using application of analysis based on t	he
	WT	52
3.2	2.2. Application of order tracking analysis	56
3.3.	Additional operation carrying out during method realization	58
3.3	3.1. Choice of operation conditions	58
3.3	3.2. Identification of instantaneous characteristic frequency	59
3.3	3.3. Choice of window function (analysis based on the STFT)	61
3.3	3.4. Purpose of spectrum transformation (analysis based on the STFT)	64
3.3	3.5 Statement of applied basis functions (analysis based on the WT)	66

3.3.6. Estimation of application of basis functions (analysis based on the WT)3.3.7. The way of changes of scale parameter (analysis based on the WT)	69 72
4. Verification of the method	75
4.1. Verification supported by signals generated on the basis of mathematical model	
4.1.1. Description of generation of signals	/0
4.1.2. Results of application of analysis based on the STFT	
4.1.3. Results of application of analysis based on the W1	81
4.2.4. Results of application of order tracking analysis	84
4.2. Verification supported by signals recorded during operation of laboratory stand	0.5
RotorKit.	85
4.2.1. Description of the stand and operation conditions	Cő
4.2.2. Results of application of analysis based on the STFT	88
4.2.5. Results of application of analysis based on the W1	92
4.1.4. Results of application of order tracking analysis	95
4.3. Verification supported by signals recorded during real object operation	
4.3.1. Description of the investigated object and operation conditions	
4.3.2. Results of application of analysis based on the STFT	98
4.3.3. Results of application of analysis based on the w I	100
4.3.4. Results of application of order tracking analysis	100
5. Conclusions	103
Appendix A. Inspection and statement of nonstationary signal estimations	106
A.I. Nonstationary signal analysis in magnitude domain	107
A.2. Nonstationary signal analysis in time domain	108
A.3. Nonstationary signal analysis in frequency domain	108
A.3.1. Bispectral analysis	110
A.3.2. Time – frequency analysis	110
Appendix B. Review of time-frequency methods of nonstationary signal analysis	111
B.1. Short Time Fourier Transform	113
B.1.1. The way of signal partition	113
B.1.2. Window function	113
B.1.3. Determination of length of signal subrealization	114
B.1.4. The ways of spectrum estimation	115
B.1.4.1. Analysis of cyclic signals	115
B.1.4.2. Estimation of spectral density with application of zoom operations	115
B.1.4.3. Estimation of spectral density with application of filtration	116
B.2 Order tracking analysis	116
B.3. Wigner - Ville transformation	118

Appendix C. The methods of varying resolution in frequency and time domains	120	
C.1. Historical backgrounds of wavelet analysis	121	
C.2. Sense of wavelet analysis	122	
C.2.1. Basis functions of wavelet analysis	123	
C.2.2. Parameters of wavelet analysis	126	
C.3. Continuos wavelet transformation (CWT)	127	
C.4. Discretization of continuos wavelet transformation	128	
C.4.1. Frames	129	
C.4.2. Skeletons	130	
C.5. Discrete wavelet transformation	130	
C.5.1. Multiresolution analysis	131	
Bibliography		
Summary	145	

-

Wykaz ważniejszych oznaczeń

a(t)	 sygnał użyteczny
u(t)	 sygnał losowy (szum)
$\mathbb{E}\left\{x\right\}$	 wartość oczekiwana sygnału x
μχ	 wartość średnia sygnału x
$R_{xx}(t,t+\tau)$	 funkcja autokorelacji sygnału x
t	– czas mikro
f	– częstotliwość
fn	 częstotliwość obrotów wirnika
fni	 częstotliwość wzbudzenia
f_i	 częstotliwość środkowa pasma
fd	 częstotliwość dolna pasma
f_g	 częstotliwość górna pasma
В	 stała względna szerokość pasma
Ь	 stała bezwzględna szerokość pasma
X	– rozstęp pasm
п	 prędkość obrotowa
S(t,f)	 krótkoczasowa transformata Fouriera
\underline{W}	– widmo
<u>S</u>	 widmo sygnału reprezentatywnego
<u>R</u>	 widmo sygnału rezonansowego
<u>L</u>	 widmo różowego szumu
j, k	 idntyfikatory pasm częstotliwosci
w(j)	 poziom mocy sygnału w j-tym paśmie częstotliwości
s(k)	– poziom mocy sygnału reprezentatywnego w k-tym paśmie częstotliwości
r(j)	 poziom mocy sygnału rezonansowego w j-tym paśmie częstotliwości
ΔS	 różnicowe widmo reprezentatywne
ΔR	 różnicowe widmo rezonansowe
$CWT(s, \tau)$	 transformata falkowa
$\psi_{s_{*}\tau}$	 funkcja bazowa przekształcenia falkowego
S	– skala
Sm	 skala charakterystyczna
<u>WF</u>	 współczynniki falkowe
<u>SF</u>	 współczynniki falkowe sygnału reprezentatywnego
<u>RF</u>	 współczynniki falkowe sygnału rezonansowego

<u>LF</u>	_	zbiór współczynników falkowych różowego szumu
LW	_	zbiór zlogarytmowanych współczynników falkowych
LS	-	zbiór zlogarytmowanych współczynników falkowych sygnału
		reprezentatywnego
LR	_	zbior zlogarytmowanych współczynników falkowych sygnału rezonansowego
<u>LL</u>	_	zbiór zlogarytmowanych współczynników falkowych różowego szumu
lw(j)	_	wartość zlogarytmownych współczynników falkowych sygnału przy j-tej
		wartości skali
ls(k)		wartość zlogarytmownych współczynników falkowych sygnału
		reprezentatywnego przy k-tej wartości skali
lr(j)	_	wartość zlogarytmownych współczynników falkowych sygnału
		rezonansowego przy <i>j</i> -tej wartości skali
DLS	_	wartości ilorazów współczynników falkowych sygnału reprezentatywnego
DLR		wartości ilorazów współczynników falkowych sygnału rezonansowego
podkreślenie	_	oznaczenia macierzy
druk pochyły	_	oznaczenie funkcji, zmiennej lub stałej
druk prosty	_	oznaczenie operatorów

1. WSTĘP

Diagnostyka techniczna jest dziedziną wiedzy dotyczącą eksploatacji obiektów technicznych i obejmuje zagadnienia określania ich stanu technicznego (diagnoza). Może być również związana z realizacją takich zadań, jak: określenie przyczyn wystąpienia obecnego stanu technicznego (geneza) oraz określanie przyszłych stanów obiektu (prognoza) [Batko, 1984], których potrzeba oraz możliwość realizacji uzależniona jest od rodzaju badań oraz obserwowanego obiektu technicznego [Cempel, 1989b].

Szczególnym przypadkiem diagnostyki technicznej jest diagnostyka maszyn obejmująca między innymi zagadnienia określania stanu technicznego maszyn energetycznych (np. silników, pomp, sprężarek, turbin). Diagnostyka maszyn to dziedzina wiedzy "o środkach i sposobach rozpoznawania stanu działającej maszyny na podstawie obserwacji zewnętrznych skutków jej działania, tzn. na drodze badań diagnostycznych technikami bezinwazyjnymi" [Cempel, 1982]. Jednym z obszarów diagnostyki maszyn jest diagnostyka maszyn wirnikowych. Maszyna wirnikowa to środek techniczny, w którym wyróżnia się zespół wykonujący ruch obrotowy noszący nazwę wirnika. Zespół ten posadowiony jest w podporach zawierających łożyska ślizgowe lub toczne. Określanie stanu technicznego maszyn wirnikowych może być realizowane na kilka sposobów.

W monografii opisano metodę identyfikacji stanu technicznego maszyny wirnikowej na podstawie eksperymentu diagnostycznego prowadzonego w zmiennych warunkach działania maszyny.

1.1. Znaczenie badań prowadzonych w zmiennych warunkach działania obiektu

Badania prowadzone w zmiennych warunkach działania obiektu należą do pośrednich badań diagnostycznych, które w porównaniu z innymi rodzajami obserwacji, pozwalającymi na określanie stanu technicznego obiektu (np. badania, w których stosuje się zewnętrzne wzbudniki drgań lub badania bezpośrednie elementów maszyny, wymagające jej demontażu), wykazują wiele zalet. Do najważniejszych zalet pośrednich badań diagnostycznych należy zaliczyć:

- nieniszczący charakter badań,
- brak konieczności demontażu maszyny,
- możliwość oceny stanu maszyny na podstawie analizy generowanych podczas jej działania sygnałów (np. wibroakustycznych, elektrycznych),
- możliwość zastosowania sposobu oceny stanu technicznego nie dla pojedynczej maszyny, ale grupy maszyn o zbliżonej konstrukcji.

Przykładem zmiennych warunków działania maszyny (np. przy zmiennej prędkości obrotowej elementów wirujących) są rozruch, wybieg, czy rozbieg. Do zalet badań prowadzonych w zmiennych warunkach działania obiektu zaliczyć należy:

- możliwość wykonywania badań podczas normalnej eksploatacji maszyny,
- umożliwienie obserwacji odpowiedzi układu wirnik łożyska podpory łożyskowe fundament na różne, często niestacjonarne wymuszenia,
- możliwość obserwacji odpowiedzi maszyny na wymuszenie w szerokim paśmie częstotliwości.

Przyjmuje się, że podstawowym wymuszeniem drgań w tego typu badaniach jest sama maszyna, a w szczególności wszelkiego rodzaju niesymetrie, czego przykładem są zawsze istniejące resztkowe niewyrównoważenia.

Charakterystyki uzyskiwane na drodze analizy sygnałów drganiowych, rejestrowanych podczas działania maszyny w takich warunkach, nazywane są charakterystykami rozruchowymi i wybiegowymi. Dostarczają one informacji nie tylko o zjawiskach zachodzących w maszynie w określonej chwili czasu, ale przede wszystkim pozwalają na określenie zmian stanu maszyny podczas zmiany warunków jej działania. Zalety eksperymentów diagnostycznych prowadzonych w zmiennych warunkach działania zostały zauważone już kilkanaście lat temu [Cempel, 1989a] [Cholewa, Kaźmierczak, 1992] [Cholewa, Moczulski, 1993] [Cholewa, 1983] [Moczulski, Solipiwko, et al., 1988] [Moczulski, 1984] [Moczulski, 1988] [Nowicki, Sordyl, 1988] [Orłowski, 1988] [Riches, Boch, 1988], a charakterystyki rozruchowe i wybiegowe znajduja obecnie wiele zastosowań. Duże znaczenie tych badań dla celów diagnostyki maszyn nie podlega dyskusji. Dyskusyjnym natomiast problemem, w tym przypadku, jest sposób wyznaczania tych charakterystyk oraz możliwość uzyskania, na drodze tych badań, informacji dotychczas niemożliwych do uzyskania. Przykładem analiz dających dobre wyniki w estymacji sygnałów rejestrowanych w takich warunkach jest analiza oparta na krótkoczasowym przekształceniu Fouriera (STFT. ang. Short Time Fourier Transform) [Atlas, 1996] [Bracewell, 1968] [Gade, Gram-Hasen, 1996] [Mączak, Radkowski, et al., 1996] [Tadeusiewicz, 1988] [Timofiejczuk, 1997e] oraz analiza oparta na przekształceniu falkowym (WT, ang. Wavelet Transform) [Aretakis, Mathioudakis, 1997] [Dalpiaz, Rivola, 1995] [Dalpiaz, Rivola, 1997] [Dalpiaz, Rivola, 1998] [Gade, Gram-Hansen, 1996] [Kumar, Fuhrmann, et al., 1992] [Mączak, Radkowski, et al., 1996] [Mori, Kasssashima, et al., 1996] [Timofiejczuk, 1997a] [Timofiejczuk, 1997c] [Timofiejczuk, 1997d] [Timofiejczuk, 1997e] [Timofiejczuk, 1996b] [Yadavar, Nautet, et al., 1998] opisane w dodatkach B i C.

Należy podkreślić, że badania te przy odpowiednim doborze rodzajów analizy sygnałów mogą wykazywać jeszcze jedną bardzo ważną zaletę: możliwość rozdzielenia symptomów będących wynikiem zjawisk zachodzących w maszynie powodowanych zmianami warunków działania i symptomów wynikających ze zjawisk, których występowanie jest powodowane innymi czynnikami.

Sposoby analizy sygnałów wibroakustycznych rejestrowanych w trakcie badań prowadzonych w zmiennych warunkach działania są skomplikowane przede wszystkim z tego

powodu, że sygnały te sa niestacjonarne [Cholewa, 1983] [Moczulski, 1984] [Moczulski, 1988]. Nie istnieje obecnie uniwersalny sposób analizy sygnałów niestacjonarnych, a ich zastosowanie zależy głównie od rodzaju niestacjonarności sygnału, oraz dziedziny zastosowania analizy. Badania literaturowe opracowań poświęconych sposobom analizy sygnałów niestacjonarnych wykazują zgodność wszystkich autorów polegającą na stwierdzeniu, że najlepszym sposobem jest rodzaj analizy prowadzacej do dwuwymiarowej reprezentacji cech sygnałów, czego przykładem może być reprezentacja czasowoczestotliwościowa (np. reprezentacja w postaci charakterystyki rozruchowej lub wybiegowej). Wyniki badań literaturowych zostały zawarte w dodatkach A, B i C. Niedoskonałości stosowanych obecnie technik są znane i zostały opisane kilkadziesiąt lat temu [Chui,1992] [Daubechies, 1992]. Wady te w przypadku badań maszyn w warunkach nieustalonych, gdzie analizowane sygnały są wynikiem oddziaływań będących efektem zjawisk o różnym czasie trwania, sa szczególnie kłopotliwe [Dalpiaz, Rivola, 1995] [Maczak, Radkowski, et al., 1996]. Dobór parametrów analizy wymaga zawsze kompromisu przy wyborze dobrej rozdzielczości w dziedzinie czasu i w dziedzinie częstotliwości [Chui, 1992] [Mączak, Radkowski, et al., 1996]. Należy jednak zauważyć, że sposoby analizy sygnałów niestacjonarnych w innych obszarach nauki, takich jak analiza mowy, obrazu lub danych sejsmicznych są obecnie bardzo rozwinięte, szczególnie w kierunku metod prowadzących do czasowo-częstotliwościowej reprezentacji sygnału ze zmienną rozdzielczością [Daubechies, 1992]. Metody te, w porównaniu z dotychczas stosowanymi w diagnostyce maszyn, wyróżniają się możliwością używania licznego zbioru funkcji, spełniających określone warunki, pozwalających na rozkład sygnału do postaci kombinacji liniowej tych funkcji [Daubechies, 1992]. Przykładem zastosowania takich funkcji w analizie sygnałów jest przekształcenie Fouriera, które polega na przedstawieniu sygnału w postaci kombinacji liniowej funkcji harmonicznych.

Badania literaturowe dotyczące eksperymentów prowadzonych w zmiennych warunkach działania maszyn [Cholewa, 1983] [Moczulski, 1984], opisu ich wad [Chui, 1992] [Daubechies, 1992] oraz określenia cech takich badań [Cempel, 1989a] [Cempel, 1982] [Cempel, 1989b] [Chodasewicz, 1983] [Diagnostyka wibracyjna, 1983b] [Kosmol, 1996] [Moczulski, 1984] [Moczulski, 1988] [Morel, 1994] potwierdzają potrzebę i istotność zaproponowania metody pozwalającej na obserwację maszyny w szerokim zakresie zmian wartości cech jej działania oraz analizę sygnałów wibroakustycznych pozwalającą na rozdzielenie identyfikowanych symptomów, to znaczy rozdzielenie wyników analizy na część związaną ze zmianami prędkości obrotowej i część niezwiązaną z tymi zmianami. Metoda pozwalająca na realizację wymienionych zadań została opisana w monografii. Opracowana metoda opiera się na następujących założeniach:

- badany obiekt działa ze zmienną prędkością obrotową (np. rozruch, rozbieg lub wybieg),
- możliwa jest rejestracja sygnałów drganiowych oraz sygnału pozwalającego na identyfikację zmiennych warunków działania obiektu (np. sygnału tachometrycznego).

Wybór rodzajów analizy sygnałów zastosowanych w pracy został oparty na dwóch dodatkowych założeniach:

- sposób analizy sygnałów drganiowych pozwala na dopasowanie jej parametrów do zmiennych warunków działania obiektu,
- sposób analizy danych uzyskanych w wyniku estymacji sygnałów drganiowych pozwala na ich rozdzielenie na część związaną ze zmiennymi wartościami pewnych cech i część niezależną od tych wartości.

1.2. Zakres badań

Badania objęły obserwację i analizę działania maszyn w zmiennych warunkach (rozruch, wybieg). Obiektami badań były: stanowisko laboratoryjne pozwalające na symulację działania maszyny wirnikowej (RotorKit) (sygnały 5 - 8, rozdział 4) [Klimek, Wysogląd, 1998] [RotorKit, 1994a] [RotorKit, 1994b] [Wysogląd, 1997a] [Wysogląd, 1997b] oraz konkretny obiekt (turbosprężarka firmy BORSIG) (sygnały 9 -10, rozdział 4) [Diagnostyka wibracyjna, 1983b]. W badaniach uwzględniono także sygnały wygenerowane w oparciu o model matematyczny (sygnały 1 - 2, rozdział 3 i 1 - 4, rozdział 4) [Timofiejczuk, 1999b]. Opracowana metoda obejmuje zagadnienia:

- wyboru warunków działania maszyny,
- zestawienia toru pomiarowego (w przypadku stanowiska laboratoryjnego i obiektu rzeczywistego),
- rejestracji sygnałów: drganiowego i tachometrycznego,
- zastosowania określonych rodzajów analizy sygnałów,
- zastosowania operacji pozwalających na rozdzielenie zjawisk na zależne i niezależne od warunków działania.

Ponadto, opracowanie metody wymagało rozwiązania dodatkowych problemów, takich jak:

- znalezienie rodzaju analizy pozwalającej na uzyskanie widm sygnałów o stałej względnej szerokości pasma częstotliwości,
- generowanie funkcji bazowych,
- ocena funkcji bazowych,
- sposób prezentacji wyników.

Analiza sygnałów drganiowych opiera się, w przypadku opisywanej metody, na przekształceniu falkowym (WT) oraz krótkoczasowym przekształceniu Fouriera (STFT).

Rozdzielenie wyników analizy sygnałów zostało zrealizowane przy zastosowaniu metody prowadzącej do wyodrębnienia identyfikowanych cech sygnału na cechy zależne i niezależne od warunków działania. W monografii, oprócz proponowanego sposobu rozdzielenia symptomów, pokazano także wyniki zastosowania analizy śledzącej rzędów (ang. Order tracking analysis) [Gade, Herlufsen, 1995] [Ming, 1998], która także (ze względu na szczególny sposób przetwarzania sygnałów na etapie jego próbkowania) pozwala na rozróżnienie rodzaju identyfikowanego zjawiska. Ten rodzaj analizy może być zaliczany do metod bazujących na przekształceniu Fouriera i w pracy został opisany w dodatku B.

Weryfikacja metody została przeprowadzona w trzech etapach: dla sygnałów wygenerowanych w oparciu o model matematyczny, dla modelu laboratoryjnego i dla obiektu rzeczywistego.

Rozdział 2 pracy został poświęcony charakterystyce problemu badawczego. Zawarto w nim opis takich zagadnień, jak: model badanego obiektu, typowe relacje diagnostyczne występujące w maszynach wirnikowych, różnice między nieustalonymi i przejściowymi warunkami działania maszyny, struktura sygnałów rejestrowanych podczas rozruchu lub wybiegu maszyny wirnikowej, znaczenie czasu w badaniach prowadzonych w zmiennych warunkach działania maszyny.

Rozdział 3 zawiera opis opracowanej metody. W rozdziałe tym przedstawiono poszczególne etapy realizacji metody wraz z omówieniem takich problemów, jak: wybór i identyfikacja warunków działania maszyny, sposoby analizy sygnałów oraz sposób rozdzielenia identyfikowanych symptomów.

Rozdział 4 opisuje trzy etapy weryfikacji metody: weryfikację na podstawie sygnałów wygenerowanych w oparciu o model matematyczny [Timofiejczuk, 1999b], weryfikację na podstawie sygnałów zarejestrowanych podczas działania stanowiska laboratoryjnego RotorKit [Timofiejczuk, 1999b] oraz weryfikację na podstawie sygnałów rejestrowanych podczas działania turbosprężarki firmy BORSIG [Timofiejczuk, 1999b]. Oprócz wyników weryfikacji zawarto w nim także opis generowania sygnałów na podstawie przyjętego modelu matematycznego, opis stanowiska laboratoryjnego oraz obiektu konkretnego. Wyniki weryfikacji w każdym z etapów podzielono na dwie grupy: wyniki uzyskane przy zastosowaniu analizy opartej na STFT oraz na WT.

Rozdział 5 to podsumowanie i wnioski wysunięte na podstawie uzyskanych wyników oraz propozycje planu dalszych badań. W rozdziale tym dokonano także porównania wyników uzyskanych za pomocą analizy opartej na STFT oraz na WT.

W monografii zawarto także zestawienie metod analizy sygnałów niestacjonarnych (dodatek A), czasowo-częstotliwościowych metod analizy sygnałów niestacjonarnych (dodatek B) oraz metod analizy sygnałów pozwalających na zmianę rozdzielczości (dodatek C). Opisane w dodatkach metody zostały wybrane na podstawie badań literaturowych.

2. PROBLEM BADAWCZY

Diagnostyka maszyn realizuje zadania określania stanu technicznego obiektów o prostej, jak i złożonej budowie, często zaliczanych do grupy maszyn krytycznych. W przypadku tych ostatnich, określanie stanu technicznego obiektu w danej chwili czasu jest bardzo często niemożliwe, a jedyną możliwością identyfikacji stanu jest określanie jego zmian podczas działania maszyny. Badania takie wykonywane są najczęściej w warunkach rozruchu lub wybiegu. Maszyna traktowana jest jak generator procesów wibroakustycznych, których analiza jest podstawą do określania jej stanu technicznego. Badania rozruchu czy wybiegu są popularnym sposobem obserwacji działania obiektów [Cempel, 1982] [Cempel, 1989a] [Cempel, 1989b] [Cholewa, 1983] [Cholewa, Kaźmierczak, 1992] [Moczulski, 1984] [Moczulski, Solipiwko, et al., 1988]. Ich zaleta to przede wszystkim możliwość obserwacji normalnego działania maszyny w możliwie szerokim zakresie zmian warunków działania [Cholewa, 1983] [Cholewa, Kaźmierczak, 1992] [Moczulski, Solipiwko, et al., 1988]. Badania takie pozwalają także na rejestrację w długich przedziałach czasu dużych zbiorów danych, co w dobie sprzętu komputerowego o dużej mocy obliczeniowej staje się zaletą.

Oprócz badań wykonywanych w warunkach rozruchu czy wybiegu można wyróżnić wiele innych metod identyfikacji stanu technicznego maszyny, co zostało opisane w rozdziale 2.3. Nieco odrębnym zagadnieniem są metody identyfikacji zmian stanu technicznego. Różnica między tymi dwoma grupami metod polega w szczególności na wprowadzeniu dodatkowego parametru czasu. Metody identyfikacji zmian stanu zostały opisane w rozdziale 2.4.

Zebranie i krótka charakterystyka metod określania stanu technicznego i jego zmian posłużyły jako tło do wyjaśnienia istoty badań prowadzonych w zmiennych warunkach działania maszyn, które zostały opisane w rozdziale 2.5. Niestałe warunki działania nazywa się umownie warunkami zmiennymi i w większości pozycji literaturowych [Bendat, Piersol, 1976] [Oppenheim, Schafer, 1979] [Otnes, Enochson, 1978] [Szabatin, 1982] [Wojnar, 1980] nie są one w żaden sposób klasyfikowane. Podział zmiennych warunków działania, zdaniem autorki, pozwala jednak na przyjęcie uogólnionej struktury sygnałów wibroakustycznych rejestrowanych w zmiennych warunkach działania. Z tego powodu w rozdziale 2.6. zamieszczono ich klasyfikację. Znajomość ogólnej struktury sygnału upraszcza następujące zadania:

- dobór metody analizy sygnału,
- dobór parametrów analizy sygnału,
- identyfikację cech sygnału,

 budowanie matematycznego modelu sygnału rejestrowanego podczas badania maszyny w zmiennych warunkach działania służącego do weryfikacji metody opracowywanej w pracy.

Uogólniona struktura sygnałów rejestrowanych podczas badań rozruchu czy wybiegu została opisana w rozdziale 2.7.

W badaniach maszyn, oprócz określenia bieżącego stanu technicznego oraz jego zmian, często ważna jest identyfikacja przyczyny tego stanu (w przypadku stanu niepoprawnego-niesprawności). Określenie niesprawności możliwe jest przede wszystkim dzięki obszernym opisom literaturowym relacji diagnostycznych występujących w maszynach wirnikowych [Bunkin, 1956] [Cempel, 1982] [Cempel, 1989a] [Cempel, 1989b] [Łączkowski, 1974] [Moczulski, 1988] [Morel, 1994] [Nowicki, Sordyl, 1988] [Orłowski, 1988] [Riches, Boch, 1988] [Sordyl, Nowicki, 1988] [Werbowski, 1988]. Relacje te zostały zebrane i uporządkowane w rozdziale 2.8. Kolejnym zagadnieniem w tego typu badaniach jest identyfikacja własności rezonansowych maszyny, których zmiany prowadzą do zmian jej stanu technicznego. Charakterystyka własności rezonansowych została zamieszczona w rozdziale 2.9.

Obserwacja maszyny prowadzona w zmiennych warunkach działania i zagadnienia zwiazane z ta obserwacją to popularny, szeroko opisywany w literaturze sposób badań diagnostycznych, który ma wiele zalet i wad. Zalety takiej obserwacji obiektów zostały wymienione we wstępie. Wady związane są głównie z analizą sygnałów wibroakustycznych, a konkretnie z brakiem odpowiedniego sposobu analizy tych sygnałów [Bendat, Piersol, 1976] [Cholewa, Moczulski, 1993] [Otnes, Enchson, 1978] [Szabatin, 1982] [Tadeusiewicz, 1988] [Wojnar, 1980], które są z wielu powodów niestacjonarne. Problem doboru odpowiedniej metody polega głównie na tym, że w przypadku omawianych sygnałów istotna jest identyfikacja składowych zarówno o niskich, jak i wysokich częstotliwościach [Atlas, 1996] [Dalpiaz, Rivola, 1995] [Morel, 1994] [Radkowski, 1998], co przy tradycyjnej analizie sygnałów jest niemożliwe [Daubechies, 1992] [Timofiejczuk, 1997a] [Timofiejczuk, 1997c]. Kolejnym problemem jest identyfikacja nie tyle poszczególnych składowych, ale ich zmienności w trakcie zmiany warunków działania, co powoduje konieczność zastosowania w analizie tych sygnałów metod prowadzących do czasowo-częstotliwościowej reprezentacji sygnału [Adamczyk, Łopacz, 1997] [Cholewa, 1983] [Mączak, Radkowski, et al., 1996] [Moczulski, Solipiwko, et al., 1988]. Zastosowanie tych metod związane jest ze specjalnym traktowaniem parametru czasu, co zostało opisane w rozdziale 2.10.

W ramach pracy dokonano przeglądu i zestawienia obszernego zakresu literatury poświęconej wyznaczaniu cech sygnałów niestacjonarnych. Wyniki tego przeglądu zostały zamieszczone w dodatkach A, B i C. Cechy sygnałów niestacjonarnych zamieszczone w dodatku A nie nadają się do estymacji sygnałów opisywanych w pracy. Metody zebrane w dodatku B pozwalają na osiągnięcie dosyć dobrych wyników w analizie tych sygnałów, ale wykazują także wiele wad niemożliwych do usunięcia z punktu widzenia podstaw teoretycznych tych metod, w większości opartych na przekształceniu Fouriera. Opisana w dodatku C analiza oparta na przekształceniu falkowym (WT) pozwala na usunięcie wspomnianych wad i ma jeszcze dwie szczególne cechy: pozwala na specyficzny dobór wartości cech analizy oraz na praktycznie dowolny wybór funkcji bazowych. Właściwości te zostały wykorzystane przy opracowywaniu metody opisywanej w pracy, gdzie jednak, oprócz analizy opartej na przekształceniu falkowym, zastosowano, obecnie używaną w badaniach diagnostycznych prowadzonych w zmiennych warunkach działania maszyny, analizę opartą na przekształceniu Fouriera. Wykorzystanie tych dwóch rodzajów analizy sygnałów pozwala przede wszystkim na ich porównanie oraz wykazanie pozytywnych aspektów zastosowania analizy falkowej. Ponieważ sposób wykorzystania obu analiz jest jednym z etapów metody opracowanej w ramach pracy, zastosowanie to zostało szczegółowo opisane w rozdziale 3, poświęconym tej metodzie.

Bardzo istotnym problemem w tego rodzaju badaniach jest możliwość rozdzielenia symptomów zjawisk zachodzących podczas działania maszyny na symptomy, które są wynikiem zjawisk związanych ze zmiennymi warunkami działania i symptomy będące wynikiem zjawisk z nimi niezwiązanych. Rozwiązanie tego problemu wymaga szczególnego podejścia, które w pracy zostało zrealizowane przy zastosowaniu analizy pozwalającej na rozdzielenie wymienionych wyżej czynników. Zagadnienie to zostało opisane także w rozdziale 3.

Liczba czynności wykonywanych podczas określania stanu technicznego różnych grup maszyn zależy przede wszystkim od stopnia złożoności tych maszyn oraz od zadań, jakie spełniają względem otoczenia, ze szczególnym uwzględnieniem bezpieczeństwa ich działania. Diagnostyka pewnych grup maszyn (np. elektronarzędzie) nie wymaga planowania eksperymentu diagnostycznego i może być realizowana wyłącznie za pomocą oględzin podzespołów maszyny, gdyż określanie stanu technicznego np. na podstawie wyników analizy emitowanych sygnałów wibroakustycznych jest nieuzasadnione z punktu widzenia ekonomicznego.

Eksperyment diagnostyczny, w przypadku maszyn złożonych, a szczególnie maszyn krytycznych, wymaga przyjęcia określonego planu postępowania.

W przypadku maszyn o złożonej budowie pracujących jako maszyny krytyczne (np. turbozespoły, pompy, wentylatory) rozpoczęcie eksperymentu diagnostycznego od przyjęcia modelu badanego obiektu jest w wielu przypadkach uzasadnione. Identyfikacja modelu badanej maszyny uzależniona jest od jej budowy oraz funkcji, jakie spełnia względem otoczenia. Problem ten został opisany w rozdziale 2.2.

Jednym z bardziej istotnych problemów diagnostyki technicznej maszyn jest przyjęcie zbioru pojęć podstawowych, które służą do opisu zagadnień omówionych powyżej. Zbiór ten w przypadku problemów omawianych w pracy zawiera takie pojęcia, jak: sygnał, symptom, stan techniczny obiektu, warunki działania obiektu, własności i właściwości obiektu oraz model obiektu, a także wiele innych pojęć dodatkowych. Wymienione pojęcia są bardzo często używane w literaturze poświęconej diagnostyce maszyn i intuicyjnie są dobrze znane. Z uwagi jednak na fakt częstego definiowania tych pojęć w odmienny sposób, w niektórych przypadkach sprzeczny, zdecydowano rozdział poświecony opisowi problemu badawczego rozpocząć od ich zdefiniowania.

2.1. Pojęcia podstawowe

Do pojęć podstawowych zalicza się w pracy terminy związane z działaniem obiektu, warunkami działania, parametrami określającymi to działanie i skutkami tego działania.

Uporządkowanie i wyjaśnienie tych pojęć zostało w pracy zrealizowane za pomocą systemowego ujęcia obiektu [Cholewa, Kaźmierczak, 1992]. *Działanie obiektu* rozpatrywane zgodnie z tym ujęciem związane jest z określeniem zbioru wejść, wśród których wyróźnia się strumienie zasilania (S), sterowania (U) i zakłóceń (V), zbioru stanów obiektu (X), zbioru funkcji zmian tego stanu oraz zbioru odpowiedzi obiektu, czyli zbioru wyjść w postaci procesów użytecznych (Y_1) i procesów resztkowych (Y_2), do których z punktu widzenia diagnostyki wibroakustycznej należą sygnały drganiowe oraz innych procesów (Y_3). Procesy resztkowe mają zazwyczaj destrukcyjny wpływ na działanie maszyny, która je generuje oraz na działanie maszyn z jej otoczenia.

Zasilaniem obiektu są strumienie energii oraz strumienie mas (surowców) potrzebne do jego działania. Sterowaniem obiektu nazywa się natomiast podzbiór zbioru wejść określających to działanie, czego przykładem mogą być wartości parametrów wpływających na otwieranie i zamykanie zaworów regulacyjnych w przypadku turbozespołów. Zakłóceniem, w przypadku przyjętego ujęcia systemowego, nazywa się skutki istnienia czynników przypadkowych (losowych) oraz skutki uproszczeń. Obiekt w ujęciu systemowym został pokazany na rys 2.1.



Rys. 2.1. Obiekt w ujęciu systemowym [Cholewa, Kaźmierczak, 1992] Fig. 2.1. System formulation of object

Opisując działanie obiektu w ujęciu systemowym, należy także rozróżnić pojecia własność i właściwość [Dietrych, 1978]. Przez własność obiektu rozumie się cechę obiektu, która opisuje go tylko w relacji do niego samego. Przykładami własności są np. relacje występujące między elementami obiektu. Właściwością nazywa się natomiast cechę opisującą obiekt w odniesieniu do innych obiektów. Przykładem właściwości obiektu jest np. sposób działania, który charakteryzuje obiekt dzięki określonym własnościom. Zmiana własności obiektu prowadzi więc do zmiany jego właściwości, czego przykładem może być zmiana własności rezonansowych maszyny, prowadząca do zmiany jego właściwości, to jest zmiany sposobu jego działania. Działanie obiektu ma zawsze miejsce w określonych warunkach. Należy podkreślić, że chociaż warunki działania obiektu są uzależnione przede wszystkim od jego sterowania, to mają na nie również znaczny wpływ oddziaływania otoczenia. Przez oddziaływania otoczenia obiektu rozumie się w tym przypadku sposób działania innych obiektów znajdujących się w jego sąsiedztwie, warunki posadowienia obiektu, warunki atmosferyczne i wszelkiego rodzaju inne czynniki mogące mieć wpływ na sposób jego działania. Uogólniając, warunki działania są opisane zbiorem wartości cech, będących czynnikami zewnetrznymi, które mogą należeć do strumieni zasilania, sterowania i zakłóceń. Ich przynależność do określonych strumieni zdeterminowana jest strukturą obiektu i związana jest wtedy z możliwością lub niemożliwością wpływania na te parametry. W ogólnym przypadku rozróżnia się stałe (np. praca maszyny wirnikowej ze stałą prędkością obrotową, ze stałym obciążeniem) i zmienne warunki działania (rozruch, wybieg lub zmiany obciążenia maszyny wirnikowej). Zmienność warunków działania bardzo często nie jest związana z pojedynczym parametrem, lecz ze zbiorem parametrów.

Głównymi celami badań polegających na obserwacji maszyny działającej w zmiennych warunkach są: określenie aktualnych własności badanej maszyny oraz określenie jej stanu technicznego. Identyfikacja własności maszyny wirnikowej związana jest np. z określaniem jej własności rezonansowych. Identyfikacja jej stanu, na podstawie obserwacji działania maszyny w zmiennych warunkach, wymaga natomiast znajomości relacji diagnostycznych zachodzących między cechami wyjść (Y_i) i zjawiskami zachodzącymi w obiekcie, czyli jego właściwościami. *Stanem technicznym* można zatem nazwać zbiór chwilowych wartości cech obiektu (własności) określanych za pomocą wartości cech procesów zewnętrznych, będących wynikiem działania maszyny, czyli jej właściwości. Definicja ta dotyczy określania stanu technicznego na podstawie obserwacji działania maszyny w zmiennych warunkach, a stan maszyny jest jej cechą charakterystyczną i niezależną od tego, czy maszyna działa.

Sygnałem nazywa się przebieg dowolnej wielkości fizycznej w czasie, będącej nośnikiem informacji [Cempel, 1982]. Informacje pozwalające na orzeczenie o stanie technicznym obiektu nazywa się *sygnałem diagnostycznym*.

Sygnał diagnostyczny można nazwać *symptomem diagnostycznym*, jeżeli informacje w nim zawarte świadczą o wystąpieniu określonego zjawiska.

2.2. Modele diagnostyczne obiektów

Badania diagnostyczne maszyn krytycznych, do których należą turbozespoły, wymagają szczegółowego zaplanowania, którego jednym z etapów jest przyjęcie modelu badanego obiektu. Odpowiednie zamodelowanie obiektów ma dwie ważne zalety: znacznie upraszcza przebieg eksperymentu diagnostycznego oraz pozwala na przeprowadzenie tych samych eksperymentów w grupie maszyn o podobnej konstrukcji. Wyróżnia się kilka klas modeli, które znalazły zastosowanie w diagnostyce technicznej maszyn [Cholewa, Kaźmierczak, 1992] [Cholewa, Kiciński, 1997] [Kaźmierczak, 1989] [Moczulski, 1997] [Żółtowski, Ćwik, 1996] [Żółtowski, 1996]. Opisują one same obiekty, a także rejestrowane sygnały oraz procesy wnioskowania o zmianach stanu badanej maszyny. Planowanie eksperymentu diagnostycznego wymaga zwykle przyjęcia określonego rodzaju modelu obiektu, ponieważ jest to związane z doborem następujących cech tego eksperymentu [Cholewa, Kaźmierczak, 1992]:

- rodzaju wielkości fizycznej, która jest obserwowana jako sygnał diagnostyczny, bezpośrednio związany z wybranym stanem obiektu,
- rodzaju cechy sygnału diagnostycznego, której zmiany są symptomami zmian stanu obiektu,

- lokalizacji punktów pomiarowych,
- warunków działania obiektu (w szczególności rodzaju wzbudzenia).

Dla celów tej pracy najistotniejszy jest opis maszyny ujmujący łącznie zjawiska wibroakustyczne i tribologiczne zachodzące podczas działania maszyny, który nazywany jest jej *modelem diagnostycznym* [Żółtowski, Ćwik, 1996]. Przy określaniu modelu diagnostycznego obiektu przyjmuje się założenie, że do identyfikacji własności i właściwości obiektu stosowany jest model "czarnej skrzynki" [Cholewa, Kaźmierczak, 1992] [Wieneer, 1971]. Założenie to pomija całkowicie rozważania na temat struktury obiektu. Taki model (rys.2.1) spełnia następujące warunki [Cholewa, Kaźmierczak, 1992]:

- oddziaływanie otoczenia na obiekt odbywa się tylko za pośrednictwem wejść obiektu,
- oddziaływanie obiektu na otoczenie odbywa się tylko za pośrednictwem wyjść obiektu,
- zbiory wejść i wyjść obiektu są zbiorami rozłącznymi.

Wprowadzenie ujęcia systemowego obiektu i traktowanie obiektu jak "czarnej skrzynki" pozwala na określenie modelu grupowego, co oznacza, że model taki może odpowiadać grupie maszyn o zbliżonej strukturze (co zostało pokazane na rys. 2.2).



Rys. 2.2. Model grupowy obiektu [Cholewa, Kaźmierczak, 1992] Fig. 2.2. Class model of object

Wyniki identyfikacji zmian wartości cech wejść i wyjść mogą być informacją na temat oddziaływań zachodzących w obiekcie. Ze względu na relacje zachodzące między cechami wejść i wyjść modele diagnostyczne dzieli się na [Cholewa, Kaźmierczak, 1992]:

- modele statyczne, nazywane także modelami bez pamięci, w których wartości cech wyjść w określonej chwili czasu t_o zależą wyłącznie od wartości cech wejść w chwili czasu t_o i nie zależą od wartości cech wejść i wyjść w przeszłych chwilach czasu. Ich opis nie wymaga przyjęcia zmiennej czasu,
- modele dynamiczne, w których wartości cech wyjść w określonej chwili czasu t_0 zależą od wartości cech wejść w chwili t_0 oraz zależą od wartości cech wyjściowych w chwilach przeszłych.

Modele reprezentujące obiekty techniczne w większości przypadków są modelami dynamicznymi, a więc wymagają przyjęcia dodatkowego parametru - czasu. Badania maszyn działających w zmiennych warunkach powinny prowadzić do odpowiedzi na pytanie: "jak zmieniają się oddziaływania zachodzące w maszynie w danym przedziale czasu?". Taki rodzaj obserwacji maszyny wymaga także przyjęcia modelu dynamicznego, który można zapisać w następujący sposób [Cholewa, Kaźmierczak, 1992]:

$$y(t_0) = M(x(t_0), \{x(t): t < t_0\})$$
(2.1)

Wartości cech wejść x(t) w chwilach przeszłych wpływają na wartości cech wyjść $y(t_0)$ w określonej chwili czasu t_0 i w chwilach przyszłych, co opisuje się za pomocą wartości cech stanu obiektu w chwili czasu t_0 i oznacza $\{s(t_0)\}$, gdzie $s(t_0)$ jest procesem, którego zmiany wartości cech reprezentują zmiany stanu obiektu, a M operatorem. Uwzględniając zbiór wartości cech zmian stanu systemu, wyrażenie (2.1) można zapisać [Cholewa, Kaźmierczak, 1992]:

$$\{y(t): t \ge t_0\} = \mathcal{M}(s(t_0), \{x(t): t \ge t_0\})$$
(2.2)

Schemat modelu dynamicznego przedstawia rysunek 2.3 .:



Rys. 2.3. Dynamiczny model obiektu [Cholewa, Kaźmierczak, 1992] Fig. 2.3. Dynamic model of object

Wyrażenie to, dla ustalonego czasu t, zwykle upraszcza się w następujący sposób [Cholewa, Kaźmierczak, 1992]:

$$y(t) = M(s(t), x(t))$$
 (2.3)

Innym podziałem modeli jest podział na modele liniowe i nieliniowe [Kaźmierczak, 1989]. Modele nieliniowe w większości przypadków lepiej odwzorowują działanie rzeczywistych obiektów. Skomplikowana analiza matematyczna takich modeli prowadzi jednak w większości opracowań do ich linearyzacji. W dużej liczbie przypadków uproszczenie to wpływa nieznacznie na wyniki analizy modelu zastępczego [Wojnar, 1980].

2.3. Metody identyfikacji stanu technicznego obiektu

Identyfikacja stanu technicznego w ogólnym przypadku prowadzi do określenia klasy aktualnego stanu technicznego badanej maszyny. W szczególnym przypadku może prowadzić do określenia rodzaju niesprawności i lokalizacji uszkodzenia. Identyfikacja stanu technicznego maszyny wirnikowej dotyczy głównie określenia stanu układu wirnik - łożyska podpory łożyskowe - fundament, układu przepływowego oraz identyfikacji zmian sprawności. Może także polegać na określeniu właściwości rezonansowych układu, które są odzwierciedleniem stanu technicznego maszyny. Ocena stanu technicznego maszyny może być dokonana bezpośrednio na podstawie badań jej elementów. Przykładem takich badań jest obserwacja odkształceń i naprężeń elementów maszyny. Innym sposobem są badania pośrednie. W tym przypadku można wyróżnić badania polegające na obserwacji odpowiedzi maszyny na wymuszenia z zastosowaniem zewnętrznych, sterowanych wzbudników drgań. Sygnałami wzbudzającymi mogą być sygnały harmoniczne, szum szerokopasmowy o rozkładzie normalnym lub sygnały impulsowe. Innym rodzajem badań pośrednich są obserwacje odpowiedzi maszyny, w których rolę wzbudnika pełni sama maszyna. Tego rodzaju badania wykonywane są podczas normalnego jej działania. Ich podstawą jest analiza np. procesów wibroakustycznych, tarciowych, czy elektrycznych. Można je podzielić na badania w stałych i zmiennych warunkach działania. Stałe warunki działania maszyny oznaczają np. stałą prędkość obrotową, stałe obciążenie, stałą temperaturę podzespołów i temperaturę oleju. Zmienne warunki charakteryzują się zmiennością wyżej wymienionych parametrów, a ich przykładem są warunki rozruchu czy wybiegu maszyny.

2.4. Metody identyfikacji zmian stanu technicznego obiektu

W wielu przypadkach, szczególnie w diagnostyce maszyn o złożonej budowie, relacje wiażace ze soba wartości cech wyjść i symptomów nie sa jednoznaczne, co oznacza, że na podstawie jednej relacji można określić kilka stanów maszyny [Moczulski, 1997]. Powoduje to, że czesto nie jest możliwa identyfikacja stanu, ale jedynie identyfikacja jego zmian. Przedmiotem badań diagnostycznych, w większości przypadków, jest więc nie tyle określenie stanu technicznego, które zawiera w sobie zadania diagnozy i genezy, ale określenie zmian tego stanu. Problemami badania zmian stanu technicznego obiektów zajmuje się obszar wiedzy związany z eksploatacją maszyn, dotyczący nadzorowania. Przez nadzorowanie rozumie się wszelkie zabiegi pozwalające utrzymać stan techniczny określony odpowiednimi normami, zaleceniami czy wytycznymi jako dopuszczalny. Do zadań nadzorowania należą [Żółtowski, 1996] zapobieganie (np. wypadkom), wczesne wykrywanie (np. pozwalające na określenie optymalnej chwili czasu wymiany niesprawnych elementów maszyny), analiza powvpadkowa (np. w celu uniknięcia podobnych awarii). Nadzorowanie działania maszyn, jak wynika z istoty tego zadania, powinno być ono realizowane w czasie działania maszyny i to niezależnie od aktualnych warunków jej działania. Przedmiotem analizy także i w tym przypadku mogą być procesy resztkowe, a ich estymacja jest prowadzona z zastosowaniem metod pozwalających na jak najszerszą (w znaczeniu długości czasu obserwacji) możliwość obserwacji zachowania się maszyny, przy jednoczesnej znajomości warunków działania. Przykładem takich metod mogą być, wspomniane wyżej, metody analizy sygnałów prowadzące do czasowo-częstotliwościowej reprezentacji sygnałów. Kolejnymi problemami związanymi z nadzorowaniem są:

 sposoby przechowywania poszczególnych bloków danych dotyczących stanu technicznego w określonych chwilach czasu (historia działania maszyny),

- sposoby porównywania stanu bieżącego ze stanami poprzednimi (identyfikacja zmian stanu technicznego),
- określenie chwil czasu, między którymi są rejestrowane dane; odstęp między tymi chwilami uzależniony jest od rodzaju maszyny (np. dla maszyn krytycznych rejestracja danych powinna odbywać się z większą niż dla innych rodzajów maszyn częstotliwością próbkowania), a przede wszystkim od funkcji, jakie spełnia względem otoczenia.

2.5. Istota badań prowadzonych w zmiennych warunkach działania obiektu

Zalety prowadzenia eksperymentów diagnostycznych w zmiennych warunkach działania zostały wymienione we wstępie. Przyjmuje się, że podstawowym wymuszeniem drgań w badaniach prowadzonych w zmiennych warunkach działania obiektu, np. w warunkach rozruchu czy wybiegu są zawsze istniejące resztkowe niewyrównoważenia.

Istotnym elementem planowania tych badań jest wybór warunków działania, w których prowadzone będą badania [Moczulski, 1984]. Zarówno rozruch, jak i wybieg (a także rozbieg) charakteryzują się szerokim zakresem zmian prędkości obrotowych (częstotliwości obrotów elementów wirujących). Należy również brać pod uwagę fakt, że czas rozruchu i wybiegu w niektórych grupach maszyn (np. turbozespoły) może się znacznie różnić. Ważny jest także wybór zakresu prędkości obrotowej obserwowanej podczas działania maszyny.

2.6. Charakterystyka i podział zmiennych warunków działania obiektu

Przykładami zmiennych warunków działania są: rozruch, wybieg lub rozbieg maszyny, zmiany warunków działania spowodowane zmianami własności obiektu w długim czasie jego eksploatacji lub zmianami warunków otoczenia. Warunki działania można scharakteryzować przez zbiór cech. Jeżeli wartości tych cech zależą od czasu, to obiekt znajduje się w stanie nieustalonym. Pojęcie stan obiektu jest rozumiane jako "zbiór wartości cech obiektu w danej chwili czasu" [Żółtowski, 1996]. W niektórych opracowaniach stan nieustalony jest nazywany także stanem niestacjonarnym. To pojęcie zostało jednak w pracy zarezerwowane do opisu sygnałów rejestrowanych podczas obserwacji obiektu działającego w zmiennych warunkach.

W zależności od czasu trwania zmienności parametru działania (do czasu jego ustalenia) można wyróżnić dwa stany, w których może znajdować się obiekt: stan nieustalony i stan przejściowy. Stan przejściowy jest szczególnym przypadkiem stanu nieustalonego. Wyróżnia się on znanym początkiem i końcem zaistnienia oraz relatywnie krótkim czasem trwania. Przykładami stanów przejściowych są wszelkiego rodzaju uderzenia czy przycierania elementów maszyny, a więc najczęściej zjawiska o charakterze impulsowym. Przykładami stanów nieustalonych są eksplozje, kolizje samochodów i działanie maszyn w warunkach rozruchu lub wybiegu, a więc oddziaływania charakterze impulsowym. Pojęcia nieustalony i przejściowy są często stosowane zamiennie, choć nie są tożsame i dlatego wymagają dodatkowego wyjaśnienia.

2.6.1.Stan nieustalony

Stan nieustalony związany jest z niestałymi wartościami cech działania obiektu, które dążą do wartości ustalonych. W przypadku maszyny wirnikowej zmiennym parametrem działania jest np. prędkość obrotowa, która wzrasta przy rozruchu, rozbiegu lub maleje przy wybiegu. Podczas takiego działania wszelkiego rodzaju niesymetrie elementów wirujących występujące w maszynie mogą powodować wzbudzanie drgań o zmiennej częstotliwości. Sygnały rejestrowane w takich warunkach są niestacjonarne ze względu na zależność statystyk (takich jak wartość średnia czy średniokwadratowa) tych sygnałów od czasu [Broch, 1984] [Randall, 1987].

2.6.2.Stan przejściowy

Stanem przejściowym nazywa się taki stan, dla którego można dokładnie określić początek i koniec trwania. Czas trwania stanu przejściowego jest relatywnie krótki w porównaniu z czasem działania układu. Przykładami stanów przejściowych są wszelkiego rodzaju zjawiska o charakterze impulsowym, a więc uderzenia czy przycieranie elementów maszyny. Istnienie takich zjawisk umożliwia obserwację odpowiedzi obiektu w szerokich pasmach częstotliwości. Sygnały rejestrowane w stanach przejściowych są sygnałami niestacjonarnymi. W literaturze, dla odróżnienia od ciągłych sygnałów niestacjonarnych rejestrowanych w stanach nieustalonych, nazywane są sygnałami przejściowymi [Broch, 1984] [Randall, 1987].

2.7. Struktura sygnałów rejestrowanych w warunkach rozruchu lub wybiegu

Uruchamianie czy zatrzymywanie maszyny, czyli rozruch lub wybieg, z natury swojej charakteryzują się zmiennością warunków działania. W maszynach wirnikowych najłatwiejszym sposobem obserwacji tej zmienności jest obserwacja chwilowych wartości prędkości obrotowej. Sygnały rejestrowane podczas badań wykonywanych w takich warunkach mają specyficzną i złożoną strukturę. Można wymieniać wiele testów klasyfikujących sygnały, których celem jest sprawdzenie ich stacjonarności, normalności i okresowości. Do analizy sygnałów niestacjonarnych stosuje się często sposoby analizy sygnałów stacjonarnych. Warunkiem ich stosowania jest założenie, że analiza dotyczy na tyle krótkiej podrealizacji sygnału, że można ją uznać za stacjonarną.

Jako sygnał niestacjonarny określa się taki sygnał, który nie spełnia warunków stacjonarności. Rozróżnia się stacjonarność w węższym i w szerszym sensie. "Sygnał jest sygnałem *stacjonarnym* w szerszym sensie, jeżeli jego wartość oczekiwana jest stała, zaś

funkcja autokorelacji zależy wyłącznie od przesunięcia czasowego (opóźnienia) t" [Bendat, Piersol, 1976]. Warunek stacjonarności w szerszym sensie zapisuje się następująco [Bendat, Piersol, 1976]:

$$\mathbf{E}\{\mathbf{x}(t)\} = \mathrm{idem}(t) = \mu_x \tag{2.4}$$

$$\forall_{t_{1},t_{2}} \quad \mathbf{R}_{xx}(t_{1},t_{1}+\tau) = \mathbf{R}_{xx}(t_{2},t_{2}+\tau) = \mathbf{R}_{xx}(\tau)$$
(2.5)

Stacjonarność w węższym sensie oznacza spełnienie podobnych kryteriów przez momenty wyższych rzędów [Bendat, Piersol, 1976]. Sygnał, który nie spełnia warunków stacjonarności, w szerszym sensie, jest sygnałem niestacjonarnym (w szerszym sensie).

Istnieje wiele przyczyn niestacjonarności sygnałów i mogą one być związane z następującymi oddziaływaniami w badanej maszynie [Moczulski, 1984] [Moczulski, Solipiwko, et al., 1988]:

- zmienna w czasie wartość średnia sygnału może być efektem występowania trendu zmian wartości średniej sygnału i może być związana z obecnością stałej składowej przemieszczeń czopa względem panewki w łożysku ślizgowym, która jest funkcją częstotliwości obrotów wirnika,
- zmienna w czasie wartość średniokwadratowa może być wynikiem "zdudniania się" dwóch składowych o znacznie różniących się częstotliwościach,
- zmienna w czasie struktura częstotliwościowa, która jest najbardziej charakterystyczna i najbardziej widoczna w badaniach stanów nieustalonych, jest wynikiem zmieniającej się częstotliwości wzbudzenia oraz występowania składowych szerokopasmowych (pochodzących od przycierania elementów w węzłach tribologicznych) oraz składowych nieustalonych (o charakterze impulsowym), które są skutkiem uderzeń.

Można wyróżnić kilka testów stwierdzających stacjonarność sygnałów. Na ogół jednak stwierdzenie o niestacjonarności sygnału powoduje konieczność zastosowania bardziej zaawansowanych sposobów jego analizy. Metodami określającymi stacjonarność sygnału są [Bendat, Piersol, 1976]:

- analiza realizacji sygnału rejestrowanego podczas pracy obiektu, gdzie można wyróżnić:
 - analizę wizualną realizacji sygnału, czyli obserwację przebiegów czasowych rejestrowanych wielkości,
 - analizę cech probabilistycznych sygnału za pomocą testów statystycznych, gdzie szczególne zastosowanie znalazł nieparametryczny test zgodności, opierający się na teście serii,
- metody analizy fizycznych przyczyn powstawania określonego zjawiska.

Orzeczenie o stacjonarności sygnału na podstawie analizy przyczyn fizycznych zaistnienia zjawiska może być zrealizowane wyłącznie w przypadku jego znajomości. Znajomość zjawisk, zachodzących w maszynie wirnikowej podczas badań w zmiennych warunkach działania, oraz znajomość relacji diagnostycznych pozwala na stwierdzenie, że rejestrowane podczas tych badań sygnały są niestacjonarne z wszystkich wyżej wymienionych powodów. Badania opisywane w pracy obejmują obserwację maszyn działających wyłącznie w niestałych warunkach, wobec czego nie zachodzi potrzeba stosowania specjalnych testów stwierdzających stacjonarność sygnałów.

Wykrycie *okresowości* charakteryzujących sygnał prowadzi w dużej mierze do uniknięcia błędnej interpretacji wyników polegającej na nierozróżnieniu składowych okresowych harmonicznych i wąskopasmowych składowych losowych. Zarówno składowe okresowe, jak i wąskopasmowe losowe mają postać wąskich pików w widmie sygnału. Istnieją trzy metody identyfikacji składowych okresowych [Bendat, Piersol, 1976]:

- wyznaczenie widmowej gęstości mocy sygnału, polegające na określeniu kilku widm sygnału z zastosowaniem filtrów o różnych szerokościach pasma,
- wyznaczenie gęstości rozkładu amplitud, który dla sygnałów harmonicznych przyjmuje kształt litery U, natomiast dla sygnałów losowych o rozkładzie normalnym przyjmuje kształt krzywej Gaussa,
- wyznaczenie funkcji autokorelacji sygnału, która dla sygnałów harmonicznych ma kształt przebiegu harmonicznego. Wartości funkcji autokorelacji sygnałów losowych zdążają do wartości równej kwadratowi średniej.

Efekty zastosowania któregokolwiek z wymienionych testów zależą w głównej mierze od stosunku sygnał/szum. Jeżeli wartości skuteczne szumu są porównywalne z wartościami skutecznymi sygnału identyfikacja składowych okresowych w sygnale jest prawie niemożliwa. Istnieją metody analizy sygnałów, których zastosowanie pozwala na prawie całkowite usunięcie szumu bez szkody dla możliwości odróżnienia poszczególnych składowych. Przykładem takiego rodzaju analizy są metody zastosowane w pracy.

Badania opisywane w pracy nie zawierają odrębnego postępowania, którego celem byłoby wykrycie tej cechy w sygnale.

Normalność sygnału oznacza, że w każdym przedziale czasu sygnał ma statystyczny rozkład normalny. Założenie o normalności sygnału jest związane z przyjęciem założenia o liniowości badanego układu. Podstawowym testem określającym normalność sygnału jest wyznaczenie jego gęstości prawdopodobieństwa rozkładu amplitud i jego wizualna obserwacja. W większości przypadków dla uproszczenia takich badań przyjmuje się, że badany obiekt jest obiektem liniowym [Wojnar, 1980], chociaż rzeczywiste obiekty nie charakteryzują się tą cechą. Model obiektu przyjęty w pracy jest również liniowy. Z tego względu można uznać, że sygnały rejestrowane podczas działania modelowanego obiektu są normalne.

Znajomość oddziaływań zachodzących w maszynie działającej w warunkach rozruchu czy wybiegu pozwala na stwierdzenie, że sygnały rejestrowane podczas tych warunków są niestacjonarne, z powodów wyjaśnionych powyżej oraz zawierają:

składowe wąskopasmowe

- o stałych częstotliwościach efekt zjawisk rezonansowych lub zjawisk zachodzących w otoczeniu maszyny,
- o zmiennych częstotliwościach efekt zjawisk związanych z wirowaniem elementów maszyny,

• składowe szerokopasmowe - efekt uderzeń, przytarć oraz skutek przepływu medium.

Sygnały pochodzące z badań w warunkach rozruchu czy wybiegu zawierają więc składowe będące wynikiem działania maszyny zarówno w stanach nieustalonych, jak i przejściowych. Ponadto można je zapisać w postaci następującej zależności [Moczulski, 1984]:

$$\{x(t)\} = a(t) + \{u(t)\}$$
(2.6)

gdzie: *a(t)* jest nazywany sygnałem użytecznym i jest zdeterminowaną funkcją czasu lub prędkości obrotowej, *u(t)* jest sygnałem losowym (szumem) o wartości średniej niezależnej od czasu.

Estymacja takich sygnałów powinna dostarczać informacji o obu rodzajach składowych, a także o chwili czasu, w której wystąpiło oddziaływanie elementów powodujące pojawienie się określonej składowej. Najodpowiedniejszym, z punktu widzenia ilości dostarczanych informacji, sposobem analizy tych sygnałów są metody czasowoczęstotliwościowe.

Badania maszyn, opisywane w pracy, są przeprowadzane w zmiennych warunkach działania. Rozruch lub wybieg turbozespołów jest jednak wykonywany rzadko, przede wszystkim w przypadku awarii czy po remoncie. Sygnały rejestrowane podczas pracy maszyny w takich warunkach są więc zwykle pojedynczymi realizacjami. Możliwość estymacji pojedynczej realizacji sygnału wiąże się z przyjęciem dodatkowego założenia o ergodyczności procesu, którego sygnał jest efektem. *Procesem ergodycznym* może być tylko proces, którego wynikiem jest sygnał stacjonarny [Bendat, Piersol, 1976] [Cholewa, Moczulski, 1993]. Założenie o stacjonarności rozpatrywanego sygnału w przedziałach czasowych jest więc konieczne do założenia o jego ergodyczności, którą także zakłada się wyłącznie w jego podrealizacjach. Sygnał losowy jest ergodyczny, jeżeli z prawdopodobieństwem równym jeden można wyznaczyć wszystkie jego cechy na podstawie jego pojedynczej realizacji. Wartości wyznaczane metodami uśredniania w zbiorze są równe wartościom wyznaczonym metodami uśredniania w czasie. Z praktyki wiadomo, że większość procesów losowych realizowalnych fizycznie można uznać za procesy ergodyczne [Cholewa, Moczulski, 1993].

2.8. Relacje diagnostyczne

Procesy zachodzące w maszynie wirnikowej, także procesy resztkowe, w tym drgania, są wynikiem występowania różnego rodzaju oddziaływań w węzłach tribologicznych, strumieniu pary czy między łopatkami i strugą pary. Na podstawie badań diagnostycznych można wykazać, że istnieje związek pomiędzy tymi oddziaływaniami a stanem technicznym maszyny oraz jej warunkami działania. Wyróżnia się następujące rodzaje relacji identyfikowanych podczas działania maszyny [Moczulski, 1988]:

- między stanem maszyny i siłami pobudzającymi maszynę do drgań,
- między siłami i drganiami,
- między drganiami i własnościami układu (zmiany sztywności),

między własnościami układu i jego stanem technicznym.

Można wyróżnić wiele relacji diagnostycznych łączących najczęściej występujące niesprawności maszyn wirnikowych z cechami obserwowanych i analizowanych sygnałów wibroakustycznych, emitowanych podczas ich działania [Bunkin, 1956] [Cempel, 1982] [Cempel, 1989a] [Cemel, 1989b] [Kiciński, 1994] [Łączkowski, 1974] [Moczulski, 1988] [Morel, 1994] [Nowicki, Sordyl, 1988] [Orłowski, 1988] [Riches, Boch, 1988] [Smolaga, 1959] [Sordyl, Nowicki, 1988] [Werbowski, 1988]. Niesprawności te dotyczą głównie stanu technicznego układu wirnik-łożyska-podpory łożyskowe oraz układu przepływowego. Analiza sygnałów wibroakustycznych pozwala na stwierdzenie, że informacjami na temat niesprawności wymienionych układów są zazwyczaj składowe o niskich częstotliwościach, do kilku razy wyższych od częstotliwości obrotów.

Celem stosowania metody opisywanej w pracy jest między innymi wykrywanie typowych niesprawności maszyn wirnikowych. Weryfikacja metody, oprócz stosowania jej do analizy sygnałów rejestrowanych podczas działania obiektów rzeczywistych, nastąpi poprzez analizę sygnałów wygenerowanych na podstawie matematycznego modelu sygnału przyjętego w pracy oraz sygnałów zarejestrowanych podczas działania stanowiska RotorKit. Są to sygnały, których składowe są znane. Zbiór relacji diagnostycznych został ograniczony do relacji będących związkami pomiędzy niesprawnością i cechami widmowymi sygnałów (nie brano pod uwagę innych cech sygnałów, np. wartości fazy).

Moczulski, następujące Za typowe uznano (za 1988]) niesprawności: niewyrównoważenie, przycieranie, przeciążenia, pęknięcia elementów wirujących oraz niestabilność działania łożysk hydrodynamicznych. Za literatura anglojezyczna (na która powałano się w [Moczulski, Solipiwko, et al., 1988]) przyjęto także sposób oznaczenia częstotliwości dominującej składowej w widmie, którą odnosi się do częstotliwości obrotów f_{0} (np. składową o częstotliwości równej f_{0} oznacza się IX, a składową o częstotliwości dwa razy większej 2X). Zestawiając relacje diagnostyczne, typowe dla wymienionych niesprawności, należy podkreślić, że są one w wielu przypadkach niejednoznaczne i wymagają w celu potwierdzenia diagnozy dodatkowych badań (np. obserwacji zmian fazy), ale w większości przypadków są wystarczające do postawienia diagnozy. Relacje zebrano w tabeli 2.1, w której oprócz symptomów wibroakustycznych oraz diagnozy (rodzaj niesprawności) wymieniono najczęstsze przyczyny ich występowania.

Sygnały testowe, wygenerowane na podstawie modelu matematycznego, dla celów weryfikacji metody, odpowiadają sygnałom rejestrowanym podczas działania maszyn, które charakteryzuje się określonym (jednym) typem niesprawności, co odpowiada przypadkom tak zwanego czystego niewyrównoważenia, przycierania, czy przeciążenia. Podczas działania obiektów rzeczywistych jeden rodzaj niesprawności występuje rzadko. Zwykle działanie to charakteryzuje się niewyrównoważeniem i niestabilnością działania łożyska hydrodynamicznego lub niewyrównoważeniem i przycieraniem, lub przeciążeniem. Możliwość wykrywania pojedynczych niesprawności i określenia różnic w ich identyfikacji jest jednak podstawą do stwierdzenia, że metoda, opisywana w pracy, nadaje się do określania bardziej złożonych stanów technicznych maszyn wirnikowych.

31

Typowe relacje diagnostyczne występujące w maszynach wimikowych [Bunkin, 1956] [Cempel, 1982] [Cempel, 1989a] [Uempel, 1989b] [Kiciński, 1994] [Łączkowski, 1974] [Moczulski, 1988] [Monzulski, 1904] International (Cempel, 1988) [Kiciński, 1994] [Lączkowski, 1974] [Moczulski, 1988] [Monzulski, 1904] International (Cempel, 1988) [Kiciński, 1994] [Lączkowski, 1974] [Moczulski, 1988] [Morzulski, 1904] [Morzulski, 1994] [Kiciński, 1994] [Lączkowski, 1974] [Moczulski, 1988] [Morzulski, 1994] [Kiciński, 1994] [Kiciński

								1		
możliwe przyczyny	<u>konstrukcyine</u> (np. skonstruowanie osiowo	<u>wvtwórcze</u> <u>eksploatacvine</u> (np. wygięcie wału, złamanie lub	uglęcie poziomo ułożyskowanego wirnika;	wewnętrzna niewspółosiowość gniazd łożysk;	zablokowanie się sprzęgła; ekspansja termiczna maszyny; siły wywołane odkształceniami rurociągów;	nadmierne drgania; wygięcie wirnika;	i korpusem;	niewspółosiowością	niestabilność działania łożysk	
rodzaj niesprawności		niewyrównoważenia		przeciążenia		przycierania		pęknięcia wału	nałych drgań olejowych	Jużych drgań olejowych
a a					to wskazuje > to na występowanie				E	P
Dominująca składow w widmie drgań		X		2 X		1/2 X, 1/3 X, 1/4 X		1X, 2 X	0.38 - 0.49 X	1X
					jeżeli częstotliwość dominującej składowej w widmie drgań jest równa				L	

2.9. Własności rezonansowe maszyny wirnikowej

Z punktu widzenia identyfikacji stanu technicznego maszyny istotny jest fakt, że zmiany własności rezonansowych są odzwierciedleniem jej zmian stanu technicznego. Przykładami moga być: pekniecie fundamentu, poluzowanie śruby fundamentowej, wygięcie wału, uszkodzenie łopatki znajdujące zawsze swoje odzwierciedlenie w zmianach własności rezonansowych, których wykrycie może prowadzić do identyfikacji stanu technicznego objektu. Własnościami rezonansowymi nazywa się cechy układu charakteryzujące jego odpowiedzi na wzbudzenia w określonym zakresie częstotliwości [Żółtowski, Ćwik, 1996]. Rezonans to zjawisko polegające na szybkim wzroście amplitudy, gdy częstotliwość zewnętrzna jest równa jednej z częstotliwości drgań własnych obiektu [Żółtowski, Ćwik, 1996]. Częstotliwości drgań, przy których działanie obiektu wykazuje cechy rezonansu, nazywa się częstotliwościami krytycznymi, a odpowiadające im prędkości obrotowepredkościami krytycznymi. W zależności od liczby stopni swobody charakteryzujących układ można wyróżnić odpowiadającą im liczbę rzędów prędkości krytycznych. Ich wartości oraz odpowiadające im postaci drgań zależą między innymi od sztywności układu, tłumienia charakteryzującego układ, jego masy. Identyfikacja częstotliwości krytycznej związana jest z identyfikacja częstotliwości własnej, a wyznaczenie zakresu prędkości użytecznych polega na odpowiednim ich odseparowaniu od kolejnych prędkości krytycznych.

Zmiana własności rezonansowych maszyny w szczególnych przypadkach może prowadzić do zmiany jej prędkości krytycznych, które mogą nie zawierać się w zakresie prędkości użytecznych, co określane jest jako zmiana stanu maszyny wirnikowej.

Jednym ze sposobów identyfikacji prędkości krytycznych obiektu są badania polegające na obserwacji zachowania się maszyny podczas działania przy różnych wartościach prędkości obrotowych, na przykład podczas rozruchu lub wybiegu.

2.10. Uporządkowanie zdarzeń

Celem metod analizy sygnałów niestacjonarnych stosowanych w pracy jest nie tylko identyfikacja składowych sygnału, ale identyfikacja zmienności tych składowych w czasie. Metody te wymagają więc uwzględniania dodatkowego parametru czasu. Pojęcie czasu w eksperymencie diagnostycznym może mieć różne znaczenia. W szczególności może nie oznaczać naturalnie pojmowanego czasu zegarowego, ale jak np. w przypadku badań stanów nieustalonych prędkość obrotową elementów wirujących. Dla celów diagnostyki rozróżnia się następujące dziedziny czasu [Cholewa, Kaźmierczak, 1992]:

- czas makro nazywany często czasem życia obiektu, który oznacza liczbę w jednostkach czasu lub liczbę zrealizowanych cykli i może być podawany np. w godzinach,
- czas mikro nazywany również czasem dynamicznym, który oznacza długość przedziału czasowego, w którym obserwuje się sygnał i może być podawany np. w mikrosekundach.

Dziedziną czasu może być dowolny zbiór liniowo uporządkowany, którego elementy nazywane są chwilami czasu (np. częstotliwość obrotów wału maszyny, liczba cykli pracy maszyny, liczba cykli zmian naprężeń elementu). Szczególnym przypadkiem tego pojęcia w eksperymencie diagnostycznym jest powszechnie rozumiany czas zegarowy podawany w jednostkach czasu.

Estymacja cech sygnałów rejestrowanych podczas działania maszyny w zmiennych warunkach wymaga określenia długości przedziału, w którym obserwuje się sygnał. Potrzeba taka wynika z faktu, że warunki pracy poza tym przedziałem czasowym zmieniają się. Długość przedziału czasowego w tym przypadku nazywa się *czasem obserwacji*.

Badania opisywane w pracy, polegające na rozdzieleniu symptomów zjawisk zachodzących podczas działania maszyny w zmiennych warunkach, wymagają rozszerzenia dotychczas stosowanego pojęcia czasu. Zarówno zastosowanie analizy sygnałów opartej na STFT, jak i analizy opartej na WT nie prowadzi do przejścia z opisu sygnału w czasie mikro do opisu sygnału w czasie makro. Analiza sygnałów oparta na STFT, polegająca na wyznaczeniu szeregu uporządkowanych widm (wyznaczanych przy stałej względnej szerokości pasma), związana jest z określeniem chwil czasu (o różnych odstępach) wybranych ze zbioru zawierającego wartości czasu mikro. Analiza sygnałów oparta na WT polega na wyznaczeniu stopnia podobieństwa pomiędzy daną podrealizacją sygnału i funkcją bazową, co określają odpowiednie współczynniki. Wyniki tej analizy opisywane są w czasie mikro.



Rys. 2.4. Porównanie opisu w czasie mikro i makro Fig. 2.4. Comparision of description in micro and macro time

Możliwość zastosowania tych wyników jako danych pozwalających na rozdzielenie symptomów stwarza jednak potrzebę innego ich opisu, polegającego, tak jak w przypadku analizy opartej na STFT, na przyjęciu zbioru, którego elementy są częścią zbioru zawierającego wartości chwil czasu mikro. Zagadnienie to zostało schematycznie wyjaśnione na rys.2.4.
Na rysunku pokazano trzy osie. Pierwsza z nich opisana jest przez wartości czasu mikro. Oś środkowa opisana jest przez wybrane wartości chwil czasu mikro. Trzecia oś związana jest z czasem makro.

Pojęcie czasu używane w pracy związane jest z osią środkową, której wartości są chwilami czasu mikro a w szczególnym przypadku mogą być chwilami czasu makro. Zbiór chwil czasu pokazany na tej osi posłużył w pracy jako opis (w dziedzinie czasu) zarówno wyników analizy sygnałów, jak i rozdzielenia symptomów.

3. OPIS METODY BADANIA MASZYN WIRNIKOWYCH DZIAŁAJĄCYCH W ZMIENNYCH WARUNKACH

Prze pojęcie "metoda" rozumie się: "logiczną podstawę sposobu działania polegającą na świadomym stosowaniu reguł postępowania ze względu na prawdopodobieństwo osiągnięcia zamierzonego celu w zidentyfikowanych okolicznościach działania" [Dietrych, 1978]. W tym znaczeniu algorytm postępowania zmierzającego do identyfikacji stanu technicznego maszyny wirnikowej, przy znajomości warunków jej działania, można nazwać metodą. Metoda jest więc pewnym sposobem działania, który polega, w przypadku badań opisywanych w pracy, na zastosowaniu odpowiednich rodzajów analizy sygnałów w określonym porządku wynikającym z rodzaju rozwiązywanego zadania.

Głównym zadaniem realizowanym przy zastosowaniu opisywanych w pracy badań jest identyfikacja zmian stanu technicznego maszyny wirnikowej. Zaproponowana w pracy metoda może być zastosowana, przy założeniu że badany obiekt działa w zmiennych warunkach, przy czym obserwowanym zmiennym parametrem działania jest prędkość obrotowa. Obserwacja chwilowych wartości prędkości obrotowej pozwala na określenie odpowiadających im chwilowych wartości częstotliwości obrotów, nazywanych dalej wartościami częstotliwości charakterystycznej. Opisywane badania zostały przeprowadzone w kilku etapach, pokazanych na rys.3.1. Cztery pierwsze etapy to:

- wybór zmiennych warunków działania, podczas których wykonywane będą badania; jest to głównie wybór między warunkami rozruchu i wybiegu,
- zestawienie toru pomiarowego oraz wszystkie czynności z tym związane,
- rejestracja sygnałów wibroakustycznych i sygnałów wymaganych dla realizacji metody,
- identyfikacja wartości chwilowych częstotliwości obrotów, nazywanych częstotliwością charakterystyczną.

Kolejne etapy algorytmu związane są bezpośrednio z analizą zarejestrowanych sygnałów wibroakustycznych. Z zastosowaniem analizy sygnałów opartej na STFT związane są etapy:

- dobór parametrów analizy polegający w tym przypadku na wyborze okna czasowoczęstotliwościowego,
- wyznaczenie spektrogramu przy stałej bezwzględnej szerokości pasma,
- przekształcenie spektrogramu do postaci szeregu widm o stałej względnej szerokości pasma; gdzie kolejne częstotliwości środkowe pasm są równe chwilowym wartościom częstotliwości charakterystycznej.

Zastosowanie analizy sygnałów opartej na WT związane jest z realizacją następujących etapów:

 dobór parametrów analizy polegający na: wyborze funkcji bazowej przekształcenia falkowego oraz wyborze kolejnych wartości współczynnika skali (synchronizacja zmian parametru skali ze zmianami chwilowej częstotliwości charakterystycznej), wyznaczenie skalogramu, którego współczynniki skali odpowiadają wartościom chwilowej częstotliwości charakterystycznej.



Rys. 3.1. Etapy realizacji metody Fig. 3.1. Stages of method realisation

Ostatnim etapem algorytmu jest zastosowanie opisanej poniżej analizy RLS, która pozwala na rozdzielenie symptomów zjawisk występujących podczas działania maszyny w zmiennych warunkach. W tym przypadku można wyróżnić dwie grupy symptomów, wymienione w tabeli 2.1 w rozdziale 2 pracy, symptomy zależne od zmienności warunków działania (np. od zmian prędkości obrotowej) oraz symptomy związane z pewnymi wartościami częstotliwości, które są charakterystyczne dla badanej maszyny (np. częstotliwości rezonansowe). Pierwsza grupa symptomów (część reprezentatywna wyników analizy) nie zależy od własności rezonansowych badanej maszyny. Druga grupa symptomów (część rezonansowa wyników analizy) jest odzwierciedleniem własności rezonansowych badanego obiektu. Identyfikacja tej grupy symptomów związana jest bezpośrednio z możliwością określania zmian stanu technicznego maszyny. Można wyróżnić kilka sposobów identyfikacji wymienionych grup symptomów. Najprostszym sposobem jest ocena (np. widmowa) sygnału zarejestrowanego podczas działania maszyny w zmiennych warunkach. W tym przypadku możliwa jest przede wszystkim identyfikacja symptomów związanych z własnościami maszyny. Innym sposobem jest próbkowanie sygnału z częstotliwością zsynchronizowaną ze zmianami prędkości obrotowej (analiza śledząca rzędów). Ocena (np. widmowa) tak zarejestrowanego sygnału pozwala na identyfikację symptomów związanych ze zmianami prędkości obrotowej. Przykłady zastosowania tej analizy pokazano w dalszej części rozdziału 3 oraz w rozdziale 4.

Metoda zaproponowana w pracy polega na zastosowaniu takiego sposobu analizy sygnałów, który prowadzi do identyfikacji obydwu grup symptomów jednocześnie (analiza sygnału prowadząca do jego dwuwymiarowej dekompozycji), a zastosowanie analizy RLS pozwala na ich rozdzielenie.

Należy podkreślić, że opisywany w pracy sposób określania stanu technicznego maszyny nie wiąże się jedynie z zastosowaniem dwóch wymienionych rodzajów analizy sygnałów (opartych na STFT i WT). Sposób analizy sygnałów zastosowany podczas badań może być dowolny, przy założeniu że pozwoli on na ich dwuwymiarową dekompozycję oraz na synchronizację parametrów tej analizy ze zmianami warunków działania. Założenie to wynika z możliwości zastosowania analizy RLS [Cholewa, 1974] [Cholewa, 1976] [Cholewa, 1983].

Podsumowując, należy podkreślić, że określanie stanu technicznego maszyn wirnikowych może być realizowane na kilka sposobów. Jednym z nich są badania opisywane w pracy. Sposoby określania stanu technicznego maszyny zaprezentowano w rozdziale 2 pracy. Różnią się one warunkami działania maszyny, podczas którego jest ona obserwowana, a przede wszystkim rodzajem analizy sygnałów rejestrowanych w czasie tych obserwacji. Opracowana metoda, w porównaniu z dotychczas stosowanymi, wyróżnia się:

- możliwością synchronizacji wartości cech analizy sygnałów z wartościami cech związanymi ze zmiennością warunków działania (w tym przypadku prędkością obrotową),
- możliwością rozdzielenia symptomów zjawisk związanych ze zmiennością warunków działania i z nimi niezwiązanych,
- zastosowaniem sposobu analizy sygnałów opartego na WT, co, jak pokazano na rys. 3.1, pozwala na wyeliminowanie potrzeby przekształcania wyników analizy.

Dla zwiększenia przejrzystości tego rozdziału zdecydowano omawianie poszczególnych etapów metody zilustrować przykładem analizy dwóch sygnałów testowych. W pierwszej części rozdziału, dotyczącej realizacji głównych etapów wykonywanych badań, pokazano wyniki analizy sygnału testowego wygenerowanego na podstawie bardzo prostego matematycznego modelu sygnału posiadającego cechy podobne do cech sygnału rejestrowanego podczas działania maszyny wirnikowej w zmiennych warunkach [Timofiejczuk, 1999b]. Sygnał ten oznaczono nazwą *test_1* i opisano w tabeli 3.1. w dalszej części rozdziału. Sygnał *test_1* jest kombinacją liniową składowej harmonicznej o stałej częstotliwości i składowej harmonicznej o zmiennej częstotliwości równej wartościom zawartym w sygnale tachometrycznym i może być wyrażony wzorem:

$$x(t) = \cos(2 \cdot \pi \cdot t \cdot f_1) + \cos(2 \cdot \pi \cdot t \cdot f_2(t)) \cdot g(t)$$
(3.1)

gdzie: t oznacza czas, f_1 częstotliwość stałą, f_2 częstotliwość zmienną liniowo, a g(t) funkcję Gaussa, która modeluje zjawisko rezonansu.

Przy zastosowaniu metody zakłada się, że równolegle z sygnałem testowym (w przypadku rzeczywistym z sygnałem drganiowym) jest rejestrowany sygnał tachometryczny. Przebieg w czasie sygnału testowego i wartości częstotliwości wyznaczonych na podstawie sygnału tachometrycznego pokazano na rys.3.2.

Przed omówieniem poszczególnych etapów metody należy podkreślić, że sygnał testowy, którego przykłady analizy zostały zamieszczone w rozdziale, jest znacznym uproszczeniem sygnałów rejestrowanych podczas działania maszyny w zmiennych warunkach a jego wszystkie cechy - zarówno związane z jego generowaniem, jak i analizą, są znane. W przypadku sygnałów rzeczywistych rejestrowanych podczas działania konkretnych obiektów, a nawet stanowiska laboratoryjnego RotorKit, zbiór informacji na ich temat jest zazwyczaj mniej liczny.



Rys. 3.2. Przebieg w czasie sygnału testowego *test_l* i wartości częstotliwości wyznaczonych na podstawie sygnału tachometrycznego

Fig. 3.2. Time realisation of the test signal *test_1* and frequency values calculated on the basis of tachometric signal

W pierwszej części tego rozdziału (punkty 3.1 i 3.2) omówiono dwa najważniejsze etapy metody związane z analizą sygnałów oraz rozdzieleniem symptomów. W każdym z tych etapów, a także w etapach poprzedzających analizę sygnałów niezbędne jest wykonanie dodatkowych operacji, które zostały szczegółowo omówione w drugiej części rozdziału (punkt 3.3.)

3.1. Analiza sygnałów

Sygnały rejestrowane podczas badań w zmiennych warunkach działania są niestacjonarne. Zawierają często składowe szeroko- i wąskopasmowe będące wynikiem zjawisk o znacznie różniących się długościach czasu trwania. Identyfikacja tych składowych ze szczególnym uwzglednieniem możliwości określenia ich zmienności w czasie wymaga analizy prowadzącej do dwuwymiarowej reprezentacji sygnału. Zagadnienie to zostało opisane w rozdziale 2. Dodatkowym wymaganiem, opisanym także w rozdziale 2, jest potrzeba uzyskania optymalnej rozdzielczości zarówno w dziedzinie częstotliwości w zakresie składowych waskopasmowych, jak w dziedzinie czasu w zakresie niskich częstotliwości. W dodatkach A, B i C zestawiono wybrane rodzaje analizy sygnałów niestacjonarnych. Spośród wymienionych na szczególna uwage zasługują: analiza oparta na krótkoczasowym przekształceniu Fouriera (STFT) oraz analiza oparta na przekształceniu falkowym (WT). Pierwsza z nich jest obecnie stosowana w badaniach rozruchu lub wybiegu [Cholewa, 1983] [Moczulski, Solipiwko, et l., 1988] [Moczulski, 1984] [Morel, 1994] [Timofiejczuk, 1996a] [Timofiejczuk, 1997e]. Jej zastosowanie związane jest z pewnymi wadami opisanymi w dodatku B. Druga z nich (analiza falkowa) nie była dotychczas stosowana w tego rodzaju badaniach, chociaż w literaturze można znaleźć opisy jej wykorzystania w diagnostyce technicznej maszyn [Antoine, 1996] [Aretakis, Mathioudakis, 1997] [Dalpiaz, Rivola, 1995] [Dalpiaz, Rivola, 1997] [Dalpiaz, Rivola, 1998] [Mori, Kasashima, et al., 1996] [Yadavar, Nautet, et al., 1998]. Analiza falkowa została szczegółowo opisana w dodatku C. Cechą charakterystyczna w tym przypadku jest duża liczba możliwości wyboru parametrów analizy (częstotliwości środkowych pasm oraz funkcji bazowych). Jak pokazano w punktach 3.3.5 i 3.3.6, wybór postaci funkcji bazowej powinien być w dużej mierze uzależniony od rodzaju analizowanego sygnału oraz od cechy, którą należy zidentyfikować.

Oba z wymienionych rodzajów analizy prowadzą do dwuwymiarowej reprezentacji sygnału i mogą być podstawą do dalszej analizy polegającej na rozdzieleniu składowych sygnału związanych ze zmiennymi warunkami działania i składowych niezależnych od tych warunków. Jako sposoby estymacji sygnałów niestacjonarnych w omawianej metodzie przyjęto więc analizę opartą na STFT oraz na WT, które wybrano ze względu na to, że pozwalają na dwuwymiarową reprezentację sygnału, co może być podstawą do zastosowania sposobu analizy umożliwiającej na rozdział czynników związanych z warunkami działania i czynników z nimi niezwiązanych, oraz ze względu na to, że dają dobre wyniki w analizie sygnałów niestacjonarnych.

Wybór dwóch wymienionych rodzajów analizy sygnałów wiąże się z wieloma dodatkowymi zadaniami, do których, należą między innymi: określenie parametrów analizy oraz w przypadku STFT przekształcanie widma z postaci widma o stałej bezwzględnej szerokości pasm do postaci widma o stałej względnej szerokości pasma, a w przypadku WT wybór odpowiedniej funkcji bazowej i dobór wartości skali funkcji bazowej.

3.1.1. Zastosowanie STFT

Podstawy teoretyczne analizy sygnałów opartej na STFT zostały szczegółowo opisane w dodatku B. Wynikiem zastosowania tej analizy jest ciag widm odpowiadajacych chwilom czasu (określonym przez początki przedziałów czasu poszczególnych podrealizacji). Widma te wyznaczane są przy stałej bezwzględnej szerokości pasma częstotliwości, co oznacza, że szerokość pasma jest taka sama zarówno dla zakresu niskich, jak i dla zakresu wysokich czestotliwości. Istotnym etapem zastosowania tego rodzaju analizy jest wybór funkcji okna. Zagadnienie to zostało szczegółowo omówione w wielu pozycjach literaturowych. W pracy zostało opisane w punkcie 3.3.3, w którym pokazano wyniki zastosowania różnych funkcji okna o różnej długości dla sygnału testowego. Ze względu na zalecenia dotyczące stosowania określonych rodzajów funkcji okna, a także badania przeprowadzane w ramach pracy jako funkcję okna stosowaną w pracy wybrano okno Hanninga [Gade, Herlufsen, 1987a] [Gade, Herlufsen, 1987b]. Jak wspomniano wyżej, wyznaczane przy zastosowaniu analizy opartej na STFT widma charakteryzują się stałą bezwzględną szerokością pasma. Zastosowanie analizy RLS wymaga przekształcenia widm ze stałej bezwzględnej do stałej względnej szerokości pasma, gdzie kolejne częstotliwości środkowe pasm odpowiadają częstotliwości obrotów. Takie przekształcenie spektrogramu pozwala na uzyskanie widm, które są zsynchronizowane ze zmianami warunków działania

Zastosowanie opisywanej w pracy metody, po zarejestrowaniu i wyznaczeniu wartości chwilowych prędkości obrotowych, prowadzi do wyznaczenia spektrogramu, który dla sygnału testowego pokazano, po przekształceniu do szeregu widm o stałej względnej szerokości pasma częstotliwości, na rys. 3.3.



Rys.3.3. Spektrogram sygnału testowego *test_1* Fig. 3.3. Spectrogram of the test signal *test_1*

Wizualna analiza pokazanego spektrogramu pozwala na stwierdzenie, że analizowany sygnał jest złożeniem składowej harmonicznej o stałej częstotliwości i składowej

harmonicznej o zmiennej częstotliwości i zmiennej amplitudzie. Pokazane wyniki mogą być w dalszej kolejności podstawą do zastosowania koncepcji rozdzielenia zmiennych.

3.1.2. Zastosowanie analizy falkowej

Analiza falkowa, wraz z krótkim rysem historycznym oraz kilkoma jej odmianami, została opisana w dodatku C. Analiza ta jest liniowa dekompozycja sygnału do postaci sumy funkcji nazywanych falkami [Chui, 1992] [Cohen, Kovacevic, 1996] [Daubechies, 1992] [Newland, 1994a] [Strang, Nguyen, 1996] [Wojtaszczyk, 1996], jej idea jest podobna do zastosowania filtrów pasmowoprzepustowych, ze stałą względną szerokością pasma [Micchelli, 1997] [Wysoglad, 1997a], tak jak w przypadku analizy Fouriera, estymacja polega na liniowej dekompozycji sygnału do postaci sumy iloczynów funkcji bazowych i odpowiednich współczynników. Jednak, podczas gdy podstawa analizy Fouriera jest rozkład sygnału do postaci kombinacji liniowej funkcji harmonicznych, analiza falkowa pozwala na dekompozycję sygnału za pomocą dowolnej funkcji, spełniającej określone warunki, które zostały omówione w dodatku C. Zastosowanie analizy falkowej prowadzi, jak w przypadku STFT, do dwuwymiarowej reprezentacji sygnału. Należy jednak podkreślić, że jej wynikiem nie są uszeregowane w czasie widma. W tym przypadku wynikiem zastosowania analizy jest macierz współczynników falkowych bedacych miara dopasowania funkcji bazowej do podrealizacji sygnału w danej chwili czasu i przy określonej wartości parametru skali, który jest bezwymiarowy i w odróżnieniu od częstotliwości środkowych pasm, wyznaczanych dla widma, może przyjmować dowolne wartości.

Cechą charakterystyczną analizy opartej na WT jest zmienna rozdzielczość w dziedzinie czasu i w dziedzinie częstotliwości. Zmienność ta uzyskiwana jest przez operacje wykonywane na funkcjach bazowych (falkach), które zależą od dwóch zmiennych (czasu i skali), podczas gdy funkcje bazowe przekształcenia Fouriera zależą tylko od częstotliwości. Z tego względu w przypadku analizy opartej na WT uzyskuje się znacznie lepszą możliwość lokalizacji poszczególnych składowych sygnału zarówno w dziedzinie czasu, jak i w dziedzinie częstotliwości.

Zastosowanie analizy falkowej w opisywanych w pracy badaniach zostało zwiazane z próbą dopasowania parametrów tej analizy do sygnałów, których ogólna struktura jest znana. W pierwszym kroku poszukuje się najbardziej odpowiedniej funkcji bazowej (punkt 3.3.5). Wyniki zastosowania określonych funkcji bazowych zostały poddane ocenie. Przydatność zastosowania funkcji bazowych przetestowano na sygnałach wygenerowanych w oparciu o model matematyczny, a wyniki tego testowania pokazano w punkcie 3.3.6. Drugim krokiem dopasowania parametrów analizy jest próba synchronizacji zmian parametru skali (zwiazanego Ζ kolejnymi pasmami częstotliwości) ze zmianami częstotliwości charakterystycznej związanej ze zmienną prędkością obrotową. Zagadnienie to zostało opisane w punkcie 3.3.7.





Fig. 3.4. Scalogram of the test signal *test_l*

Na podstawie zaproponowanej w pracy oceny funkcji bazowych wybrano, jako funkcję bazową stosowaną w badaniach wykonywanych w ramach pracy, funkcję będącą iloczynem funkcji Gaussa i funkcji harmonicznej.

Zastosowanie zaproponowanej w pracy metody, po rejestracji i wyznaczeniu wartości chwilowych prędkości obrotowych oraz ich synchronizacji z wartościami skali, prowadzi do wyznaczenia skalogramu pokazanego na rys. 3.4.

Oś pionowa skalogramu opisana jest przez wartości skali, która przyjmuje wartości odwrotnie proporcjonalne do wartości częstotliwości. Identyfikacja symptomów na podstawie składowych sygnału możliwa jest w przypadku takiego przekształcenia sygnału jedynie w sposób wizualny. Można wskazać wartości częstotliwości składowych harmonicznych w określonych chwilach czasu. Na pokazanym rysunku widoczny jest także symptom rezonansu.

3.2. Identyfikacja chwilowej częstotliwości charakterystycznej

Obserwacja symptomów diagnostycznych identyfikowanych podczas analizy sygnałów rejestrowanych w niestałych warunkach działania maszyny pozwala stwierdzić, że istnieje grupa symptomów zależnych od zmian warunków działania obiektu i grupa symptomów, która nie zależy od tych zmian. Wyniki analizy sygnałów opartej na STFT i na WT pozwalają na wizualną ocenę zależności tych symptomów od zmian warunków działania. Wymienione rodzaje analizy sygnałów nie pozwalają jednak na uzyskanie dwóch rozłącznych zbiorów symptomów.

Rozróżnienie symptomów diagnostycznych identyfikowanych podczas analizy sygnałów zostało zrealizowane poprzez zastosowanie analizy RLS [Cholewa, 1974] [Cholewa, 1976] omówionej w punkcie 3.2.1. Wyniki zastosowania analizy RLS, polegającej na rozdzieleniu symptomów zjawisk (na wyżej wymienione podzbiory) identyfikowanych podczas analizy zostały pokazane także w punkcie 3.2.1.

Należy podkreślić, że zastosowanie analizy RLS nie jest jedynym sposobem rozróżnienia identyfikowanych symptomów. Przykładem analizy pozwalającej na rozróżnienie symptomów zjawisk związanych ze zmianami prędkości obrotowej i z nimi niezwiązanych jest często stosowana analiza śledząca rzędów. Terminu rozróżnienie użyto w tym przypadku celowo, ponieważ wyniki analizy śledzącej rzędów pozwalają jedynie na rozróżnienie charakteru zjawiska, którego symptom został zidentyfikowany. Ten rodzaj analizy nie pozwala jednak na uzyskanie dwóch rozłącznych zbiorów symptomów, co jest wynikiem zastosowania analizy RLS. Analiza śledząca rzędów została opisana w dodatku B, a wyniki jej zastosowania dla sygnału testowego pokazano w punkcie 3.2.2.

3.2.1. Zastosowanie analizy RLS

Charakterystyki rozruchowe lub wybiegowe uzyskiwane zarówno przy zastosowaniu analizy opartej na STFT, jak i na WT mogą być poddane analizie RLS, która pozwala na ich rozpatrywanie jako funkcje częstotliwości bezwzględnej (składowe rezonansowe sygnału) oraz jako funkcje częstotliwości względnej, czyli częstotliwości odniesionej do częstotliwości obrotów elementów wirujących (składowe reprezentatywne sygnału). Takie rozdzielenie składowych sygnału pozwala na rozdzielenie symptomów na symptomy będące skutkami oddziaływań głównie wzbudzeń okresowych oraz symptomy, które są wynikiem wzbudzeń rezonansowych, z czego wynika główne założenie analizy RLS, polegające na stwierdzeniu, że rejestrowany sygnał jest wynikiem zjawisk będących efektem:

wzbudzeń okresowych,

własności rezonansowych maszyny.

Schematyczny sposób analizy charakterystyki rozruchowej pokazano na rys. 3.5, na którym oś pozioma opisana jest przez częstotliwości środkowe pasm f_j wyznaczane przy stałej względnej szerokości pasma. Oś pionowa związana jest z czasem obserwacji i na rysunku została opisana przez kolejne wartości częstotliwości obrotów f_n , co można opisać zależnością:

$$f_n = \frac{n}{60} \quad [\text{Hz}] \tag{3.2}$$

gdzie: n oznacza prędkość obrotową elementów wirujących [obr/min],

Zbiór cech \underline{W} jest przekrojem charakterystyki przy f_n =*idem*. Poszukiwanymi cechami, (zawartymi w charakterystyce) są:

- symptomy pochodzące od wzbudzeń rezonansowych (składowe rezonansowe <u>R</u> sygnału przekrój charakterystyki przy *f_j* = *idem*),
- symptomy, które są wynikiem wzbudzeń okresowych (składowe reprezentatywne <u>S</u> sygnału przekrój charakterystyki przy $f_j/f_m = idem$).



Rys. 3.5. Schemat charakterystyki rozruchowej [Cholewa, 1983] Fig. 3.5. Scheme of run-up characteristic

Zastosowanie analizy RLS związane jest z założeniem, że wartości parametru charakterystycznego, w tym przypadku wartości częstotliwości charakterystycznej, dla każdego zbioru \underline{W} są równe kolejnym częstotliwościom środkowym pasm bądź kolejnym wartościom współczynnika skali. Założenie to zostało schematycznie pokazane na rys. 3.6, na którym kolorem szarym ciemniejszym zaznaczono kolejne wartości częstotliwości charakterystycznej - symptom zależny od zmienności warunków działania). Kolorem szarym jaśniejszym zaznaczono składową sygnału, której częstotliwość jest stała (składowa jest symptomem diagnostycznym niezależnym od zmienności warunków działania). Na rysunku pokazano także efekt rozdzielenia symptomów, w wyniku czego uzyskuje się sygnał rezonansowy (kolor szary ciemnejszy) oraz sygnał reprezentatywny (kolor szary jaśniejszy).

Sposób rozpatrywania charakterystyki rozruchowej lub wybiegowej schematycznie pokazany na rys. 3.5 i 3.6 może być zastosowany zarówno dla wyników uzyskanych po analizie opartej na STFT, jak i na WT. Ogólna koncepcja rozdzielenia symptomów w obydwu przypadkach jest taka sama. Różnicą w zastosowaniu analizy RLS dla danych uzyskanych po obydwu rodzajach analizy jest sposób, w jaki traktowane są cechy oznaczone jako \underline{W} . W przypadku analizy Fouriera \underline{W} oznacza kolejne widma sygnału.



Fig. 3.6. Schematic description of RLS analysis

W przypadku analizy falkowej \underline{W} jest zbiorem współczynników falkowych określających miarę podobieństwa podrealizacji sygnału do funkcji bazowej o określonej częstotliwości (skali). Zbiory współczynników falkowych zostały w pracy dla odróżnienia od widm oznaczone \underline{WF} . Różnica między tymi reprezentacjami polega głównie na tym, że w przypadku widma (przy określonym sposobie jego przedstawienia) można je traktować jako sumę \underline{S} i \underline{R} , a współczynnik falkowy wyznaczony w określonej chwili czasu i o określonej wartości skali może być traktowany jako wynik mnożenia odpowiednich współczynników falkowych składowych \underline{SF} i \underline{RF} .

3.2.1.1. Rozdzielenie symptomów identyfikowanych przez zastosowanie analizy opartej na STFT

Przez pojęcie widma rozumie się rozkład mocy sygnału (wartości podawane są w skali decybelowej) w kolejnych pasmach częstotliwości o stałej względnej szerokości pasma, co można zapisać [Cholewa, 1974]

$$W = \{w(f_{j}), j = j_{p}, \dots, j_{k}\}$$
(3.3)

gdzie: <u>W</u> jest oznaczeniem widma, w poziomu mocy sygnału [dB], f_j częstotliwości środkowej pasma [Hz], *j* identyfikatorem pasma częstotliwości ($j_p \div j_k$ dla pasm o częstotliwościach środkowych $f_p \div f_k$).

Jak wspomniano wyżej, analiza RLS może być zastosowana przy założeniu, że uszeregowane w czasie widma (charakterystyka rozruchowa lub wybiegowa) wyznaczane są ze stałą względną szerokością pasma, a kolejne częstotliwości obrotów odpowiadają kolejnym częstotliwościom środkowym pasm. Przekształcanie widm ze stałej względnej do stałej bezwzględnej szerokości pasma zostało omówione w punkcie 3.3.4. Operacja ta związana jest z przyjęciem następujących założeń:

- częstotliwość podstawowa dla tworzonej skali częstotliwości względnej jest równa 1000 [Hz] (częstotliwość ta jest zawsze częstotliwością środkową pasma),
- w przypadku widm rozdzielonych, oprócz oznaczania pasm wartościami częstotliwości, wprowadzono dodatkowo identyfikatory pasm, które przyjmują wartości

$$j = \log_s \frac{f_j}{1000} \tag{3.4}$$

gdzie x oznacza rozstęp pasm i może być obliczony z zależności [Chołewa, 1974]:

$$x = \frac{f_{j+1}}{f_j} \tag{3.5}$$

W pracy przyjęto szerokości pasm równe 3,6% (22 pasma na oktawę) i 0.9% (77 pasm na oktawę). Założono także, że opisywana w pracy metoda będzie stosowana w diagnostyce maszyn, podczas działania których można określić charakterystyczne częstotliwości wzbudzenia f_m . Kolejne widma określane są dla przedziału częstotliwości f_p do f_k przy charakterystycznych częstotliwościach wzbudzenia f_m , które w przypadku maszyn wirnikowych działających w zmiennych warunkach odpowiadają kolejnym częstotliwościom obrotów.

Wprowadzenie oznaczenia kolejnych widm przez identyfikator pasma zostało oparte na złożeniu, że poziomami odniesienia dla:

- widm sygnałów reprezentatywnych jest składowa widma sygnału reprezentatywnego s(k)
 dla pasma o częstotliwości środkowej f_j=f_m; przyjęto, że składowa ta równa się 0 [dB],
- widm sygnałów rezonansowych jest składowa o częstotliwości środkowej pasma równej 1000 [Hz]; przyjęto, że składowa ta równa się 0 [dB].

Uwzględniając (3.2) w oparciu o model umownego zastępczego źródła sygnału (rys. 3.7), widmo sygnału może być rozpatrywane jako suma trzech niezależnych widm [Cholewa, 1974].



Rys. 3.7. Model umownego, zastępczego źródła sygnałów [Cholewa, 1974] Fig. 3.7. Model of conventional substitutional source of signal

$$\underline{W} = \underline{S} + \underline{R} + \underline{L} \tag{3.6}$$

gdzie: \underline{W} jest widmem mocy analizowanego sygnału, \underline{S} jest widmem sygnału reprezentatywnego, \underline{R} widmem sygnału rezonansowego, a \underline{L} widmem sygnału o postaci różowego szumu.

Sygnał reprezentatywny jest zależny od zmian warunków działania obiektu oraz od oddziaływań zachodzących w obiekcie. Cechą charakterystyczną widma tego sygnału (3.7) jest niezmienność we względnej skali częstotliwości, odniesionej do wartości częstotliwości wzbudzenia f_m . Widmo sygnału reprezentatywnego można zapisać odpowiednio jako zbiory (3.7) - w stałej bezwzględnej skali częstotliwości oraz (3.8) w stałej względnej skali częstotliwości (Cholewa, 1974] [Cholewa, 1976].

$$S_m = \left\{ s_m(j), j = j_p, \dots, j_k \right\}$$
(3.7)

gdzie: $s_m(j)$ oznacza wartość poziomu mocy sygnału reprezentatywnego w *j*-tym paśmie częstotliwości wzbudzenia.

$$\underline{S} = \left\{ s(k), k = k_p, \dots, k_k \right\}$$
(3.8)

gdzie:

$$s(k) = s_m(k+m) \tag{3.9}$$

Widmo <u>R</u> sygnału rezonansowego (3.10) zawiera cechy będące informacjami na temat własności rezonansowych obiektu [Cholewa, 1974] [Cholewa, 1976].

$$R = \left\{ r(j), j = j_{\rho}, \dots, j_{k} \right\}$$
(3.10)

Sygnał rezonansowy nie zależy od zmian warunków działania maszyny. Zastosowanie metody RLS wymaga wyznaczenia co najmniej dwóch widm dla kolejnych częstotliwości charakterystycznych, co można zapisać w postaci układu równań [Cholewa, 1974]:

$$W_m = S_m + R + L_m$$

$$W_{m+1} = S_{m+1} + R + L_{m+1}$$
(3.11)

gdzie niewiadomymi są S_m , S_{m+1} , R, L_m , L_{m+1} .

Uwzględniając (3.9), układ (3.11) można zapisać za pomocą równań (3.12) i (3.13) [Cholewa, 1974]:

Układ równań (3.12) i (3.13) jest nieoznaczony. Rozwiązanie układu ze względu na s(j) można uzyskać poprzez odejmowanie równań odpowiadających kolejnym częstotliwościom wzbudzenia [Cholewa, 1974]:

$$w_{m}(j_{p}) - w_{m+1}(j_{p}) = s(j_{p} - m) - s(j_{p} - m - 1) + l_{m} - l_{m+1}$$

$$w_{m}(j_{p} + 1) - w_{m+1}(j_{p} + 1) = s(j_{p} + 1 - m) - s(j_{p} - m) + l_{m} - l_{m+1}$$

$$w_{m}(j_{k}) - w_{m+1}(j_{k}) = s(j_{k} - m) - s(j_{k} - m - 1) + l_{m} - l_{m+1}$$
(3.14)

Jeżeli różnicę l_m - l_m +l oznaczy się jako d oraz uwzględniając, że s(0) = 0 [dB], co wynika z wprowadzonego oznaczania widm za pomocą identyfikatorów pasm, układ ten można zapisać [Cholewa, 1974]:

$$w_{m}(m) - w_{m+1}(m) = 0 - s(-1) + d$$

$$w_{m}(m+1) - w_{m+1}(m+1) = s(1) - 0 + d$$
(3.15)

Rozwiązaniem układu (3.15) jest rodzina rozwiązań z parametrem d o następującej postaci [Cholewa, 1974]:

$$\underline{S} = \left\{ s(k), k = j_p - m - 1, \dots, j_k - m \right\}$$
(3.16)

gdzie s(k) można wyznaczyć z zależności [Cholewa, 1974]:

$$s(k) = s(k-1) + w_m(m+k) - w_{m+1}(m+k) - d$$
(3.17)

$$s(k) = s(k+1) + w_{m+1}(m+k+1) - w_m(m+k+1) + d$$
(3.18)

Widmo R sygnału rezonansowego wyznacza się analogicznie.

Widmami różnicowymi, odpowiednio reprezentatywnym i rezonansowym, nazywa się niezmienniki rodziny rozwiązań układu (3.14) o następującej postaci [Cholewa, 1974] [Cholewa, 1976]:

$$\Delta S = \left\{ \Delta s(k); k = j_p - m, \dots, j_k - m - 1 \right\}$$
(3.19)

$$\Delta R = \left\{ \Delta r(j); j = j_p + 1, \mathsf{K}, j_k - 1 \right\}$$
(3.20)

gdzie:

$$\Delta s(k) = s(k) - \frac{1}{2} \left[s(k-1) + s(k+1) \right]$$
(3.21)

$$\Delta r(j) = r(j) - \frac{1}{2} [r(j-1) + r(j+1)]$$
(3.22)

Uwzględniając (3.21), (3.17) i (3.18), otrzymuje się [Cholewa, 1974]:

$$\Delta s(k) = \frac{1}{2} \left[w_m(m+k) - w_m(m+k+1) + w_{m+1}(m+k+1) - w_{m+1}(m+k) \right]$$
(3.23)

Analogicznie można wyznaczyć $\Delta r(j)$:

$$\Delta r(j) = \frac{1}{2} \Big[w_m(j) + w_{m+1}(j) - w_m(j-1) - w_{m+1}(j+1) \Big]$$
(3.24)

Na rys. 3.8 przedstawiono interpretację graficzną składowych widma ΔR .



Rys. 3.8. Interpretacja graficzna widma ΔR [Cholewa, 1976] Fig. 3.8. Graphic interpretation of ΔR spectrum

Różnicowe widma rezonansowe i reprezentatywne, będące wynikiem zastosowania analizy RLS dla spektrogramu, zostały pokazane na rys. 3.9.

Na rys. 3.9a (składowe reprezentatywne) widoczna jest składowa harmoniczna o zmiennej częstotliwości. Rysunek 3.9b (składowe rezonansowe) pokazuje składową harmoniczną o stałej częstotliwości oraz symptom rezonansu.



Rys. 3.9. Składowe reprezentatywne (a) i rezonansowe (b) sygnału testowego *test_1* Fig. 3.9. Representative (a) and resonance (b) components of test signal *test_1*

Widma sygnału reprezentatywnego i rezonansowego przekształcono zgodnie z wprowadzonymi identyfikatorami pasm *j* i *k*. Widma te pokazano na rys. 3.10.





Fig. 3.10. Representative (a) and resonance (b) of test signal test_1 in band identyfiers description

Opis widm reprezentatywnych za pomocą identyfikatorów pasm umożliwia jednoznacznie identyfikację składowej o częstotliwości równej częstotliwości charakterystycznej, która odpowiada pasmu o identyfikatorze k = 0. Składowe podharmoniczne powinny charakteryzować się ujemnymi identyfikatorami pasm, a składowe nadharmoniczne identyfikatorami dodatnimi.

Opisanie widm rezonansowych za pomocą identyfikatorów pasm pozwala na identyfikację składowych o stałych częstotliwościach oraz zjawisk o charakterze rezonansowym. Należy zwrócić uwagę, że w przypadku widm pokazanych na rys.3.10b identyfikatory te przyjmują wartości ujemne, co jest wynikiem przyjęcia jako częstotliwości środkowej pasma częstotliwości równej 1000 [Hz]. Składowa harmoniczna widoczna na rys. 3.10b charakteryzuje się częstotliwością 256 [Hz], stąd identyfikator pasma j = -19.

3.2.1.2. Rozdzielenie symptomów identyfikowanych przez zastosowanie analizy opartej na WT

Wyniki uzyskane przy zastosowaniu analizy opartej na WT nie są widmami. Wartości współczynników falkowych są miarą podobieństwa między podrealizacją sygnału i funkcją bazową o określonej skali i nie można ich traktować jak wartości poziomów mocy. Z tego powodu zastosowanie analizy RLS wymaga innego rozwiązania. Współczynniki falkowe wyznaczone w określonej chwili czasu i przy określonej częstotliwości (skali) są wynikiem mnożenia wartości niezerowych funkcji bazowej (nośnika funkcji) oraz fragmentu sygnału. Odpowiedni sposób grupowania współczynników falkowych i poddawania ich operacjom mnożenia (w miejsce dodawania i odejmowania w przypadku analizy opartej na STFT) daje w efekcie rozdzielenie składowych sygnału na zbiory zależne i niezależne od warunków działania.

Zbiór wartości współczynników falkowych można, w przypadku analizy opartej na WT, wyrazić wzorem:

$$\underline{WF} = \underline{SF} \cdot \underline{RF} \cdot \underline{LF} \tag{3.25}$$

gdzie: <u>WF</u> jest oznaczeniem współczynników falkowych dla stałej wartości *skali*, <u>SF</u> częścią reprezentatywną sygnału, <u>RF</u> częścią rezonansową sygnału, a <u>LF</u> sygnałem o postaci różowego szumu.

W przypadku wyników uzyskanych po analizie opartej na WT, w celu ułatwienia porównania uzyskanych wyników (z wynikami analizy opartej na STFT), wartości skali przeliczono na wartości częstotliwości. Kolejne zbiory współczynników falkowych, tak jak w przypadku analizy opartej na STFT, określane są dla przedziału częstotliwości f_p do f_k przy charakterystycznych częstotliwościach wzbudzenia f_m . Zastosowanie metody RLS wymaga wyznaczenia co najmniej dwóch zbiorów współczynników falkowych (dla dwóch kolejnych wartości częstotliwości wzbudzenia).

Ze względu na postać otrzymywanych wyników w czasie mikro (rys. 3.4) istnieje potrzeba wstępnego wydzielenia zbiorów współczynników falkowych przy określonych wartościach częstotliwości wzbudzenia. Wydzielenie to polega na wyznaczaniu kolejnych zbiorów *WF*, które wyznaczane są przy założeniu, że *f/fm=idem*. Odpowiada to przekrojowi *R* charakterystyki z rys. 3.5. W ten sposób otrzymuje się kolejne zbiory współczynników falkowych, w których kolejne wartości skali odpowiadają kolejnym wartościom częstotliwości wzbudzenia ($f_{m=p}, f_{m+1}, ..., f_{m=k}$). Wydzielone zbiory współczynników falkowych można wyrazić za pomocą następujących równań, analogicznych do układu (3.11):

$$WF_m = SF_m \cdot RF \cdot LF_m$$

$$WF_{m+1} = SF_{m+1} \cdot RF \cdot LF_{m+1}$$
(3.26)

gdzie, jak w układzie (3.12), niewiadomymi są SF_m , SF_{m+1} , RF, LF_m , LF_{m+1} . Wydzielone współczynniki falkowe (ze współczynników pokazanych na rys. 3.4) zostały pokazane na rys.3.11.

Wyniki analizy sygnału pokazane na skalogramie (rys.3.11) pozwalają na identyfikację, składowej o stałej amplitudzie i stałej częstotliwości oraz składowej o zmiennej częstotliwości i zmiennej amplitudzie. Tak wyodrębnione dane mogą być poddane dalszej analizie polegającej na rozwiązaniu układu równań (3.26).

Równania (3.11), (3.12), (3.13) i (3.14) poprawne dla widm mogą być zastosowane dla skalogramu pod warunkiem, że wartości współczynników falkowych zostaną zamienione na poziomy, to znaczy zostaną poddane operacji logarytmowania. Taka reprezentacja wartości współczynników falkowych pozwala na zastosowanie wspomnianych równań, w szczególności na operacje dodawania i odejmowania. Wartości współczynników falkowych, pokazane na skalogramie (rys.3.11), zostały poddane tej operacji.





Obustronne zlogarytmowanie układu (3.26) pozwala na zapis:

$$\log WF_{m} = \log SF_{m} + \log RF + \log LF_{m}$$

$$\log WF_{m+1} = \log SF_{m+1} + \log RF + \log LF_{m+1}$$
(3.27)

Dla uproszczenia zapisu przyjmuje się następujące oznaczenia:

$$LW_{m} = \log WF_{m}$$

$$LS_{m} = \log SF_{m}$$

$$LR = \log RF$$

$$LL = \log LF_{m}$$
(3.28)

Analogicznie do układów równań (3.12) i (3.13) rozwiązanie (3.28) można zapisać w postaci:

$$Iw_{m}(j_{p}) = ls(j_{p} - m) + lr(j_{p}) + ll_{m}$$

$$Iw_{m}(j_{p} + 1) = ls(j_{p} + 1 - m) + lr(j_{p} + 1) + ll_{m}$$

$$Iw_{m}(j_{k}) = ls(j_{k} - m) + lr(j_{k}) + ll_{m}$$

$$Iw_{m+1}(j_{p}) = ls(j_{p} - (m + 1)) + lr(j_{p}) + ll_{m+1}$$

$$Iw_{m+1}(j_{p} + 1) = ls(j_{p} + 1 - (m + 1)) + lr(j_{p} + 1) + ll_{m+1}$$

$$Iw_{m+1}(j_{k}) = ls(j_{k} - (m + 1)) + lr(j_{k}) + ll_{m+1}$$

$$(3.30)$$

Rozwiązanie układu równań (3.29) i (3.30) ze względu na *ls* otrzymuje się odejmując stronami poszczególne równania, analogicznie do (3.14):

$$lw_{m}(j_{p}) - lw_{m+1}(j_{p}) = ls(j_{p} - m) - ls(j_{p} - m - 1) + ll_{m} - ll_{m+1}$$

$$lw_{m}(j_{p} + 1) - lw_{m+1}(j_{p} + 1) = ls(j_{p} + 1 - m) - ls(j_{p} - m) + ll_{m} - ll_{m+1}$$

$$lw_{m}(j_{k}) - lw_{m+1}(j_{k}) = ls(j_{k} - m) - ls(j_{k} - m - 1) + ll_{m} - ll_{m+1}$$

$$(3.31)$$

Oznaczając ll_m - ll_{m+1} jako ld, oraz wprowadzając, tak jak w przypadku analizy wyników uzyskanych po zastosowaniu metody opartej na STFT, poziomy odniesienia, które dla:

- części reprezentatywnej sygnałów odpowiadają składowej sygnału reprezentatywnego ls(k) dla pasma o częstotliwości środkowej f_j=f_m, która jest równa 0 [dB],
- części rezonansowej sygnałów odpowiadają składowej sygnału rezonansowego dla pasma o częstotliwości środkowej 1000 [Hz], która jest równa 0 [dB],

można zapisać:

$$lw_{m}(m) - lw_{m+1}(m) = 0 - ls(-1) + ld$$

$$lw_{m}(m+1) - lw_{m+1}(m+1) = ls(1) - 0 + ld$$
(3.32)

Równania (3.32) umożliwiają otrzymanie rodziny rozwiązań w postaci :

$$LS = \{ ls(k), k = j_p - m - 1, \dots, j_k - m \}$$
(3.33)

gdzie ls(k) można wyznaczyć z następujących zależności: $ls(k) = ls(k-1) + lw_m(m+k) - lw_{m+1}(m+k) - ld$ (3.34)

$$ls(k) = ls(k+1) + lw_{m+1}(m+k+1) - lw_m(m+k+1) + ld$$
(3.35)

Wartości LR wyznacza się podobnie do równań (3.31) (3.33) (3.34) i (3.35).

Analogicznie jak w przypadku rozdzielania cech widm, gdzie używa się pojęcia widm różnicowych, można wprowadzić pojęcie *różnice zlogarytmowanych współczynników falkowych* oznaczone jako <u>DLS</u> i <u>DLR</u>. Uwzględniając, że różnica logarytmów określonych wartości jest ilorazem tych wartości, zamiast różnic logarytmów współczynników falkowych wprowadza się w pracy pojęcie *ilorazu współczynników falkowych*. Ilorazy te są niezmiennikami rodziny rozwiązań układu (3.31) i można je zapisać jako zbiory:

$$\underline{DLS} = \left\{ dls(k); k = i_p - m, \dots, i_k - m - 1 \right\}$$
(3.36)

$$\underline{DLR} = \left\{ dlr(j); \, j = j_p + 1, \dots, j_k - 1 \right\}$$
(3.37)

gdzie:

$$dls(k) = ls(k) - \frac{1}{2} [ls(k-1) + ls(k+1)]$$
(3.38)

$$dlr(j) = lr(j) - \frac{1}{2} [lr(j-1) + lr(j+1)]$$
(3.39)

Uwzględniając (3.34), (3.35) i (3.38), ilorazy współczynników falkowych przyjmują postać:

$$dls(k) = \frac{1}{2} \left[lw_m(m+k) - lw_m(m+k+1) + lw_{m+1}(m+k+1) - lw_{m+1}(m+k) \right]$$
(3.40)

oraz analogicznie:

$$dlr(j) = \frac{1}{2} \left[lw_m(j) + lw_{m+1}(j) - lw_m(j-1) - lw_{m+1}(j+1) \right]$$
(3.41)

Wyniki wyżej opisanych operacji zostały pokazane na rys. 3.12a - składowe reprezentatywne, a na rys. 3.12b - składowe rezonansowe.



Rys. 3.12. Składowe reprezentatywne (a) i rezonansowe (b) sygnału testowego *test_1* Fig. 3.12. Representative (a) and resonance (b) of test signal *test_1*

Zbiór składowych reprezentatywnych sygnału, pokazany na rys. 3.12a, zawiera składową harmoniczną o zmiennej częstotliwości. Rysunek 3.12b pokazuje składowe

rezonansowe sygnału. W tym przypadku widoczna jest składowa harmoniczna o stałej częstotliwości oraz symptom rezonansu.

Uwzględniając wprowadzone wyżej identyfikatory pasm j i k część reprezentatywną i rezonansową analizowanego sygnału przekształcono i pokazano na rys. 3.13.



Rys. 3.13. Składowe reprezentatywne (a) i rezonansowe (b) sygnału testowego *test_l* opisane przez identyfikatory pasm

Fig. 3.13. Representative (a) and resonance (b) test signal components $test_I$ in band identifiers description

Analogicznie jak w przypadku rys.3.10 wprowadzenie identyfikatorów pasm dla części reprezentatywnej sygnału na rys. 3.13a. pozwala na jednoznaczną identyfikację składowej o częstotliwości równej częstotliwości charakterystycznej. Powinno także pozwalać na identyfikację składowych podharmonicznych charakteryzowanych przez identyfikatory pasm o wartościach ujemnych oraz składowych nadharmonicznych, które będą charakteryzowane przez identyfikatory pasm o wartościach dodatnich.

Wprowadzenie identyfikatorów pasm dla części rezonansowej sygnału na rys. 3.13b umożliwia identyfikację składowych harmonicznych o stałych częstotliwościach oraz symptomów zjawisk rezonansowych. Z powodu przyjęcia jako częstotliwości środkowej pasma częstotliwości równej 1000 [Hz] identyfikatory opisujące część rezonansową sygnału przyjmują wartości ujemne.

3.2.2. Zastosowanie analizy śledzącej rzędów

Analiza śledząca rzędów została opisana w pracy w dodatku B, w punkcie B.2. Wyniki jej wykorzystania zostały zamieszczone w pracy ze względu na dużą liczbę zastosowań tej metody oraz ze względu na to, że jest to jedna z koncepcji rozróżnienia symptomów zjawisk związanych ze zmianami warunków działania, w szczególności zmianami prędkości obrotowej [Gade, Herlufsen, 1995] [Ming, 1998]. Analiza ta wymaga próbkowania sygnału z częstotliwością zsynchronizowaną ze zmianami częstotliwości obrotów. Istnieje kilka sposobów przetwarzania sygnału na etapie próbkowania pozwalających na uzyskanie tej

synchronizacji, które zostały opisane w dodatku B. W pracy zastosowano cyfrowe ponowne próbkowanie sygnału (ang. resampling), gdzie wykorzystano interpolację wielomianową [Majchrzak, Mochnacki, 1994] [Timofiejczuk, 1999a]. Na rys. 3.14 pokazano wyniki analizy śledzącej rzędów sygnału *test_1*. Częstotliwość zmieniała się w tym przypadku od 32 - 128 [Hz]. Składowa o tej częstotliwości odpowiada rzędowi 1X. W chwili czasu równej 1 [s] można zauważyć symulowane poprzez przemnożenie sygnału przez wartości funkcji Gaussa wystąpienie zjawiska rezonansu. Oś pionowa została opisana w jednostkach czasu.



Rys. 3.14. Wynik analizy śledzącej rzędów sygnału testowego $test_l$ Fig. 3.14. Results of order tracking analysis of test signal $test_l$

Rysunek 3.14, a także wyniki zawarte w rozdziale 4 pokazują, że analiza śledząca rzędów pozwala na rozróżnienie składowych, których wystąpienie jest symptomem zjawisk związanych ze zmianami prędkości obrotowej oraz symptomów niezwiązanych z tymi zmianami.

Składowe o częstotliwościach proporcjonalnych do składowej 1X, związanej ze zmianami częstotliwości obrotów, odpowiadają poszczególnym rzędom. Składowe o stałych częstotliwościach lub częstotliwościach nieproporcjonalnych do częstotliwości składowej 1X nie odpowiadają jednemu rzędowi i na charakterystyce czasowo-rzędowej przechodzą przez kolejne rzędy. Przykładem takiej składowej jest składowa harmoniczna sygnału *test_l* o częstotliwości 256 [Hz].

Zastosowanie analizy śledzącej rzędów nie pozwala na uzyskanie dwóch rozłącznych zbiorów składowych, jak to ma miejsce w przypadku analizy RLS, związanych ze zmianami prędkości obrotowej i niezwiązanych z tymi zmianami. Wyniki tej analizy pozwalają jedynie na rozróżnienie tych symptomów, nie zaś na ich rozdzielenie.

3.3. Dodatkowe operacje wykonywane w czasie realizacji metody

Uzyskanie wyników pokazanych w punktach 3.1. i 3.2. wymaga, oprócz omówionych głównych etapów metody, zastosowania szeregu dodatkowych operacji, związanych z przygotowaniem danych do analizy a także operacji pomocniczych wykonywanych podczas analizy sygnału. Działania te związane są przede wszystkim z wyborem parametrów analizy sygnałów oraz oceną zastosowania poszczególnych funkcji okien czy funkcji bazowych. Etapy pomocnicze przedstawiono i omówiono na przykładzie sygnału testowego, pokazanego we wstępie do rozdziału 3.

W części związanej z analizą sygnałów opartą na STFT pokazano wyniki uzyskane przy użyciu różnych okien czasowo - częstotliwościowych oraz wyniki uzyskane przy użyciu jednego okna o różnych szerokościach. Ze względu na dużą liczbę opisów literaturowych poświęconych zastosowaniu okien czasowo - częstotliwościowych nie zamieszczono w pracy oceny wyników analiz przeprowadzonych w ramach pracy, a jedynie, powołując się na odpowiednią literaturę, wybrano okno stosowane najczęściej do analizy sygnałów niestacjonarnych.

W ramach doboru parametrów analizy sygnałów opartej na WT pokazano wyniki analizy sygnału uzyskane przy zastosowaniu wybranych funkcji bazowych, a także wyniki uzyskane przy zastosowaniu synchronizacji parametrów analizy z częstotliwością obrotów. Ze względu na nie istniejące w chwili obecnej opracowanie zawierające zalecenia dotyczące stosowania pewnych typów funkcji bazowych dla określonych rodzajów sygnałów dokonano próby oceny wyników analizy. W tym celu wprowadzono własną ocenę funkcji bazowych.

Realizacja zaproponowanej w pracy metody rozpoczyna się od etapu polegającego na wyborze warunków działania maszyny, podczas którego będzie ona obserwowana, co zostało omówione w punkcie 3.3.1. Następnym etapem jest planowanie układu pomiarowego, który dla konkretnych obiektów omówiono w rozdziale 4. Po zarejestrowaniu danych następuje etap ich wstępnego przetwarzania polegającego między innymi na identyfikacji chwilowych wartości częstotliwości obrotów na podstawie zarejestrowanych sygnałów tachometrycznych. Realizacja tego etapu została omówiona w punkcie 3.3.2. Kolejne, pomocnicze etapy związane są bezpośrednio z określonym rodzajem analizy sygnałów.

3.3.1. Wybór warunków działania

Realizacja tego etapu polega na określeniu warunków obserwowanego działania (rozruch lub wybieg) maszyny oraz identyfikacji warunków otoczenia badanej maszyny. Z tego względu etap ten nie wymaga specjalnych technik analizy danych i polega na rejestracji wartości cech opisujących działanie i otoczenie maszyny. Wynikiem realizacji tego etapu jest zbiór danych wejściowych do następnych kroków metody.

W przypadku dwóch sygnałów testowych, których przykłady analizy pokazano w tym rozdziale, częstotliwość składowej zmiennej rośnie w czasie. Sygnały te można więc, ze znacznym przybliżeniem, potraktować jako przykłady sygnałów rejestrowanych podczas rozruchu maszyny wirnikowej. Przykład arkusza informacyjnego, zawierającego zestawienie danych dotyczących sygnałów testowych, został przedstawiony w tabeli. 3.1.

Przykłady analizy sygnału *test_1* zostały zawarte w pierwszej części rozdziału. Wyniki analizy sygnału *test_2* zostały pokazane w rozdziałach dotyczących wyboru funkcji okna, funkcji bazowych przekształcenia falkowego oraz synchronizacji parametrów analizy z parametrami działania obiektu.

Tabela 3.1

Oznaczenie sygnału	test 1	test 2	
Badany obiekt			1
Numer punktu pomiarowego			1
Warunki działania	"rozruch"	"rozruch"	1, 2
Zakres zmian częstotliwości obrotów	32 - 128 [Hz]	32 - 128 [Hz]	2
Sposób zmian częstotliwości obrotów	liniowy	liniowy	2
Częstotliwość próbkowania	1024 [Hz]	1024 [Hz]	
Długość realizacji sygnału	2 [s]	10 [s]	
Uwagi:			
Częstotliwość stałej składowej harmonicznej	256 [Hz]	256 [Hz]	3
Częstotliwości i chwila czasu wystąpienia	80 [Hz]	80 [Hz]	3
cdrezonansu	1 [s]	5.5 [s]	
Chwila czasu wystąpienia składowej		1 [s]	3
impulsowej			
Stosunek sygnał/szum		w stosunku 2/1	3

Opis przykładowych sygnałów testowych [Timofiejczuk, 1999b]

W tabeli cyfrą *1* zaznaczono pola, które zostają wypełnione tylko w przypadku sygnałów rejestrowanych podczas działania konkretnych obiektów. Cyfra *2* oznacza pola zawierające dane, które uzyskuje się po przetworzeniu sygnału tachometrycznego rejestrowanego równolegle z sygnałem drganiowym. Dane zawarte w polach oznaczonych cyfrą *3* dostępne są tylko w przypadku sygnałów wygenerowanych na podstawie modelu matematycznego. Pola oznaczone jednocześnie cyfrą *1* i *2* zawierają dane, które w przypadku sygnałów testowych są w przybliżeniu zakładane, np. warunki działania - rozruch lub są znane i nie będą wyznaczane na podstawie sygnału tachometrycznego.

3.3.2. Identyfikacja chwilowej częstotliwości charakterystycznej

Przez identyfikację warunków działania rozumie się w pracy możliwość stwierdzenia, że badany obiekt działa w zmiennych warunkach. W takim przypadku zmianom może ulegać wiele wartości cech, których przykładem mogą być: wartości prędkości obrotowej, wartości

obciążenia lub wartości temperatury podzespołów. Należy zauważyć, że w przypadku większości maszyn wirnikowych nie można rozważać zmian pojedynczych wartości cech. Najczęściej jedna z nich (np. zmienna prędkość obrotowa) związana jest ze zmianami innych wartości cech (np. obciążenia). Badania prowadzone w zmiennych warunkach działania charakteryzują się więc najczęściej pewnym zespołem zmiennych cech działania, lecz zmienność przynajmniej jednej z nich pozwala na stwierdzenie, że obiekt działa w niestałych warunkach.

Opisywane w pracy badania oparte są na identyfikacji zmienności warunków działania poprzez określanie zmian wartości prędkości obrotowej, a stąd zmian wartości częstotliwości charakterystycznych. Za takim podejściem przemawia również fakt, że główna składowa sygnału drganiowego związana jest z występowaniem niewyrównoważenia, a więc zmienia się zgodnie z chwilową częstotliwością obrotów wirnika.

W przypadku określania cech analizy sygnałów, opartej na WT ważne jest także określenie sposobu zmian prędkości obrotowej, który może polegać na analizie kolejnych zarejestrowanych wartości chwilowych prędkości obrotowej. Identyfikacja sposobu zmian częstotliwości obrotów ma szczególne znaczenie podczas doboru długości przedziału funkcji bazowej, w którym przyjmuje ona wartości niezerowe.

Omawiany etap polega na analizie sygnałów tachometrycznych rejestrowanych równolegle z sygnałami drganiowymi, a w przypadku sygnałów generowanych w oparciu o model matematyczny na analizie sygnałów zawierających chwilowe wartości częstotliwości składowej harmonicznej symulującej symptom niewyrównoważenia.

W przypadku sygnału testowego wyznaczanie kolejnych wartości chwilowej częstotliwości obrotów jest zbędne, ponieważ wartości te są znane we wszystkich chwilach czasu realizacji sygnału. Rejestracja sygnałów podczas działania obiektów rzeczywistych oraz stanowiska laboratoryjnego RotorKit polega zwykle na zapisie wartości sygnału drganiowego oraz zapisie impulsów generowanych co jeden obrót elementów wirujących. Impuls generowany jest podczas przejścia oznaczonego na wale miejsca (np. nacięty rowek) przed czołem czujnika. Na rys. 3.15. pokazano pierwszych 512 wartości (2[s]) sygnału tachometrycznego zarejestrowanego podczas działania stanowiska laboratoryjnego RotorKit.



Rys. 3.15. Rzeczywisty sygnał tachometryczny Fig. 3.15. Real tachometric signal

Zarejestrowany w taki sposób sygnał tachometryczny pozwala na określenie chwilowej wartości częstotliwości obrotów tylko w wybranych chwilach czasu [Adelson, 1997] [Batko, Gabiec, 1997], podczas gdy zastosowane w pracy rodzaje analizy sygnałów wymagają znajomości tych wartości we wszystkich chwilach czasu realizacji sygnału. Procedura pozwalająca na identyfikację tych wartości polega na obliczaniu przedziałów czasu między kolejnymi impulsami (czas jednego obrotu elementu wirującego), a następnie przy zastosowaniu interpolacji liniowej wyznaczaniu wartości chwilowych częstotliwości obrotów w pozostałych chwilach czasu [Timofiejczuk, 1999a].

Identyfikacja chwilowych częstotliwości obrotów pozwala, w następnym kroku, na wyznaczenie częstotliwości środkowych pasm widma sygnału. Wyznaczenie tych częstotliwości jest bardzo istotne, ponieważ:

- otrzymane w taki sposób widmo sygnału pozwala na jego przekształcenie do postaci widma o stałej względnej skali częstotliwości, dla którego można zastosować analizę RLS (w przypadku analizy sygnałów opartej na STFT),
- wyznaczone częstotliwości mogą być bez dodatkowych operacji przeliczone na wartości skali przy wyznaczeniu skalogramu, dla którego można zastosować analizę RLS (w przypadku analizy sygnałów opartej na WT).

Wyznaczone wartości chwilowych częstotliwości obrotów są podstawą do stosowanej w pracy analizy opartej na STFT oraz po przeliczeniu na wartości współczynnika skali do analizy opartej na WT. Wyznaczone skalogramy i spektrogramy charakteryzują się tym, że kolejne częstotliwości środkowe pasm i kolejne wartości skali odpowiadają wartościom częstotliwości charakterystycznej. Wyniki analizy sygnału zsynchronizowane w taki sposób ze zmianami chwilowych częstotliwości obrotów mogą być podstawą do analizy polegającej na rozdzieleniu identyfikowanych symptomów.

3.3.3. Wybór funkcji okna (analiza oparta na STFT)

Potrzeba i istotność wyboru odpowiedniej funkcji okna wynika między innymi z badań przeprowadzonych w ramach pracy. Problem ten jest bardzo dokładnie opisywany w literaturze i nie wymaga dodatkowych wyjaśnień. Istnieje wiele pozycji literaturowych, w których znaleźć można zestawienia parametrów różnych typów okien [Atlas, 1996] [Herlufsen, 1994] [Gade, Herlufsen, 1987a] [Gade, Herlufsen, 1987b] [Harris, 1978] [Otnes, Enchson, 1978] [Szabati, 1982] [Tadeusiewicz, 1988] [Wojnar, 1980]. Do najpopularniejszych zaliczyć należy okna Hanninga i Kaisera-Bessela, które odznaczają się wystarczającą dla sygnałów analizowanych w pracy selektywnością, a przede wszystkim wykazują znaczne tłumienie wstęg bocznych.







Na rys. 3.16 i 3.17 przedstawiono wyniki analizy sygnału testowego (*test2*), opartej na STFT przy użyciu okna Hanninga o różnej długości.



Rys. 3.17. Spektrogramy sygnału *test_2* (okno Hanninga) a) – długość 256 próbek, b) – długość 512 próbek



Rysunki 3.18 i 3.19 pokazują zastosowanie, dla sygnału testowego (*test2*), czterech typów okien: prostokątnego, Hanninga, Kaisera-Bessela i Flat Top o tej samej długości.





Fig. 3.18. Spectrogram of signal test_2 a) boxcar window (128 samples of length), b) Hanning window (128 samples of length)





Fig. 3.19. Spectrogram of signal *test_2* a) Kaiser-Bessel window (128 samples of length), b) Flat Top window (128 samples of length)

Spektrogramy pokazują bardzo wyraźnie cechę charakterystyczną analizy opartej na transformacie Fouriera. W przypadku okna wąskiego w dziedzinie czasu można bardzo dokładnie określić chwilę czasu, w której wystąpiło zjawisko generujące składową o charakterze impulsowym, natomiast określenie częstotliwości poszczególnych składowych sygnału jest przybliżone. Zwiększanie szerokości w dziedzinie czasu, któremu odpowiada jego zwężanie w dziedzinie częstotliwości, powoduje że częstotliwości składowych sygnału mogą być dokładnie określane, podczas gdy chwila czasu, w której wystąpiła składowa o charakterze impulsowym, jest bardzo trudna do określenia. Należy podkreślić, że dokładność otrzymywanych wyników uzależniona jest zarówno od długości okna, jak i długości realizacji sygnału, co związane jest z częstotliwością próbkowania. Pokazane na rys. 3.18 i 3.19 spektrogramy nie uwzględniają ponadto wpływu szumu, który także może mieć znaczący wpływ na dokładność pokazanych wyników.

Wyniki analizy opartej na STFT dla przypadku analizy sygnału testowego sygnału testowego zamieszczone na rys. 3.16, 3.17, 3.18 i 3.19 pokazują, że:

- okno prostokątne pozwala na dokładną identyfikację składowej impulsowej, natomiast częstotliwość składowej o zmiennej częstotliwości nie może być dokładnie określona,
- zastosowanie okna Hanninga pozwala na dokładną identyfikację wszystkich składowych,
- przy zastosowaniu okna Kaisera-Bessela możliwa jest dokładna identyfikacja składowej impulsowej i składowej o stałej częstotliwości; składowa o zmiennej częstotliwości jest "rozmyta",
- okno Flat Top uniemożliwia praktycznie całkowicie identyfikację składowej impulsowej, a częstotliwości pozostałych składowych mogą być identyfikowane w sposób przybliżony.

3.3.4. Celowość przekształcenia widma (analiza oparta na STFT)

Szerokość pasm częstotliwości w wyznaczanych widmach może być podawana w stałej względnej lub bezwzględnej skali częstotliwości. Stała bezwzględna szerokość pasm częstotliwości pozwala na uzyskanie jednostajnej rozdzielczości bezwzględnej w całym widmie. Szerokość pasma i jego częstotliwość środkowa w tym przypadku są odpowiednio wyrażane przez [Cholewa, Moczulski, 1993]:

$$B = f_g - f_d$$

$$f_c = \frac{f_g + f_d}{2}$$
(3.42)

gdzie: f_g i f_d oznaczają odpowiednio górną i dolną częstotliwość pasma.



- Rys. 3.20. Częstotliwości środkowe pasm przy stałej względnej i stałej bezwzględnej szerokości pasma
- Fig. 3.20. Central band frequencies in constant relative and constant nonrelative wide of band

Na rys. 3.20 pokazano, dla sygnału testowego, wartości środkowych częstotliwości pasm przy stałej bezwzględnej ich szerokości ('o') oraz przeliczone wartości środkowych częstotliwości pasm przy stałej względnej szerokości ('*'). Przekształcenie widma z postaci o stałej bezwzględnej szerokości do widma o stałej względnej szerokości pozwala na uzyskanie zmiennej rozdzielczości w czasie analizy.

Na rys. 3.21 pokazano spektrogram sygnału testowego uzyskany przy zastosowaniu analizy opartej na STFT przy stałej bezwzględnej szerokości pasma.



Rys. 3.21. Spektrogram sygnału testowego *test_1* (stała bezwzględna szerokość pasma) Fig. 3.21. Spectrogram of test signal *test 1* (constant nonrelative wide of band)

W przypadku widm o stałej względnej szerokości pasma częstotliwość środkowa oraz szerokość pasma określane są zależnościami [Cholewa, Moczulski, 1993]:

$$f_c = \sqrt{f_g \cdot f_d}$$

$$b = \frac{f_g - f_d}{f_c}$$
(3.43)

Uwzględniając założenia (3.4) i (3.5) z punktu 3.2.1.1, dla sygnału testowego, wyznaczono środkowe częstotliwości pasm przy stałej względnej szerokości pasma odpowiadające częstotliwościom charakterystycznym [Timofiejczuk, 1999a].



Rys. 3.22. Częstotliwości środkowe pasm dla sygnału testowego Fig. 3.22. Central bands frequencies of test signal

Procedura przekształcenia widm o stałej bezwzględnej do widm o stałej względnej szerokości pasm polega na sumowaniu bądź rozdzielaniu mocy sygnału w odpowiednich pasmach częstotliwości [Timofiejczuk, 1999a].

Przekształcone, uporządkowane w czasie widma, których częstotliwości środkowe pasm są zsynchronizowane z wartościami chwilowej prędkości obrotowej elementów wirujących, a więc zmianami warunków działania maszyny stanowią podstawę zastosowania analizy RLS polegającej na rozdzieleniu symptomów identyfikowanych w sygnale.

Przekształcony spektrogram wyznaczony dla sygnału testowego został zamieszczony na rys. 3.23.



Rys. 3.23. Spektrogram sygnału testowego $test_l$ (stała względna szerokość pasma) Fig. 3.23. Spectrogram of test signal $test_l$ (constant relative band wide)

3.3.5 Zestawienie stosowanych funkcji bazowych (analiza oparta na WT)

Funkcja bazowa przekształcenia falkowego jest podstawą do budowy ciągu funkcji analizujących (falek). Zestawienie cech funkcji analizujących zostało przeprowadzone w dodatku C. Wybór funkcji bazowych dotyczy z jednej strony sposobu zmian jej argumentów (s i τ), a z drugiej postaci samej funkcji, a w szczególności kształtu jej wykresu. W przypadku sygnałów rejestrowanych w warunkach rozruchu lub wybiegu znana jest ich ogólna struktura i często wiadomo, jakich składowych (symptomów określonych rodzajów zjawisk) poszukuje się w czasie analizy sygnału. Na podstawie wielu testów, wykonywanych w ramach pracy, wydaje się, że dobrym rozwiązaniem w tym przypadku mogą być funkcje bazowe modelujące te zjawiska.



Rys. 3.24. Funkcje bazowe (Haara, db4, harmoniczna, Morleta, iloczyn funkcji Gaussa i funkcji harmonicznej)

Fig. 3.24. Basis function (Haar, db4, harminic, product of Gauss function and harmonic function)

W badaniach opisywanych w pracy zastosowano kilkanaście rodzajów funkcji bazowych. Rysunek 3.24 pokazuje wykresy funkcji bazowych, których wyniki zastosowania różniły się w sposób znaczący między sobą. Zaprezentowane funkcje to: funkcja Haara (skok jednostkowy) [Misisti, Misist, et al., 1996], funkcja będąca wynikiem zastosowania operacji na wielomianach sklejanych (db4) [Daubechies, 1992], funkcja Morleta [Misisti, Misist, et al., 1996] oraz wynik mnożenia funkcji Gaussa i funkcji harmonicznej i sama funkcja harmoniczna.



Rys. 3.25. Skalogramy sygnału *test_2* (uzyskane przy zastosowaniu jako funkcji bazowej funkcji Haara i funkcji db4)

Fig. 3.25. Scalograms of signal *test_2* (obtained with using of Haar and db4 functions as basis function)



Rys. 3.26. Skalogramy sygnału *test_2* (uzyskane przy zastosowaniu jako funkcji bazowej funkcji harmonicznej i funkcji Morleta)

Fig. 3.26. Scalograms of signal *test_2* (obtained with using of harmonic and Morlet functions as basis function)



Rys. 3.27. Skalogramy sygnału *test_2* (uzyskany przy zastosowaniu jako funkcji bazowej iloczynu funkcji Gaussa i funkcji harmonicznej)

Fig. 3.27. Scalogram of signal test_2 (obtained with using of product of Gauss and harmonic functions as basis function)

Zastosowanie tych funkcji przetestowano na sygnale testowym *test_2*, którego struktura została opisana w tabeli 3.1. Wyniki analizy tego sygnału za pomocą funkcji bazowych pokazanych na wykresach (rys. 3.25 do 3.27) przedstawiają powyższe skalogramy.

Pokazane skalogramy są podstawą do sformułowania następujących wniosków dotyczących zastosowania funkcji bazowych:

- funkcja skoku jednostkowego czy funkcja db4 wykazują zalety w identyfikacji zjawisk o charakterze impulsowym, a także zjawisk, których wynikiem są składowe o zmiennej w czasie częstotliwości,
- funkcja Morleta pozwala na identyfikację wszystkich wyżej wymienionych składowych, lecz wyniki tej analizy nie są jednoznaczne; identyfikowane składowe są "rozmyte", szczególnie w dziedzinie częstotliwości,
- wynik mnożenia funkcji Gaussa i funkcji harmonicznej pozwala na bardzo wyraźne wyodrębnienie zjawisk, które generują składowe o zmieniających się w czasie częstotliwościach,
- funkcja harmoniczna pozwala na identyfikację składowych będących wynikiem zjawisk o dłuższym czasie trwania, składowe o charakterze impulsowym są rozmyte.

Należy podkreślić, że wymienione wyżej wnioski zostały sformułowane na podstawie zastosowania znacznie bardziej licznego zbioru funkcji bazowych obejmującego między innymi rodziny funkcji prostokątnych i trójkątnych, a także iloczyny tych funkcji i funkcji harmonicznych oraz funkcji Gaussa. Zastosowanie funkcji bazowych zostało przetestowane zarówno na sygnałach wygenerowanych w oparciu o model matematyczny, jak i na sygnałach rzeczywistych. Wymienione w pracy funkcje bazowe zostały wybrane ze względu na to, że ich zastosowanie pozwala na uzyskanie wyników znacznie różniących się pod względem możliwości identyfikacji poszczególnych składowych sygnału. Pokazane na rys. 3.25 do 3.27 skalogramy są ilustracją tych możliwości.

Podsumowując, należy podkreślić, że wybór funkcji bazowej uzależniony jest głównie od poszukiwanego podczas analizy sygnału, symptomu i nie istnieje uniwersalna funkcja bazowa dająca dobre wyniki w identyfikacji wielu symptomów równocześnie.

3.3.6. Ocena zastosowania funkcji bazowych (analiza oparta na WT)

Wyniki analizy sygnału testowego, przy zastosowaniu różnych funkcji bazowych pokazane w poprzednim pułkcie, wskazują na potrzebę wprowadzenia parametru, który pozwalałby na ich ocenę. W chwili obecnej nie istnieje opracowanie zawierające zalecenia dotyczące zastosowania określonych funkcji bazowych dla pewnych rodzajów sygnałów. W trakcie poszukiwania parametru mogącego stanowić ocenę przydatności zastosowania określonych rodzajów funkcji bazowych wprowadzono następujące wytyczne, którymi powinien charakteryzować się ten parametr:

przyjmować wartości z zamkniętego przedziału (np. <0,1>),

- dla wyników analizy, w których nie zidentyfikowano żadnej składowej sygnału, przyjmować bardzo małe wartości (np. bliskie 0),
- dla wyników analizy, w których jednoznacznie zidentyfikowano składową bądź składowe sygnału, powinien przyjmować bardzo duże wartości (np. bliskie 1),
- umożliwiać zróżnicowanie między sobą oceny poszczególnych funkcji bazowych.

Przy wprowadzaniu oceny zastosowania funkcji bazowych posłużono się częściowo wynikami zamieszczonymi w pracy [Pochlapek, Noonan, 1997], w której podjęto próbę oceny wyników zastosowania analizy falkowej dla określonych rodzajów sygnałów przy zastosowaniu różnych algorytmów numerycznych. W opracowaniu tym parametr stanowiący ocenę wyników analizy nazwano *rzadkością* (ang. sparsity). Ocena ta bazowała na zliczaniu wartości współczynników falkowych większych od zera.

W pracy wprowadzono ocenę nazywaną dalej stopniem zagęszczenia skalogramu (SZS), która także bazuje na obliczeniu liczby współczynników falkowych większych od pewnego niezerowego progu, który wyznaczono empirycznie. Przyjęcie różnej od zera wartości progu zostało podyktowane faktem, że w przypadku analizy sygnałów rzeczywistych nie uzyskuje się, nawet dla skalogramów, na których nie jest identyfikowana żadna składowa sygnału, zbioru współczynników falkowych, których wszystkie wartości są równe zero. Można natomiast wyznaczyć pewien próg, poniżej którego wartości współczynnika falkowego nie są istotne w identyfikacji składowej sygnału.

Wyznaczanie wprowadzonego w pracy parametru oceny zastosowania poszczególnych funkcji bazowych związane jest z następującymi operacjami:

- wyznaczeniem wartości maksymalnej Mx w zbiorze współczynników falkowych,

$$Mx = \text{wartość maksymalna}\left(\underline{WF}\right)$$
 (3.44)

gdzie: WF zbiór współczynników falkowych

normalizacją zbioru współczynników falkowych,

$$\underline{WFN} = \underline{WF} / Mx \tag{3.45}$$

gdzie: <u>WFN</u> oznacza znormalizowane wartości zbioru współczynników falkowych,

 wyznaczeniem liczby współczynników falkowych N, których wartości są większe od wartości progowej pr,

 $N = \text{liczba wpółczynników falkowych } \underline{WFN} > pr$ (3.46)

wyznaczenie ilorazu P,

$$P = \frac{N}{L} \tag{3.47}$$

gdzie: L oznacza liczbę wszystkich współczynników falkowych,

- wyznaczenie stopnia zagęszczenia skalogramu SZS

$$SZS = 1 - P \qquad 0 \le SZS \le 1 \tag{3.48}$$

Wartości parametru SZS zamieszczono w tabeli 3.2. Wartość progowa pr jest równa 0.01. Wartości te uporządkowano pod względem zastosowania określonej funkcji bazowej oraz analizowanego rodzaju sygnału. W tabeli zaznaczono także wartości maksymalne parametru SZS dla każdego rodzaju sygnału.
Wartości parametru *SZS* potwierdzają wnioski wysunięte na podstawie wyników analizy zaprezentowanych w punkcie 3.3.5. Najlepsze wyniki w analizie sygnału impulsowego otrzymano przy zastosowaniu funkcji postaci skoku jednostkowego. Zastosowanie funkcji harmonicznej jest najodpowiedniejsze dla sygnałów harmonicznych. W przypadku analizy sygnałów harmonicznych o zmiennej częstotliwości lub zmiennej amplitudzie najlepsze wyniki otrzymuje się przy zastosowaniu funkcji bazowej, która jest wynikiem mnożenia funkcji harmonicznej i funkcji Gaussa.

Tabela 3.2

	Zastosowana funkcja bazowa				
	Haara	db4	sin	Gauss sin	Morleta
przebieg losowy (długość realizacji 2048 próbek, rozkład normalny)	0.0345	0.0324	0.0358	0.0378	0.0380
przebieg losowy (długość realizacji 2048 próbek,rozkład równomierny)	0.0491	0.0282	0.0374	0.0422	0.0435
sygnał impulsowy (szerokość impulsu 30 próbek, długość realizacji 2048 próbek)	0.9784	0.9366	0.8965	0.8000	0.9288
sygnał harmoniczny (f=32 [Hz], długość realizacji 2048 próbek)	0.0053	0.1192	0.5459	0.4660	0.3810
sygnał harmoniczny (f=128 [Hz], długość realizacji 2048 próbek)	0.1239	0.4018	0.8038	0.2440	0.3610
sygnał harmoniczny (f=256 [Hz], długość realizacji 2048 próbek)	0.2484	0.4671	0.6257	0.1290	0.1612
sygnał harmoniczny (f=0 - 128 [Hz], długość realizacji 2048 próbek)	0.1132	0.4150	0.2911	0.4743	0.5491
Gauss - sygnał harmoniczny (f=0 - 128 [Hz], długość realizacji 2048 próbek)	0.1353	0.4291	0.4725	0.6426	0.5848
sygnał harmoniczny (f=0 - 128 [Hz]) - z dopasowaniem parametru skali	0.0882	0.3175	0.2176	0.5046	0.4190

Przykładowe wartości parametru SZS

71

3.3.7. Sposób zmian parametru skali (analiza sygnałów oparta na WT)

Zastosowanie analizy falkowej do celów badania sygnałów rejestrowanych w zmiennych warunkach działania maszyny, przy założeniu że wyniki analizy będą w następnym kroku poddawane analizie RLS, wymaga, jak w przypadku analizy opartej na STFT, synchronizacji zmian parametrów analizy ze zmianami częstotliwości charakterystycznych. Parametrem poddawanym tej synchronizacji jest w tym przypadku parametr nazywany skalą s (dodatek C, wzór C.13). Między wartościami skali a wartościami częstotliwości istnieje ścisła zależność. Wartości te są wzajemnie odwrotnie proporcjonalne. W przypadku synchronizacji zmian skali ze zmianami warunków działania maszyny kolejne wartości skali są odwrotnie proporcjonalne do wartości częstotliwości charakterystycznej.

Ogólną postać funkcji bazowej można zapisać za pomocą następującego wyrażenia, zamieszczonego i opisanego także w dodatku C:

$$\psi_{\tau,s} = \frac{1}{\sqrt{s}} \psi \left(\frac{t - \tau}{s} \right) \tag{3.49}$$

gdzie: s oznacza skalę, τ wartość translacji funkcji analizującej, t jest oznaczeniem czasu.

Parametr s przyjmuje zwykle kolejne wartości potęg liczby 2, w wyniku czego otrzymuje się pasma oktawowe. W tym przypadku lokalizacja składowych w dziedzinie częstotliwości jest w skali logarytmicznej. Wspomniane wyżej relacje pomiędzy parametrem skali i częstotliwością środkową pasm widm o stałej względnej szerokości pasma można wyrazić przez:

$$f_j = \frac{f_s}{s} \tag{3.50}$$

gdzie: fs jest częstotliwością próbkowania sygnału,

f jest częstotliwością środkową poszczególnych pasm częstotliwości.

W przypadku synchronizacji wartości skali *s* ze zmianami częstotliwości charakterystycznych f_m (równych częstotliwości obrotów f_n) analizowanych sygnałów $f_j=f_m$, co można zapisać:

$$\frac{1}{s_m} = \frac{f_m}{f_s} \tag{3.51}$$

gdzie: *f_m* oznacza chwilową wartość częstotliwości charakterystycznej, a *s_m* chwilową wartość odpowiadającej jej skali.

Podstawiając wyrażenie (3.51) do (3.49), otrzymuje się wyrażenie opisujące funkcję bazową, której zmiany odpowiadają zmianom częstotliwości charakterystycznej sygnału:

$$\psi_{\tau,s} = \sqrt{\frac{f_m}{f_s}} \psi \left(\frac{f_m(t-\tau)}{f_s} \right)$$
(3.52)

Na rysunkach 3.28 przedstawiono liniowe zmiany częstotliwości charakterystycznej (rys 3.28a) sygnału testowego oraz odpowiadające im zmiany parametru skali (rys. 3.28b).



Rys. 3.28. Zmiany częstotliwości obrotów oraz odpowiadające im zmiany skali Fig. 3.28. Changes of rotating frequency and corresponding changes of scale

Wyniki zastosowania dopasowania zmian parametru skali do zmian częstotliwości charakterystycznej sygnału (odpowiadającej w tym przypadku zmiennej częstotliwości obrotów) zostały pokazane na poniższych rysunkach.



Rys. 3.29. Skalogramy sygnału testowego *test_2* z dopasowaniem parametru skali (uzyskane przy zastosowaniu jako funkcji bazowej funkcji Haara i funkcji db4)

Fig. 3.29. Scalograms of test signal *test_2* with fitting of scale parameter (obtained with the use of Haar and db4 functions as basis functions)



Rys. 3.30. Skalogramy sygnału testowego *test_2* z dopasowaniem parametru skali (uzyskane przy zastosowaniu jako funkcji bazowej funkcji harmonicznej i funkcji Morleta)

Fig. 3.30. Scalograms of test signal *test_2* with fitting of scale parameter (obtained with the use of harmonic and Morlet functions as basis functions)



Rys. 3.31.Skalogram sygnału testowego *test_2* z dopasowaniem parametru skali (uzyskany przy zastosowaniu jako funkcji bazowej iloczynu funkcji Gaussa i funkcji harmonicznej)

Fig. 3.31. Scalograms of test signal *test_2* with fitting of scale parameter (obtained with the use of product of Guss and harmonic functions as basis function)

Wyniki zastosowania dopasowania parametru skali do zmian częstotliwości obrotów pokazują, że synchronizacja tych parametrów wpływa w znacznym stopniu na wyniki analizy, a przede wszystkim na możliwość identyfikacji poszczególnych składowych.

Wyniki uzyskane przy zastosowaniu funkcji Haara i db4 z dopasowaniem zmian częstotliwości charakterystycznej do wartości skali wykazują większe możliwości identyfikacji składowych impulsowych oraz rezonansu.

Zastosowanie funkcji harmonicznej, Morleta oraz funkcji będącej iloczynem funkcji harmonicznej i funkcji Gaussa pokazuje, że dopasowanie skali wpływa w znacznym stopniu na możliwości identyfikacji składowych harmonicznych.

4. WERYFIKACJA METODY

Metoda opisana w rozdziale 3 została zweryfikowana w trzech etapach: w oparciu o sygnały wygenerowane na podstawie przyjętego matematycznego modelu sygnału rejestrowanego podczas działania maszyny wirnikowej w zmiennych warunkach, w oparciu o sygnały zarejestrowane podczas działania stanowiska laboratoryjnego RotorKit oraz w oparciu o sygnały zarejestrowane podczas działania konkretnego obiektu. Przy każdym z etapów dokonano opisu źródła sygnałów, a więc przyjętego modelu matematycznego, stanowiska laboratoryjnego oraz obiektu rzeczywistego [Timofiejczuk, 1999a] [Timofiejczuk, 1999b]. Dla każdego z analizowanych sygnałów pokazano wyniki uzyskane zarówno przy zastosowaniu analizy opartej na STFT oraz na WT, dla których pokazano spektrogramy i skalogramy, oraz wyniki rozdzielenia symptomów zjawisk zachodzących podczas działania maszyny. W rozdziale zawarto także wyniki analizy śledzącej rzędów.

4.1. Weryfikacja metody w oparciu o sygnały wygenerowane na podstawie modelu matematycznego

Sygnały rejestrowane podczas działania maszyn wirnikowych w zmiennych warunkach działania mają specyficzną strukturę, opisaną w rozdziale 2. Na podstawie uogólnionej struktury takich sygnałów wygenerowano cztery sygnały testowe, które wykorzystano w pierwszym etapie weryfikacji metody opisywanej w pracy. Dla potrzeb pracy przyjęto model matematyczny sygnału rejestrowanego podczas działania maszyny wirnikowej w zmiennych warunkach [Biering, Pederson, 1983a] [Biering, Pederson, 1983b] [Timofiejczuk, 1999a]. Model zakłada, że zmiennym parametrem jest prędkość obrotowa f_n .

Ponadto zakłada się, że generowany sygnał jest kombinacją liniową:

- sygnału harmonicznego o stałej częstotliwości i stałej (jednostkowej) amplitudzie,

$$x_1(t) = \cos \left(2 \cdot \pi \cdot t \cdot f_1\right) \tag{4.1}$$

 iloczynu sygnału harmonicznego o zmiennej liniowo częstotliwości, stałej (jednostkowej) amplitudzie i funkcji Gaussa.

Zakres częstotliwości $f_2(t)$ jest równy $F = f_b - f_a$, gdzie: $f_a = f_2(0)$ i $f_b = f_2(T_s)$

T_s oznacza czas realizacji sygnału.

Dla uproszczenia przyjmuje się, że wartość częstotliwości f_2 w chwili czasu t=0 jest równa $f_a=0$. W takim przypadku wartości sygnału można zapisać:

$$u(t) = \cos\left(2 \cdot \pi \cdot t \cdot f_2(t)\right) \tag{4.2}$$

gdzie:

$$f_2(t) = t \cdot \frac{F}{T_s} \tag{4.3}$$

a stąd

$$u(t) = \cos\left(2 \cdot \pi \cdot t^2 \cdot \frac{F}{T_s}\right) \tag{4.4}$$

wartości funkcji Gaussa wyrażają się zależnością:

$$g(t) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(t+T_s/2)^2}{2\sigma^2}\right) \text{gdzie } \sigma = 2$$
(4.5)

składowa będąca iloczynem sygnałów u(t) i g(t) jest opisana wzorem:

$$x_{5}(t) = u(t) \cdot g(t) \tag{4.6}$$

Zależność (4.2) opisuje składową sygnału związaną ze zmianami częstotliwości obrotów. W przypadku rzeczywistym składowa ta jest wynikiem zawsze istniejących niesymetrii w układzie, np. niewyrównoważenia elementów wirujących.

Zależność opisującą sygnały testowe można zapisać:

$$x(t) = x_1(t) + x_2(t) + x_3(t)$$
(4.7)

Sygnały rejestrowane podczas działania maszyn wirnikowych zawierają zwykle jeszcze inne rodzaje składowych, które w większości przypadków związane są ze składową pochodzącą od niewyrównoważenia (ich częstotliwości są wielokrotnościami tej składowej). Zagadnienie to zostało opisane w rozdziale 2. Sygnały testowe, wygenerowane przy zastosowaniu pakietu Matlab, oprócz opisanych wyżej składowych x_1 i x_2 (dla wszystkich sygnałów testowych wygenerowane w taki sam sposób), zawierają składową x_3 , która w przypadku kolejnych sygnałów testowych symuluje symptom występowania określonej niesprawności, co zostało ujęte w tabeli 4.1.

4.1.1. Opis generowania sygnałów

Sygnały testowe analizowane w pierwszym etapie weryfikacji metody zostały wygenerowane za pomocą pakietu narzędzi matematycznych Matlab [Matlab, brak] [Matłab, 1996]. Są to sygnały, których struktura zbliżona jest do struktury sygnałów rejestrowanych podczas działania maszyny, w którym obserwuje się występowanie: niewyrównoważenia, przycierania, przeciążeń i niestabilności działania łożysk hydrodynamicznych. Sygnały testowe odpowiadają przypadkom czystego niewyrównoważenia, przycierania i przeciążeń. Podczas rejestracji sygnałów rzeczywistych sytuacje takie są bardzo rzadkie, a sygnały rzeczywiste są zwykle złożeniem składowych będących wynikiem kilku rodzajów niesprawności. Sygnały testowe są więc znacznym uproszczeniem sygnałów rejestrowanych podczas działania obiektów rzeczywistych, a weryfikacja opisywanej w pracy metody, bazująca na nich, ma na celu jedynie wykazanie poprawności wyników uzyskanych przy jej zastosowaniu. Znajomość struktury sygnału wraz z częstotliwościami i charakterem jego składowych w znacznym stopniu ułatwia to zadanie.

Poniżej przedstawiono tabelę zawierającą opis wygenerowanych sygnałów testowych, w którym oprócz danych dotyczących generowania sygnałów zawarto symulowane wystąpienie zjawiska generującego określony rodzaj sygnału.

Tabela 4.1

1		· · · · · · · · · · · · · · · · · · ·		
Oznaczenie	sygnal_1	sygnal_2	sygnal_3	sygnal_4
sygnału				
Badany obiekt				
Numer punktu				
pomiarowego				
Warunki	"rozruch"	"rozruch"	"rozruch"	"rozruch"
działania				
Częstotliwość	256 [Hz]	256 [Hz]	256 [Hz]	256 [Hz]
składowej x ₁				
Zakres zmian				
częstotliwości	32 - 128 [Hz]	32 - 128 [Hz]	32 - 128 [Hz]	32 - 256 [Hz]
składowej x_2				
Zakres zmian				
częstotliwości		16 - 64 [Hz]	64 - 256 [Hz]	16 - 100 [Hz]
składowej x3				
Częstotliwość	1024 [Hz]	1024 [Hz]	1024 [Hz]	1024 [Hz]
próbkowania				
Długość				
realizacji	2 [s]	2 [s]	2 [s]	2 [s]
sygnału				
Uwagi:				
		niewyrównowa-	niewyrównowa-	niewyrównowa-
symulowane		żenia	żenia	żenia
wystąpienie	tylko	i	i	i
	niewyrównowa-	przycierania	przeciążeń	niestabilności
	żenia			działania łożyska
				hydrodynami-
				cznego

Opis sygnałów testowych [Timofiejczuk, 1999b]

4.1.2. Wyniki analizy przy zastosowaniu STFT

Sygnały testowe zestawione w tabeli 4.1 poddano analizie opartej na STFT, a następnie analizie polegającej na rozdzieleniu symptomów. Widma sygnałów reprezentatywnych i rezonansowych pokazano zgodnie z wprowadzonymi w rozdziałach 3.2.1.1 oraz 3.2.1.2 identyfikatorami pasm. Przekształcanie widm ze stałej względnej do stałej

bezwzględnej szerokości pasm zostało zrealizowano przy zastosowaniu stałej względnej szerokości pasm równej 3,6 %.

Na rys. 4.1 pokazano spektrogram sygnału *sygnal_1*, którego struktura jest zbliżona do sygnałów rejestrowanych podczas występowania "czystego" niewyrównoważenia. Sygnał jest złożeniem składowej 1X i składowej o stałej częstotliwości. Wyniki rozdzielenia składowych identyfikowanych podczas analizy tego sygnału pokazano na rys. 4.2a (widma reprezentatywne) i 4.2.b (widma rezonansowe). Wyniki rozdzielenia symptomów pozwalają na identyfikację składowej o częstotliwości równej częstotliwości charakterystycznej (pasmo o identyfikatorze k = 0)- na rys. 4.2a oraz składowej o stałej częstotliwości (pasmo o identyfikatorze j = -19)- na rys. 4.2b.

Sygnal_2 charakteryzuje się strukturą zbliżoną do sygnałów rejestrowanych podczas występowania niewyrównoważenia oraz przycierania. Sygnał jest złożeniem składowej 1X, 0,5X i składowej o stałej częstotliwości. Spektrogram sygnału pokazano na rys. 4.3. Wyniki rozdzielenia składowych sygnału pokazano na rys. 4.4, odpowiednio widma reprezentatywne na rys. 4.4a oraz widma rezonansowe na rys.4.4b. Wyniki uzyskane po rozdzieleniu składowych sygnału wykazują poprawność rozumowania przedstawionego w rozdziale 3.2.1.1. Składowa podharmoniczna identyfikowana jest po lewej stronie składowej harmonicznej, jest więc opisywana przez identyfikatory o wartościach ujemnych.

Rysunek 4.5 pokazuje spektrogram sygnału testowego *sygnal_3*, którego struktura jest zbliżona do sygnałów rejestrowanych podczas występowania niewyrównoważenia i przeciążeń lub rozosiowania. Sygnał jest złożeniem składowej 1X, 2X i składowej o stałej częstotliwości. Widma reprezentatywne tego sygnału pokazano na rys. 4.6a, a widma rezonansowe na rys. 4.6b. Analogicznie do wyników przedstawionych na rys. 4.4a występowanie składowych nadharmonicznych związane jest z identyfikacją składowych o identyfikatorach pasm przyjmujących wartości dodatnie.

Rysunek 4.7 przedstawia spektrogram będący wynikiem analizy sygnału oznaczonego jako sygnal_4, którego struktura zbliżona jest do struktury sygnałów rejestrowanych podczas występowania małych i dużych drgań olejowych. Zaprezentowane na rys. 4.8 wyniki są efektem zastosowania analizy RLS dla tego sygnału. Na rys. 4.8a pokazano widma reprezentatywne i odpowiednio na rys. 4.8b widma rezonansowe. Analizując wyniki zawarte na tych rysunkach, można zauważyć, że są one bardzo zbliżone do wyników pokazanych na rys. 4.4a i 4.4b (widoczne są składowe o ujemnych identyfikatorach pasm). Rozróżnienie składowych będących wynikiem np. przycierania i niestabilności działania łożysk hydrodynamicznych możliwe jest w tym przypadku poprzez pojawienie się w czasie występowania dużych drgań olejowych składowej w widmie rezonansowym (kiedy częstotliwość tej składowej jest stała), oraz przez obserwację składowej podharmonicznej, która widoczna jest tylko w czasie występowania małych drgań olejowych (kiedy częstotliwość tej składowej jest proporcjonalna do częstotliwości charakterystycznej).



- Rys. 4.2. Składowe reprezentatywne (a) i rezonansowe (b) sygnału sygnal_1 (po analizie opartej na STFT)
- Fig. 4.2. Representative (a) and resonance (b) components of signal *sygnal_1* (after analysis based on the STFT)







Rys. 4.4. Składowe reprezentatywne (a) i rezonansowe (b) sygnału *sygnal_2* (po analizie opartej na STFT)

Fig. 4.4. Representative (a) and resonance (b) components of signal *sygnal_2* (after analysis based on the STFT)



Rys. 4.5. Spektrogram sygnału *sygnal_3* Fig. 4.5. Spectrogram of signal *sygnal_3*



Rys. 4.6. Składowe reprezentatywne (a) i rezonansowe (b) sygnału sygnal_3 (po analizie opartej na STFT)

Fig. 4.6. Representative (a) and resonance (b) components of signal *sygnal_3* (after analysis based on the STFT)



Rys. 4.7. Spektrogram sygnału *sygnal_4* Fig. 4.7. Spectrogram of signal *sygnal_4*



Rys. 4.8. Składowe reprezentatywne (a) i rezonansowe (b) sygnału *sygnal_4* (po analizie opartej na STFT)

Fig. 4.8. Representative (a) and resonance (b) components of signal *sygnal_4* (after analysis based on the STFT)

4.1.3. Wyniki analizy przy zastosowaniu WT

Sygnały zestawione w tabeli 4.2 poddano analizie falkowej i analizie polegającej na rozdzieleniu zmiennych. Wyniki obydwu analiz pokazano na rysunkach 4.9 do 4.16 przedstawiających skalogramy i odpowiadające im zbiory różnie współczynników falkowych odpowiednio sygnałów reprezentatywnych i rezonansowych.

Na rys. 4.9. przedstawiono skalogram sygnału testowego sygnal_l zawierającego dwie składowe harmoniczne: o stałej i zmiennej częstotliwości. Wyniki rozdzielenia składowych sygnału pokazano na rys. 4.10a)- składowe reprezentatywne, do których należy składowa o zmiennej w czasie częstotliwości (32 - 128 [Hz]) oznaczona identyfikatorem k=0 i na rys.4.10b) składowe rezonansowe, do których należy składowa o stałej częstotliwości 256 [Hz] oznaczona identyfikatorem j=-19.

Spektrogram pokazany na rys. 4.11 jest wynikiem analizy sygnału testowego o nazwie *sygnal_2*, który ma strukturę zbliżoną do sygnałów rejestrowanych podczas występowania przycierania (zawiera składowe 1X i 0.5X). Wyniki rozdzielenia składowych tego sygnału pokazano na rys. 4.12. Tak jak w przypadku analizy wyników po zastosowaniu metody opartej na STFT składowa podharmoniczna widoczna jest w pasmach o ujemnych identyfikatorach. Należy zwrócić uwagę, że w przypadku zastosowania analizy falkowej, reprezentatywna część sygnału, pokazana na rys. 4.12b, zawiera bardzo wyraźny symptom wystąpienia rezonansu, który był prawie niewidoczny w przypadku zastosowania analizy opartej na STFT.

Kolejnymi analizowanymi danymi jest sygnał testowy oznaczony jako *sygnal_3*, którego struktura jest zbliżona do przypadku wystąpienia przeciążeń lub rozosiowania. Skalogram tego sygnału pokazano na rys. 4.13. Analogicznie jak w przypadku analizy opartej na STFT składowa nadharmoniczna występuje po prawej stronie pasma o identyfikatorze równym 0 (odpowiada identyfikatorom o wartościach dodatnich). Część rezonansowa sygnału zawiera jak na rys. 4.12.b) składową o stałej częstotliwości równej 256 [Hz] oznaczoną identyfikatorem *j*=-19 i bardzo wyraźny symptom rezonansu.

Spektrogram sygnału testowego *sygnal_4*, o strukturze zbliżonej do przypadku wystąpienia niestabilności działania łożysk hydrodynamicznych został pokazany na rys. 4.15. Wyniki rozdzielenia tego sygnału, odpowiednio część reprezentatywna i rezonansowa, zostały pokazane poniżej. Na rys. 4.16a widoczna jest bardzo wyraźnie składowa o zmiennej częstotliwości oraz składowa symulująca wystąpienie wiru olejowego. Na rys. 4.16b widoczna jest składowa o stałej częstotliwości i składowa symulująca wystąpienie bicia olejowego.

Podsumowując zastosowanie analizy opartej na WT, można stwierdzić, że pozwala ona na dobrą identyfikację poszczególnych składowych sygnału (porównywalną z analizą opartą na STFT), jednak wyniki zastosowania analizy RLS są bardziej jednoznaczne w porównaniu z wynikami uzyskanymi dla danych po analizie opartej na STFT.

81



Rys. 4.9. Skalogram sygnału *sygnal_1* Fig. 4.9. Scalogram of signal *sygnal_1*



Rys. 4.10. Składowe reprezentatywne (a) i rezonansowe (b) sygnału sygnal_1 (po analizie opartej na WT)

Fig. 4.10. Representative (a) and resonance (b) components of signal *sygnal_1* (after application of analysis based on the WT)



Rys. 4.11. Skalogram sygnału *sygnal_2* Fig. 4.11. Scalogram of signal *sygnal_2*



Rys. 4.12. Składowe reprezentatywne (a) i rezonansowe (b) sygnału sygnal_2 (po analizie opartej na WT)

Fig. 4.12. Representative (a) and resonance (b) components of signal *sygnal_2* (after application of analysis based on the WT)



Rys. 4.13. Skalogram sygnału *sygnal_3* (po analizie opartej na WT) Fig. 4.13. Scalogram of signal *sygnal_3* (after application of analysis based on the WT)



Rys. 4.14. Składowe reprezentatywne (a) i rezonansowe (b) sygnału *sygnal_3* (po analizie opartej na WT)

Fig. 4.14. Representative (a) and resonance (b) components of signal *sygnal_3* (after application of analysis based on the WT)



Rys. 4.15. Skalogram sygnału *sygnal_4* Fig. 4.15. Scalogram of signal *sygnal_4*



Rys. 4.16. Składowe reprezentatywne (a) i rezonansowe (b) sygnału *sygnal_4* (po analizie opartej na WT)

Fig. 4.16. Representative (a) and resonance (b) components of signal *sygnal_4* (after application of analysis based on the WT)

4.1.4. Wyniki analizy śledzącej rzędów

Sygnały testowe, opisane w tabeli 4.1. poddano także analizie śledzącej rzędów, w ramach której zastosowano cyfrowe ponowne próbkowanie, (ang. resampling) bazujące na interpolacji wielomianowej [Timofiejczuk, 1999a]. Wyniki analizy pokazano na rys. 4.17 do 4.18.



Rys. 4.17. Wynik zastosowania analizy śledzącej rzędów a) dla sygnału sygnal_1, b) dla sygnału sygnal_2









Zastosowanie analizy śledzącej rzędów pozwoliło na rozróżnienie składowych o częstotliwościach równych i proporcjonalnych do częstotliwości charakterystycznej. Składowa odpowiadająca pierwszemu rzędowi jest symulacją symptomu niewyrównoważenia. Składowa 0.5X (rys. 4.17b) jest symulacją wystąpienia przycierania. Składowa 2X (rys.4.18a) jest symulacją symptomu przeciążeń, a składowa 0.5X (rys. 4.18b) to symulacja symptomu wiru olejowego.

4.2. Weryfikacja metody w oparciu o sygnały rejestrowane podczas działania stanowiska RotorKit

Drugi etap weryfikacji poprawności metody został przeprowadzony w oparciu o sygnały zarejestrowane podczas działania stanowiska laboratoryjnego Rotor Kit, które zostało opisane poniżej. Sygnały analizowane na tym etapie weryfikacji metody są bardzo zbliżone do sygnałów rzeczywistych. Konfiguracja parametrów stanowiska laboratoryjnego pozwala na symulację typowych niesprawności maszyny wirnikowej, co znacznie ułatwia analizę zarejestrowanych sygnałów

4.2.1. Opis stanowiska i warunków działania

Podstawowa konfiguracja stanowiska laboratoryjnego RotorKit została przedstawiona na rys. 4.19. Stanowisko składa się z następujących elementów [RotorKit, 1994a] [RotorKit, 1994b]:

- wału,
- dwu tarcz,
- dwu podpór łożyskowych z łożyskami ślizgowymi,
- silnika elektrycznego połączonego podatnym sprzęgłem z wałem,
- ramy wsporczej.



Rys. 4.19.Konfiguracja podstawowa stanowiska laboratoryjnego RotorKit [RotorKit, 1994a] Fig. 4.19. Basic configuration of the laboratory stand RotorKit Stanowisko pozwala na symulację najczęściej występujących niesprawności maszyn wirnikowych, do których należą:

niewyrównoważenie elementów wirujących;

Umiejscowienie podpór oraz tarcz na wale może być dowolnie zmieniane. Na tarczach znajduje się szereg nagwintowanych otworów wykonanych na ich obwodzie, co umożliwia wprowadzanie niewyrównoważenia. Zamontowanie jednej tarczy z niewywagami pozwala na obserwację wpływu niewyrównoważeń w jednej płaszczyźnie, a zamontowanie dwóch tarcz na obserwację wpływu niewyrównoważeń w dwóch płaszczyznach.

przycieranie elementów wirujących o części korpusu;

Na ramie wsporczej może być zamocowany uchwyt ze śrubą wykonaną z mosiądzu, którą poprzez dokręcanie powoduje się jej przycieranie o wał.

nadmierne przeciążenie;

Do wywoływania nadmiernych przeciążeń wału siłą promieniową o dowolnym, stałym w czasie kierunku działania służy specjalna ramka z łożyskiem tocznym i czterema sprężynami, których naciąg można płynnie zmieniać. Ramkę pokazano na rys. 4.20.

- niestabilności działania łożysk hydrodynamicznych (wir i bicie olejowe);

Stanowisko wyposażono także w łożysko hydrodynamiczne, które może zostać zamocowane jako jedno z łożysk końcowych, co pokazano na rys. 4.20. Olej do łożyska podawany jest przez pompę, która płynnie reguluje jego ciśnienie. Cechą charakterystyczną tego łożyska jest duży luz pozwalający na proste uzyskiwanie niestabilności w jego działaniu.



Rys. 4.20. Konfiguracja stanowiska laboratoryjnego RotorKit z łożyskiem hydrodynamicznym [RotorKit, 1994b]

Fig. 4.20. Configuration of the laboratory stand RotorKit with hydrodynamic bearing

Ze względu na to, że stanowisko umożliwia w pełni kontrolowaną i ciągłą zmianę prędkości obrotowej elementów wirujących, może być używane do badań w nieustalonych warunkach działania, np. w warunkach rozruchu lub wybiegu. Przyspieszenie kątowe może przyjmować wartości z zakresu od 0 do 3200 obr/min². Układ regulacji prędkości obrotowej silnika pozwala na zmianę prędkości w zakresie od 0 do 10000 obr/min. Regulator prędkości

obrotowej pracuje w układzie sprzężenia zwrotnego, wykorzystując impulsy z czujnika wiroprądowego współpracującego z 20 karbami naciętymi na tarczy zamontowanej na wale silnika.

Stanowisko zostało wyposażone w układ 6 czujników do pomiaru przemieszczeń względnych wału, wykorzystujących prądy wirowe wraz z układami zasilającymi. W skład tego układu wchodzą:

- cztery czujniki do pomiaru przemieszczeń względnych wału, które umożliwiają otrzymanie sygnałów przemieszczeń wału w płaszczyźnie promieniowej względem podpory czujnika (ramy),
- jeden czujnik do generacji sygnału umożliwiającego identyfikację wyróżnionego położenia kątowego wału. Położenie kątowe wału określane jest za pomocą współdziałania czujnika przemieszczeń względnych z jednym znacznikiem (w postaci rowka) na obwodzie sprzęgła. W momencie przejścia znacznika przed czołem czujnika następuje skokowa zmiana wartości sygnału otrzymanego z czujnika fazy, która umożliwia określenie chwili czasu, w którym wał zajmuje określone położenie kątowe (wynikające z położenia czujnika),

jeden czujnik współdziałający z regulatorem prędkości obrotowej.

Na rys. 4.21 pokazano podporę czujników wiroprądowych wraz z zamontowanymi czujnikami.



- Rys. 4.21. Podpora czujników wraz z zamocowanymi czujnikami wiroprądowymi [RotorKit, 1994a]
- Fig. 4.21. Support of sensors

Zestaw czujników wraz z układem zasilającym może współpracować z układem pozwalającym na rejestrację i analizę sygnałów wibroakustycznych SigLab 20-42 [SigLab, 1996]. Układ ten oprócz modułów umożliwiających rejestrację i analizę został wyposażony w pakiet programów pozwalających na rejestrację długich realizacji sygnałów wibroakustycznych, co jest szczególnie przydatne w przypadku rejestracji sygnałów podczas działania stanowiska w warunkach rozruchu lub wybiegu. Dodatkową zaletą układu SigLab jest możliwość współpracy oprogramowania, w które został wyposażony z oprogramowaniem MatLab, pozwalającym między innymi na analizę sygnałów. Transmisja danych i poleceń pomiędzy układem SigLab a komputerem PC odbywa się magistralą SCSI. SigLab zawiera [SigLab, 1996]:

cztery 16-bitowe przetworniki sigma/delta A/C;

- dwa 16-bitowe przetworniki C/A;
- procesor sygnałowy Analog Device AD2105 DSP jako filtr antyaliazingowy działający w czasie rzeczywistym;
- procesor sygnałowy do generowania dowolnych funkcji jako sygnałów wyjściowych.

Ponadto SigLab został wyposażony w oprogramowanie wspomagające proces rejestracji i analizy sygnałów - Virtual Instruments, do których należą:

- oscyloskop;
- generator sygnałów;
- analizator widma;
- network analyzer estymator modelu matematycznego układów;
- system ID estymator modelu w dziedzinie czasu;
- swept sine estymator sygnału w dziedzinie częstotliwości
- vcap program umożliwiający rejestrację i przeglądanie długich realizacji sygnałów.

Opis sygnałow rejestrowanych podczas działania stanowiska laboratoryjnego RotorKit [Timofiejczuk, 1999b]

Tabela 4.2

				/
Oznaczenie	sygnal_5	sygnal_6	sygnal_7	sygnal_8
sygnału				
Badany obiekt	Rotor Kit	Rotor Kit	Rotor Kit	Rotor Kit
Warunki	rozruch	rozruch	rozruch	rozruch
działania				
Zakres zmian	300 - 3200	300 - 6100	300 - 6000	300 - 3200
prędkości	[obr/min]	[obr/min]	[obr/min]	[obr/min]
obrotowej				
Częstotliwość	256 [Hz]	512 [Hz]	1280 [Hz]	1280 [Hz]
próbkowania				
Długość	90 [s]	120 [s]	60 [s]	20 [s]
realizacji				
sygnału				
Uwagi:	sygnał zarejestrowany w układzie z łożyskiem			sygnał zareje-
-	hydrodynamiczny	strowany w ukła-		
		dzie bez łożyska		
		hydrodynami-		
				cznego

4.2.2. Wyniki analizy przy zastosowaniu STFT

Wyniki analizy sygnałów zestawionych w tabeli 4.2 zaprezentowano na poniższych rysunkach. Analiza widmowa tych sygnałów pokazuje, że są one złożeniem kilku składowych harmonicznych. Na spektrogramach przedstawionych na rys. 4.22, 4.24 i 4.26 widać bardzo wyraźnie składową pochodzącą od niewyrównoważenia i symptom rezonansu



Rys. 4.23. Składowe reprezentatywne (a) i rezonansowe (b) sygnału sygnal_5 (po analizie opartej na STFT)

Fig. 4.23. Representative (a) and resonance (b) signal *sygnal_5* components (after analysis based on the STFT)



Rys. 4.24. Spektrogram sygnału *sygnal_6* Fig. 4.24. Spectrogram of signal *sygnal_6*



Rys. 4.25. Składowe reprezentatywne (a) i rezonansowe (b) sygnału *sygnal_6* (po analizie opartej na STFT)

Fig. 4.25. Representative (a) and resonance (b) signal *sygnal_6* components (after analysis based on the STFT)



Rys. 4.27. Składowe reprezentatywne (a) i rezonansowe (b) sygnału *sygnal_7* (po analizie opartej na STFT)

Fig. 4.27. Representative (a) and resonance (b) signal *sygnal_7* components (after analysis based on the STFT)



Rys. 4.28. Spektrogram sygnału *sygnal_8* Fig. 4.28. Spectrogram of signal *sygnal_8*



Rys. 4.29. Składowe reprezentatywne (a) i rezonansowe (b) sygnału *sygnal_8* (po analizie opartej na STFT)

Fig. 4.29. Representative (a) and resonance (b) signal *sygnal_8* components (after analysis based on the STFT)

oraz składowe podharmoniczne będące wynikiem niestabilności działania łożysk hydrodynamicznych.

Spektrogram sygnału o nazwie *sygnal_5* pokazany na rys. 4.22 wykazuje ponadto istnienie składowych nadharmonicznych, które są prawdopodobnie wynikiem przeciążeń. Wynik rozdzielenia składowych tego sygnału pokazano na rys. 4.23a (składowe reprezentatywne), do których należą składowa o częstotliwości równej częstotliwości wirowania wału i składowe o częstotliwościach proporcjonalnych do tej częstotliwości. Na rys. 4.23b pokazano składowe rezonansowe, do których należy składowa będąca wynikiem wystąpienia bicia olejowego.

Rysunek 4.24 pokazuje spektrogram sygnału *sygnal_6* zawierającego składową pochodzącą od niewyrównoważenia. Na spektrogramie tym można także zauważyć składową 0.5X będącą wynikiem występowania małych drgań olejowych (wiru olejowego) i składową o częstotliwości równej częstotliwości rezonansowej, która jest wynikiem wystąpienia dużych drgań olejowych (bicia olejowego) oraz ich harmoniczne. Widma reprezentatywne i rezonansowe tego sygnału pokazano na rys. 4.25. W widmie reprezentatywnym (rys. 4.25a) widoczne są składowe związane z wirowaniem wału (składowa pochodząca od niewyrównoważenia i jej harmoniczne oraz składowa pochodząca od wystąpienia wiru olejowego i jej harmoniczne). Widmo rezonansowe pozwala natomiast na identyfikację składowych, które są wynikiem wystąpienia bicia olejowego.

Na rys. 4.26 pokazano wyniki analizy sygnału *sygnal_7*. Należy zwrócić uwagę, że sygnał ten odznacza się znacznie wyższą w porównaniu z poprzednimi sygnałami częstotliwością próbkowania, co znacznie wpłynęło na wyniki analizy widmowej oraz na wyniki analizy mającej na celu rozdzielenie symptomów. Spektrogram tego sygnału pokazuje bardzo wyraźnie istnienie składowej pochodzącej od niewyrównoważenia oraz składowej podharmonicznej będącej wynikiem występowania zjawisk związanych z niestabilnością działania łożysk hydrodynamicznych. Wyniki rozdzielenia sygnału wykazują obecność składowej o częstotliwości równej częstotliwości obrotów oraz dwóch składowych podharmonicznych, związanych z występowaniem wiru olejowego, a także (co nie było widoczne na spektrogramie) składowej nadharmonicznej.

Sygnały, których wyniki analizy pokazano powyżej, zostały zarejestrowane w układzie z łożyskiem hydrodynamicznym. We wszystkich trzech przypadkach zidentyfikowano składowe będące wynikiem niestabilności działania tego łożyska. Wyniki rozdzielenia symptomów (szczególnie w przypadkach dużych wartości częstotliwości próbkowania) pozwalają na odróżnienie tych symptomów od symptomów pochodzących np. od przycierania. Należy podkreślić, że część składowych nie była widoczna bezpośrednio po analizie widmowej i została zidentyfikowana dopiero po rozdzieleniu symptomów.

Sygnal_8 zawiera dane zarejestrowane w układzie bez łożyska hydrodynamicznego. Spektrogram tego sygnału wykazuje obecność w sygnale składowej pochodzącej od niewyrównoważenia. Rozdzielenie symptomów pozwala ponadto na stwierdzenie, że w układzie wystąpiły prawdopodobnie przeciążenia (obecność składowej nadharmonicznej).

4.2.3.Wyniki analizy przy zastosowaniu WT

Sygnały zarejestrowane podczas działania stanowiska laboratoryjnego RotorKit poddano analizie falkowej, a następnie rozdzieleniu symptomów. Wyniki tych analiz przedstawiono na poniższych rysunkach.

Na rys. 4.30 pokazano skalogram *sygnalu_5*. Wizuałna ocena tego skalogramu wykazuje obecność składowej będącej wynikiem niewyrównoważenia, składowej będącej wynikiem wiru olejowego oraz składowych podharmonicznych o niskich częstotliwościach, które nie były widoczne na spektrogramie. Rozdzielenie składowych sygnału wykazuje istnienie składowej w prążku "zerowym" (wynik niewyrównoważenia) oraz obecność składowych podharmonicznych i nadharmonicznych. Na rys. 4.31b, zawierającym wyodrębnione składowe rezonansowe, widać bardzo wyraźnie składową będącą wynikiem wystąpienia dużych drgań olejowych oraz podharmoniczną i nadharmoniczną tej składowej.

Rysunek 4.32 przedstawia skalogram sygnału *sygnal_6*, na którym można zauważyć składową pochodzącą od niewyrównoważenia z bardzo wyraźnym symptomem rezonansu oraz składową będącą wynikiem wystąpienia wiru i bicia olejowego wraz z ich podharmonicznymi. Widmo reprezentatywne sygnału (rys. 4.33a) pokazuje składową związaną z wirowaniem wału oraz składową będącą efektem wystąpienia małych drgań olejowych. Rysunek 4.33b, pokazujący widmo rezonansowe, zawiera składową związaną z występowaniem dużych drgań olejowych oraz jej składowe nadharmoniczne a także bardzo wyraźne symptomy rezonansu.

Należy zwrócić uwagę, że wyniki pokazane na rys. 4.32 i 4.33 są znacznie łatwiejsze do interpretacji od wyników z rys. 4.30 i 4.31. Duże znaczenie w identyfikacji poszczególnych składowych ma dokładność wyznaczania chwilowych wartości częstotliwości obrotów, które są stosowane w synchronizacji parametrów analizy z parametrami działania obiektu. Wyznaczanie tych wartości związane jest z kolei z częstotliwością próbkowania sygnału. Sygnał, którego skalogram pokazano na rys. 4.32, był próbkowany z częstotliwością dwukrotnie wyższą niż sygnał, którego skalogram pokazano na rys. 4.30.

Rysunek 4.34 przedstawia skalogram danych zwartych w pliku *sygnal_7*, które zostały próbkowane z częstotliwością pięciokrotnie wyższą w porównaniu z danymi *sygnal_5*. Skalogram wykazuje istnienie składowej będącej wynikiem niewyrównoważenia oraz składowej będącej wynikiem wystąpienia małych i dużych drgań olejowych, a także ich podharmonicznych. Wyniki rozdzielenia tego skalogramu wskazują bardzo wyraźnie na obecność składowej pochodzącej od niewyrównoważenia, oraz składowej, która jest wynikiem wystąpienia małych drgań olejowych (widmo reprezntatywne sygnału - rys. 4.35a) oraz składową będącą wynikiem dużych drgań olejowych i jej nadharmoniczną i bardzo wyraźne symptomy rezonansu (widmo rezonansowe sygnału - rys. 4.35b). Skalogram pokazany na rys. 4.36 jest wynikiem analizy sygnału zarejestrowanego podczas działania stanowiska laboratoryjnego RotorKit w układzie bez łożyska hydrodynamicznego.

92



Fig. 4.31. Representative (a) and resonance (b) signal *sygnal_5* components (after analysis based on the WT)



Rys. 4.33. Składowe reprezentatywne (a) i rezonansowe (b) sygnału *sygnal_6* (po analizie opartej na WT)

Fig. 4.33. Representative (a) and resonance (b) signal *sygnal_6* components (after analysis based on the WT)







Rys. 4.35. Składowe reprezentatywne (a) i rezonansowe (b) sygnału sygnal_7 (po analizie opartej na WT)

Fig. 4.35. Representative (a) and resonance (b) signal *sygnal_7* components (after analysis based on the WT)



Rys. 4.36. Skalogram sygnału *sygnal_8* Fig. 4.36. Scalogram of signal *sygnal_8*



Rys. 4.37. Składowe reprezentatywne (a) i rezonansowe (b) sygnału *sygnal_8* (po analizie opartej na WT)

Fig. 4.37. Representative (a) and resonance (b) signal *sygnal_8* components (after analysis based on the WT)

Na skalogramie tym widoczna jest jedna składowa, będąca wynikiem niewyrównoważenia z symptomem rezonansu. Częstotliwość próbkowania tego sygnału jest równa częstotliwości próbkowania sygnału, którego skalogram pokazano na rys. 4.34. Wyniki rozdzielenia skalogramu, przedstawione na rys. 4.37a (część reprezentatywna sygnału) wskazują na obecność składowej związanej z niewyrównoważeniem. Część rezonansowa sygnału z rys. 4.37b pokazuje wyodrębniony symptom rezonansu.

4.2.4. Wyniki analizy śledzącej rzędów

Sygnały opisane w tabeli 4.2 zostały poddane analizie śledzącej rzędów, której wyniki pokazano na rys. 4.38 i 4.39. Na wszystkich spektrogramach widoczne są składowe pochodzące od niewyrównoważenia oznaczone 1X oraz ich harmoniczne i składowe związane z wirem olejowym (rys. 4.38 i 4.39a).



Rys. 4.38. Wynik analizy śledzącej rzędów a) sygnału *sygnal_5* i b) sygnału *sygnal_6* Fig. 4.38. Result of order tracking analysis of signals *sygnal_5* a) and *sygnal_6* b)



Rys. 4.39. Wynik analizy śledzącej rzędów a) sygnału *sygnal_7* b) sygnału *sygnal_8* Fig. 4.39. Result of order tracking analysis of signals *sygnal_7* a) and *sygnal_8* b)

4.3. Weryfikacja metody w oparciu o sygnały rejestrowane podczas działania obiektu rzeczywistego

Źródłem badanych sygnałów była turbosprężarka promieniowa mieszanki powietrznotlenowej firmy BORSIG [Diagnostyka wibracyjna, 1983a] [Diagnostyka wibracyjna, 1983b]. Weryfikacja opisywanej w pracy metody w tym etapie polegała na analizie dwóch sygnałów wibroakustycznych zarejestrowanych podczas rozruchu i wybiegu. Opis obiektu badań oraz warunków działania zamieszczono poniżej.

4.3.1. Opis obiektu badań i warunków działania

Badana sprężarka posiada łożyska ślizgowe i składa się z trzech podzespołów połączonych ze sobą sprzęgłami [Diagnostyka wibracyjna, 1983b]:

- części niskoprężnej,
- części średnioprężnej,
- części wysokoprężnej.

Tabela 4.3

Wybrane parametry działania turbosprężarki [Diagnostyka wibracyjna, 1983a] [Diagnostyka wibracyjna,1983b]

Turbina parowa typu DEK 600				
użyteczna prędkość obrotowa	9550 [min ⁻¹]			
max. prędkość obrotowa	10000 [min ⁻¹]			
1. krytyczna giętna prędkość obrotowa		13320 [min ⁻¹]		
	Spreżarka			
zespół niskoprężny	Nominalna prędkość obrotowa	9550 [min ⁻¹]		
	1. krytyczna giętna prędkość obrotowa	3500 [min ⁻¹]		
	2. krytyczna giętna prędkość obrotowa	11800 [min ⁻¹]		
zespół średnioprężny	Nominalna prędkość obrotowa	17040 [min ⁺¹]		
	1. krytyczna giętna prędkość obrotowa	6500 [min ⁻¹]		
	2. krytyczna giętna prędkość obrotowa	24500 [min ⁺¹]		
zespół wysokoprężny	17040 [min ⁻¹]			
	9500 [min ⁻¹]			
2. krytyczna giętna prędkość obrotowa 32000 [m				
krytyczne skrętne prędkości obrotowe	1. krytyczna giętna prędkość obrotowa	2000 [min ⁻¹]		
	2. krytyczna giętna prędkość obrotowa	4060 [min ⁻¹]		
	3. krytyczna giętna prędkość obrotowa	4520 [min ⁻¹]		
	4. krytyczna giętna prędkość obrotowa	8930 [min ⁻¹]		
Przekładnia zębata jednostopniowa				
prędkość obrotowa wału wejściowego	9550 [min ⁻¹]			
prędkość obrotowa wału wyjściowego	17040 [min ⁻¹]			
Przełożenie	51/91			

Dane zaczerpnięte z dokumentacji, dotyczące poszczególnych parametrów działania wyszczególniono w tabeli 4.3.

Turbosprężarka została wyposażona w układ do pomiaru przemieszczeń względnych oraz prędkości obrotowej, w skład którego wchodziły [Diagnostyka wibracyjna, 1983a] [Diagnostyka wibracyjna, 1983b]:

- czujniki przemieszczeń czopów wału w kierunku pionowym, zainstalowane na poprzecznych łożyskach ślizgowych turbiny i sprężarki,
- czujniki wzdłużnych przemieszczeń względnych wału,
- układ do identyfikacji prędkości obrotowej wału wirnika turbiny.



Rys. 4.40. Schamat badanego obiektu [Diagnostyka wibracyjna, 1983a] Fig. 4.40. Scheme of investigated object

Schemat badanego obiektu pokazano na rys. 4.40, na którym oznaczono [Diagnostyka wibracyjna, 1983a]: turbinę (1), zespół niskoprężny sprężarki (2), przekładnię zębatą (3), zespół średnioprężny sprężarki (4), zespół wysokoprężny sprężarki (5), punkt pomiarowy nr 1 - czujnik RFT typu KD 35a przyśpieszeń drgań mocowany za pomocą śruby dwustronnej do korpusu zespołu niskoprężnego (6), punkt pomiarowy nr 2 - czujnik RFT typu KD 35a przyspieszeń drgań mocowany za pomocą uchwytu magnetycznego do kołnierza korpusu zespołu niskoprężnego w pobliżu łożyska ślizgowego (7), punkt pomiarowy nr 3 - czujnik BENTLY-NEVADA przemieszczeń w kierunku pionowym czopa wału wirnika zespołu niskoprężnego względem panewki łożyska mocowany za pomocą śruby dwustronnej (8), miernik poziomu dźwięku RFT typu 00 023 z przedwzmacniaczem RFT typu MV102 oraz integratorem RFT typu ZE322 (9), przyrząd do pomiaru drgań BENTLY-NEVADA typu 5238-12 (10), czujnik magnetyczny BENTLY-NEVADA generujący sygnał tachometryczny (11), magnetofon pomiarowy BRUEL-KAER typu 7003.

Sygnały, których dane zapisano w tabeli 4.4, zostały zarejestrowane na taśmie magnetycznej przez wykonawców prac [Diagnostyka wibracyjna, 1983a] i [Diagnostyka wibracyjna, 1983b] podczas obserwacji rozruchu i wybiegu turbosprężarki. Wiadomo, że podczas rejestracji tego sygnału, w sąsiedztwie obserwowanej turbosprężarki, działała inna turbosprężarka identyczna pod względem konstrukcji i parametrów działania.

						l abela 4.4
Opis	sygnałow	rejestowanych	podczas	działania	turbosprężarki	BORSIG
[Tmofic	ejczuk, 1999	9b]				
					7	

Oznaczenie sygnału	svgnal 9	sygnal_10
Badany obiekt	turbosprężarka	turbosprężarka
	BORSIG	BORSIG
Numer punktu pomiarowego	1	1
Warunki działania	rozruch	wybieg
Zakres zmian częstotliwości obrotów	5500 - 9500	9500 - 4000
Częstotliwość próbkowania	5120 [Hz]	5120 [Hz]
Długość realizacji sygnału	fragment 46 [s]	fragment 26 [s]

4.3.2. Wyniki analizy przy zastosowaniu STFT

Sygnał zarejestrowany podczas rozruchu turbosprężarki został poddany analizie opartej na STFT, której wyniki pokazano na rys. 4.41. Analiza wizualna widm krótkoczasowych pozwala na identyfikację pierwszej harmonicznej, pochodzącej od niewyrównoważenia (do ok. 159 [Hz]) i drugiej harmonicznej. W widmach obserwuje się także składową harmoniczną o stałej częstotliwości równej ok. 159 [Hz], która jest pierwszą harmoniczną sąsiedniej turbosprężarki. W widmach widoczne są również jej nadharmoniczne. Oprócz wymienionych składowych analiza pozwala na identyfikację kilku innych składowych (np. ok. 50 [Hz], będącej prawdopodobnie wynikiem zakłóceń pochodzących od działającego w sąsiedztwie silnika elektrycznego), o których można jedynie wnioskować, czy są związane z warunkami działania czy z własnościami badanej maszyny.

Wyniki rozdzielenia składowych pokazane na rys. 4.42 pozwalają na rozróżnienie składowych związanych ze zmianami warunków działania (rys. 4.42a - składowe reprezentatywne sygnału), na którym można zauważyć składową 1X związaną z częstotliwością obrotów wału oraz jej harmoniczną. Na spektrogramie widoczna jest także składowa pochodząca od wału części średnioprężnej turbosprężarki. Na rys. 4.42 pokazano składowe niezwiązane ze zmianami prędkości obrotowej (składowe rezonansowe sygnału), na którym widoczne są składowe będące wynikiem działania sąsiedniej turbosprężarki oraz maszyny elektrycznej znajdującej się w sąsiedztwie badanego obiektu.

Spektrogram pokazany na rys. 4.43 jest wynikiem analizy sygnału oznaczonego jako sygnal_10, który został zarejestrowany podczas wybiegu turbosprężarki. Na spektrogramie tym, jak w przypadku poprzednim, identyfikowane są składowe stałe o częstotliwościach 50 [Hz] (wynik działania w sąsiedztwie silnika elektrycznego) oraz 159 [Hz] (wynik działania innej turbosprężarki). Składowe zmienne odpowiadają pierwszej i drugiej harmonicznej wału części niskoprężnej oraz pierwszej harmonicznej wału części średnioprężnej (na rysunku można także zauważyć drugą harmoniczną tej składowej).







Rys. 4.42. Składowe reprezentatywne (a) i rezonansowe (b) sygnału *sygnal_9* (po analizie opartej na STFT)

Fig. 4.42. Representative (a) and resonance (b) signal *sygnal_9* components (after analysis based on the STFT)





Rys. 4.44. Składowe reprezentatywne (a) i rezonansowe (b) sygnału sygnal_10 (po analizie opartej na STFT)

Fig. 4.44. Representative (a) and resonance (b) signal *sygnal_10* components (after analysis based on the STFT)

Rozdzielenie wyników analizy, tak jak w przypadku poprzednim doprowadziło do wydzielenia zbioru składowych reprezentatywnych, do których należą harmoniczne obu wałów rys. 4.44a) oraz zbioru składowych rezonansowych, do których należą składowe będące wynikiem działania silnika elektrycznego i sąsiedniej turbosprężarki.

4.3.3. Wyniki analizy przy zastosowaniu WT

Zastosowanie analizy opartej na WT pozwoliło na wyznaczenie pokazanego na rys. 4.45 skalogramu, na którym można zauważyć pierwszą harmoniczną, pochodzącą od niewyrównoważenia i jej nadharmoniczną, oraz jak w przypadku poprzednim składową o częstotliwości ok. 159 [Hz] będącą wynikiem działania w sąsiedztwie podobnej turbosprężarki i silnika elektrycznego (składowa o częstotliwości ok. 50 [Hz]).

Wyniki rozdzielenia identyfikowanych symptomów pokazano na rys. 4.46, na których widoczne są składowe związane ze zmianami warunków działania (rys.4.46a) pochodzące od niewyrównoważenia i jej harmoniczne oraz składowe z nimi niezwiązane (rys. 4.46b), do których należą składowe o częstotliwościach 50[Hz] i 159 [Hz] oznaczone przez identyfikatory pasm j=-300 i j=-250.

Na rys.4.47 pokazano skalogram sygnału *sygnal_10*, który został zarejestrowany podczas wybiegu turbosprężarki. Na skalogramie widoczne są składowe związane z działaniem w sąsiedztwie silnika elektrycznego (50 [Hz] i podobnej turbosprężarki 159 [Hz]) oraz składowa 1X związana z występowaniem niewyrównoważenia i jej harmoniczne, a także składowa 1X wału części średnioprężnej sprężarki.

Wyniki rozdzielenia składowych pokazano odpowiednio na rys. 4.48a, część reprezentatywną sygnału, do której należą składowa 1X i jej harmoniczne oraz składowa 1X wału części średnioprężnej sprężarki. Na rys. 4.48b widoczna jest część rezonansowa sygnału. Składowymi rezonansowymi sygnału są w tym przypadku: składowa pochodząca od działania silnika elektrycznego (*j*=-300) oraz składowa pochodząca od działania sąsiedniej trubosprężarki (*j*=-250). Na rys.4.48b widoczne są także harmoniczne tych składowych.

4.3.4. Wyniki analizy śledzącej rzędów

Sygnały zarejestrowane podczas rozruchu i wybiegu turbosprężarki poddano także analizie śledzącej rzędów. Jak w przypadku poprzednich sygnałów zastosowano cyfrowe powtórne próbkowanie sygnału bazujące na interpolacji wielomianowej. Wyniki analizy śledzącej rzędów pokazano na rys. 4.49.

Zastosowanie tej analizy doprowadziło do rozróżnienia poszczególnych harmonicznych sygnału. Rzędowi 1X odpowiada składowa związana z częstotliwością wirowania wału, a rzędom 2X i 3X jej harmoniczne.

Na rysunkach można także zauważyć składową odpowiadającą rzędowi 1.7X, która jest pierwszą harmoniczną wału części średnioprężnej sprężarki. Składowe o stałych częstotliwościach przechodzą przez kolejne rzędy.







Rys. 4.45. Skalogram sygnału *sygnal_9* Fig. 4.45. Scalogram of signal *sygnal_9*



Rys. 4.46. Składowe reprezentatywne (a) i rezonansowe (b) sygnału *sygnal_9* (po analizie opartej na WT)

Fig. 4.46. Representative (a) and resonance (b) signal *sygnal_9* components (after analysis based on the WT)



Rys. 4.47. Skalogram sygnału *sygnal_10* Fig. 4.47. Scalogram of signal *sygnal_10*



Rys. 4.48. Składowe reprezentatywne (a) i rezonansowe (b) sygnału sygnal_10 (po analizie opartej na WT)

Fig. 4.48. Representative (a) and resonance (b) signal *sygnal_10* components (after analysis based on the WT)

5. PODSUMOWANIE

Badania diagnostyczne maszyn wirnikowych, w szczególności prowadzone w zmiennych warunkach ich działania są obecnie bardzo popularne. Wyniki tych badań w postaci charakterystyk rozruchowych lub wybiegowych mogą być nośnikiem wielu informacji dotyczących stanu maszyny. Liczność zbioru informacji jest uzależniona od sposobu analizy sygnałów rejestrowanych podczas tych badań. Dodatkowym problemem jest fakt, że zbiór możliwych do zidentyfikowania symptomów dotyczy zarówno zjawisk związanych ze zmianami warunków działania, jak i zjawisk niezwiązanych z tymi zmianami i często nie jest możliwe rozróżnienie tych symptomów. Badania nad sposobem identyfikacji stanu technicznego obiektu na podstawie wyników analizy sygnałów wibroakustycznych rejestrowanych w zmiennych warunkach działania tego obiektu prowadzone są od kilkunastu lat w wielu ośrodkach naukowo-badawczych na świecie i w Polsce. Równolegle prowadzone są prace nad wykorzystaniem technik sztucznej inteligencji w procesach automatycznego wnioskowania o stanie obiektu na podstawie cech sygnałów wibroakustycznych.

Monografia miała na celu zaproponowanie metody badania maszyn wirnikowych w zmiennych warunkach ich działania, która pozwalałaby na uzyskanie możliwie licznego zbioru informacji na temat stanu maszyny oraz rozdzielenie symptomów związanych z własnościami maszyny i ze zmianami warunków działania. W ramach pracy dokonano przeglądu literatury poświęconej tego typu badaniom oraz literatury dotyczącej analizy sygnałów niestacjonarnych (dodatki A, B i C).

W monografii pokazano zastosowanie dwóch rodzajów analizy sygnałów. Analizę opartą na STFT opisaną w dodatku B oraz analizę opartą na WT opisaną w dodatku C. Obie z wymienionych technik prowadzą do dwuwymiarowej, czasowo-częstotliwościowej reprezentacji sygnału. Zastosowanie tych sposobów analizy związane jest:

- w przypadku analizy opartej na STFT z badaniem wpływu rodzaju i szerokości stosowanego okna czasowego oraz przekształceniem widm ze stałej bezwzględnej do stałej względnej szerokości pasma,
- w przypadku analizy opartej na WT z badaniem wpływu rodzaju funkcji bazowej na postać otrzymywanych wyników, oceną przydatności zastosowania funkcji bazowych oraz synchronizacją parametrów analizy ze zmianami warunków działania obiektu.

Rozdzielenie symptomów identyfikowanych za pomocą wymienionych rodzajów analizy sygnałów uzyskane zostało z zastosowaniem analizy RLS.

W pracy podjęto próbę uporządkowania pojęć związanych z własnościami obiektu, cechami jego działania oraz cechami identyfikowanymi na podstawie obu rodzajów analizy sygnałów (rozdział 2). Omówiono takie pojęcia, jak: stan nieustalony i przejściowy, a także:

 zaproponowano uogólnioną strukturę sygnałów rejestrowanych w zmiennych warunkach działania maszyny, na podstawie której wygenerowano sygnały testowe (rozdział 2),

- zestawiono typowe relacje diagnostyczne identyfikowane podczas działania maszyn wirnikowych (rozdział 2),
- wprowadzono określony sposób porządkowania zdarzeń.

Ponadto:

- dokonano określenia modelu diagnostycznego badanej maszyny (rozdział 2),
- opracowano procedury estymacji chwilowej wartości prędkości obrotowej na podstawie sygnału tachometrycznego (rozdział 3),
- opracowano algorytmy wyznaczania spektrogramów i skalogramów (rozdział 3),
- opracowano algorytmy pozwalające na rozdzielenie identyfikowanych symptomów (rozdział 3),
- przeprowadzono badania weryfikacyjne zaproponowanej metody dla typowych niesprawności maszyn (rozdział 4),
- sprawdzono możliwości identyfikacji wybranych niesprawności maszyn za pomocą metody zaproponowanej w pracy (rozdział 4).

Weryfikacja metody wykazała jej przydatność w badaniach diagnostycznych maszyn wirnikowych. Opisywana w pracy metoda, w porównaniu z dotychczas stosowanymi, wyróżnia się możliwością synchronizacji wartości cech analizy sygnałów z wartościami parametrów związanymi ze zmiennością warunków działania oraz możliwością rozdzielenia symptomów zjawisk związanych ze zmiennością warunków działania i z nimi niezwiązanych. Bardzo ważnym aspektem metody są zastosowane w niej techniki analizy sygnałów. Oprócz znanej w diagnostyce maszyn analizy opartej na STFT zastosowano nie wykorzystywaną dotychczas w badaniach rozruchu lub wybiegu analizę opartą na WT. Zastosowanie tego sposobu analizy sygnałów pozwala na zmniejszenie liczby etapów realizacji metody oraz na bardziej elastyczny dobór parametrów analizy sygnałów zarówno funkcji bazowych, jak i współczynników skali w porównaniu z analizą opartą na STFT.

Należy także podkreślić, że opisywana metoda nie wiąże się jedynie z zastosowaniem dwóch wymienionych rodzajów analizy sygnałów (opartych na STFT i WT). Sposób analizy sygnałów w opisywanych badaniach może być dowolny, przy założeniu że pozwoli on na ich dwuwymiarową dekompozycję oraz na synchronizację wybranych parametrów tej analizy ze zmianami warunków działania.

Wyniki uzyskiwane podczas badań maszyn wirnikowych w zmiennych warunkach działania są obecnie oceniane jedynie w sposób wizualny, który w wielu przyj adkach nie umożliwia:

- identyfikacji składowych o częstotliwości równej częstotliwości charakterystycznej,
- rozróżnienia identyfikowanych symptomów na symptomy zależne i niezależne od zmian warunków działania.

Zaproponowana metoda umożliwia uzyskanie wyników, które po odpowiednim zapisaniu mogą być danymi analizowanymi w procesach automatycznego wnioskowania.

Badania przeprowadzone w ramach pracy miały również za zadanie określenie przydatności nie stosowanego dotychczas do tych celów sposobu analizy sygnałów opartego na WT. Zastosowanie tej analizy potwierdziło jej przydatność.

Wyniki uzyskane w efekcie zastosowania zaproponowanej w pracy metody mogą być podstawą do dalszych badań związanych z wykorzystaniem opracowanych procedur w systemach automatycznego diagnozowania maszyny. Interesującymi przykładami zagadnień wymagających rozwiązania mogą być:

- sposób zapisywania otrzymanych wyników w postaci cyfrowej,
- sposób automatycznej interpretacji wyników z zastosowaniem metod analizy i rozpoznawania obrazów oraz analizy sekwencji zdarzeń,
- sposób rozróżniania stanów maszyny na podstawie otrzymanych wyników,
- opracowywanie bazy danych, zawierającej dane wzorcowe będące informacją na temat określonego rodzaju niesprawności, pozwalającej na automatyczne wnioskowanie na podstawie otrzymanych wyników.

Dodatek A. Przegląd i zestawienie estymat sygnałów niestacjonarnych

Sygnał może być opisany za pomocą zbioru cech. Przez cechę rozumie się uporządkowaną parę *<nazwa cechy, wartość cechy>* [Cholewa, Moczulski, 1993]. Wyznaczanie cech sygnałów na podstawie analizy wszystkich jego realizacji jest często niemożliwe. W takich wypadkach sygnały można opisać za pomocą zbioru ocen nazywanych estymatorami [Cholewa, Moczulski, 1993]. Większość sygnałów rzeczywistych ma charakter niestacjonarny. Oznacza to, że charakterystyki statystyczne takich sygnałów zmieniają się w czasie. Wartości cech opisujących sygnały można podzielić na:

- punktowe, opisywane za pomocą jednej liczby,
- funkcyjne, których opis realizowany jest za pomocą funkcji.

Do cech punktowych sygnałów zalicza się: wartość średnią, wartość skuteczną, wartość szczytową. Ocenami funkcyjnymi sygnału są: gęstość widmowa mocy sygnału, funkcja korelacji, cepstrum [Ivanov, Metzer, 1998], widmo iloczynowe.

Określona cecha może dotyczyć tylko jednego sygnału lub większej liczby sygnałów równocześnie, co stanowi kryterium podziału estymatorów sygnałów na estymatory własne i wzajemne. Estymatory własne to opisane wyżej oceny punktowe i funkcyjne. Estymatory wzajemne (punktowe lub funkcyjne) pozwalają na określenie [Cholewa, Moczulski, 1993]:

- podobieństwa między sygnałami (np. korelacja wzajemna),
- podobieństwa między źródłami sygnałów (np. funkcja koherencji),
- podobieństwa między składowymi sygnału (np. korelacja międzypasmowa).

Wszystkie wyżej wymienione cechy zarówno punktowe jak i funkcyjne oraz estymatory własne i wzajemne, są prawdziwe tylko w przypadku opisu sygnałów stacjonarnych [Bendat, Piersol, 1979] [Otnes, Enchson, 1978] [Wojnar, 1971].

Analiza sygnałów niestacjonarnych może zależeć od wielu czynników. Jednym z bardziej istotnych jest rodzaj niestacjonarności sygnału. Wyróżnia się trzy główne powody niestacjonarności [Bendat, Piersol, 1976]:

zmienna w czasie wartość średnia, którą zapisuje się wzorem:

$$E[\mu_{x}(t)] = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} E[x_{i}(t)] = \mu_{x}(t)$$
(A.1)

gdzie: $x_t(t)$ jest sygnałem, E[..] wartością oczekiwaną, $\mu_x(t)$ estymatorem wartości średniej sygnału a N długością realizacji sygnału;

zmienna w czasie wartość średniokwadratowa, opisywana zależnością:

$$E[\psi_x^2(t)] = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} E[x_i(t)] = \psi_x^2(t)$$
(A.2)

gdzie: $\psi_{i}^{2}(t)$ jest estymatorem wartości średniokwadratowej sygnału;
zmienna w czasie struktura widmowa, która jest określana jako dwuczęstotliwościowa lub czasowo-częstotliwościowa gęstość widmowa.

Sposoby wyznaczania widmowych cech sygnału pozwalające na identyfikacją zmiennej w czasie struktury widmowej są przedmiotem dodatków B i C.

Opis sygnałów może być realizowany w trzech dziedzinach: czasu, częstotliwości i amplitudy. Estymacja sygnałów niestacjonarnych w poszczególnych jego podrealizacjach, odpowiadających określonym przedziałom odbywa się poprzez określenie takich estymatorów, jak: niestacjonarna gęstość prawdopodobieństwa (dziedzina amplitudy), niestacjonarna funkcja autokorelacji (dziedzina czasu), niestacjonarna gęstość widmowa mocy sygnału (dziedzina częstotliwości). Najszersze zastosowanie spośród trzech wymienionych ocen znajduje gęstość widmowa mocy. Ocenami wzajemnymi w przypadku omawianych sygnałów są: niestacjonarna funkcja interkorelacji lub niestacjonarna wzajemna gęstość widmowa.

A.1. Analiza sygnałów niestacjonarnych - dziedzina amplitudy ,

Najczęściej wyznaczaną cechą sygnałów niestacjonarnych w dziedzinie amplitudy jest gęstość rozkładu amplitud, która służy do określenia niestacjonarnej gęstości rozkładu amplitudy. Cechę tę wyraża się następującą zależnością [Bendat, Piersol, 1976]:

$$p(x,t) = \lim_{\Delta x \to 0} \frac{\Pr[x < x(t) \le x + \Delta x]}{\Delta x}$$
(A.3)

gdzie: t jest określoną chwilą czasu, a x(t) analizowanym sygnałem.

Znajomość gęstości rozkładu amplitud pozwala na wyznaczenie wartości średniej i średniokwadratowej, które zostały opisane wzorami (A.1) i (A.2). Wyznaczanie gęstości prawdopodobieństwa jest szczególnie utrudnione w przypadku sygnałów niestacjonarnych, dla których nie można zakładać normalności. Główną przyczyną tej trudności jest konieczność analizy kilku krótszych lub jednej długiej realizacji sygnału. Jednym z rozwiązań tego problemu jest zastosowanie uśredniania w zbiorze [Bendat, Piersol, 1976]. Uśrednianie gęstości prawdopodobieństwa powoduje jednak znaczne zniekształcenie wyników, polegające na uwypukleniu dużych i małych wartości amplitud w stosunku do amplitud średnich (zwiększa się prawdopodobieństwo ich wystąpienia). Metoda ta daje natomiast dobre wyniki przy wyznaczaniu wartości średniej i średniokwadratowej. Niestacjonarna gęstość rozkładu nie jest często wykorzystywana. Większe zastosowanie znajdują oceny punktowe (wartość średnia i średniokwadratowa). W literaturze [Bendat, Piersol, 1976] [Otnes, Enchson, 1978] [Wojnar, 1980] jest jednak opisywana jako jedna z trzech głównych cech wyznaczanych w przypadku analizy danych niestacjonarnych.

A.2. Analiza sygnałów niestacjonarnych - dziedzina czasu

Metody oceny sygnału w dziedzinie czasu polegają głównie na jego uśrednianiu. Wyróżnia się w tym przypadku uśrednianie synchroniczne, które polega na podziale realizacji sygnału na podrealizacje o długości odpowiadającej okresowi synchronizacji i ich sumowaniu. Metoda nadaje się do analizy zjawisk charakteryzujących się cyklicznością, w których możliwe jest określenie początku okresu. Typowym przykładem takich zjawisk jest praca maszyn wirnikowych, gdzie początek cyklu jest określany za pomocą czujnika położenia kątowego elementu wirującego. Uśrednianie synchroniczne nazywa się także algebraicznym [Broch, 1984] [Randall, 1987].

Innym rodzajem oceny czasowej sygnału niestacjonarnego jest analiza korelacyjna, którą nazywa się także uśrednianiem geometrycznym [Broch, 1984] [Randall, 1987], co wynika z poniższej zależności [Bendat, Piersol, 1976]:

$$K_{xx}(\tau) = \frac{1}{T} \int_{0}^{T} x(t)x(t+\tau)dt$$
 (A.4)

gdzie: *T* jest czasem realizacji sygnału, *t* określoną chwilą czasu, *τ* przesunięciem czasowym, a *x(t)* analizowanym sygnałem.

Zastosowanie tej oceny pozwala w głównej mierze na identyfikację składowych okresowych i eliminację szumu z sygnału oraz na określenie charakteru procesu. Korelacja może być wyznaczana także dla pary sygnałów, co zapisuje się następująco [Bendat, Piersol, 1976]:

$$K_{xy}(\tau) = \frac{1}{T} \int_{0}^{T} x(t) y(t+\tau) dt$$
 (A.5)

gdzie: T jest czasem realizacji sygnału, t określoną chwilą czasu, τ przesunięciem czasowym, a x(t) i y(t) są analizowanymi sygnałami.

W tym przypadku nosi nazwę korelacji wzajemnej i jest miarą zależności jednego procesu losowego od innego, co jest wykorzystywane w pomiarze czasu opóźnienia między sygnałami [Cholewa, Moczulski, 1993]. Sygnały poddane uśrednianiu synchronicznemu lub analizie korelacyjnej mogą być w dalszej kolejności analizowane innymi metodami. Funkcja korelacji może być także stosowana przy wyznaczaniu gęstości widmowej. Algorytmy te nie są jednak obecnie wykorzystywane. Wspólne zastosowanie uśredniania i estymacji gęstości widmowej sygnału jest natomiast często stosowane i daje dobre wyniki.

A.3. Analiza sygnałów niestacjonarnych - dziedzina częstotliwości

Gęstość widmowa mocy jest jedną z najczęściej stosowanych ocen sygnałów. Wszystkie metody jej wyznaczania bazują na teorii Fouriera, który w swoich pracach z początku XIX wieku zaproponował reprezentację sygnału (przy założeniu jego okresowości) w postaci szeregu, którego wyrazy mają postać funkcji harmonicznych [Bendat, Piersol, 1976] [Bracewell, 1968] [Szabatin, 1982]. Współczynniki tego szeregu nazywane są współczynnikami Fouriera. Oprócz pojęcia szeregu rozróżnia się pojęcie ciągłej transformaty

Fouriera (całka Fouriera) [Morel, 1994]. Wyróżnia się dwa rodzaje zastosowań przekształcenia Fouriera [Cholewa, Moczulski, 1993]:

 metoda Blackmanna-Tukeya, która polega na zastosowaniu transformaty Fouriera dla przebiegu funkcji autokorelacji w dziedzinie czasu:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} K_{xx}(t) e^{-j\omega t} dt$$
(A.6)

gdzie: $K_{xx}(t)$ jest funkcja autokorelacji sygnału x(t), t oznacza czas, a ω jest częstością kołową:

 metoda bezpośrednia, polegająca na zastosowaniu transformacji Fouriera dla przebiegu czasowego (często uśrednionego synchronicznie):

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt$$
(A.7)

gdzie: x(t) jest analizowanym sygnałem.

Amplitudę sygnału wyznacza się z zależności:

$$A(\omega) = \sqrt{\operatorname{Re}(S(\omega))^2 + \operatorname{Im}(S(\omega))^2}$$
(A.8)

gdzie: $\operatorname{Re}(S(\omega))$ jest częścią rzeczywistą, a $\operatorname{Im}(S(\omega))$ częścią urojoną transformaty Fouriera $S(\omega)$,

Faza jest określana jako:

$$\varphi(\omega) = \operatorname{Arc} \operatorname{tg} \left(- \frac{\operatorname{Im}(S(\omega))}{\operatorname{Re}(S(\omega))} \right)$$
(A.9)

Rozróżnia się następujące rodzaje widm [Morel, 1994]:

- amplitudowe (rzędną jest moduł transformaty Fouriera),
- fazowe (rzędną jest faza transformaty Fouriera),
- energetyczne (rzędną jest kwadrat modułu transformaty Fouriera),
- gęstości mocy (rzędną jest stosunek kwadratu modułu transformaty Fouriera do długości przedziału czasu realizacji sygnału).

Spośród wymienionych wyżej rodzajów widm największe znaczenie, dla analizy sygnałów niestacjonarnych, mają widma mocy sygnału oraz widma energetyczne stosowane do analizy sygnałów przejściowych. Widmo fazowe znajduje zastosowanie w identyfikacji prędkości krytycznych maszyn.

Najbardziej interesującym aspektem analizy danych niestacjonarnych jest identyfikacja zmiennej struktury widmowej sygnałów. Wyróżnia się dwie koncepcje określania zmienności składowych częstotliwościowych: estymacja bispektralna [Radkowski, 1995] oraz czasowo-częstotliwościowa [Diagnostyka wibracyjna, 1983b] [Kumar, Fuhrmann et al., 1992] [Rioul, Flandrin, 1992]. Obie oparte są na dwuwymiarowej reprezentacji sygnału.

A.3.1. Analiza bispectralna

Metoda wyznaczania bispectrum polega na estymacji sygnału za pomocą podwójnej transformaty Fouriera funkcji bikorelacji, co zapisuje się następującą zależnością [Broch, 1984] [Radkowski, 1996]:

$$S_{x}(f_{1}, f_{2}) = \int_{-\infty-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} K_{xx}(t_{1}, t_{2}) e^{j2\pi(f_{1}t_{1} - f_{2}t_{2})} dt_{1} dt_{2}$$
(A.10)

gdzie: funkcja $K_{rr}(t_1, t_2)$ jest funkcją bikorelacji sygnału, a f_1 i f_2 wartościami częstotliwości.

Wynikiem zastosowania tego przekształcenia jest dwuwymiarowe widmo mocy sygnału z dwoma niezależnymi częstotliwościami, nazywane bispectrum. Analiza bispectralna likwiduje zakłócenia, a jej wyniki są czułe na zmiany fazy w sygnale [Mączak, Radkowski, et al., 1996] [Randall, 1987].

A.3.2. Analiza czasowo-częstotliwościowa

Reprezentacja sygnału w dziedzinach czasu i częstotliwości wymaga estymacji chwilowej gęstości widmowej, nazywanej także czasowo-częstotliwościową gęstością widmową [Bendat, Piersol, 1976]. Ten sposób analizy sygnału można zapisać:

$$S(t,f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)w(\tau - t)e^{-j\theta}d\tau \qquad (A.11)$$

gdzie: S(t,f) jest wartością transformaty Fouriera sygnału x(t) w chwili czasu t i w paśmie częstotliwości o wartości częstotliwości środkowej f_j , funkcja $w(\tau - t)$ nazywana jest funkcja okna.

Zastosowanie funkcji okna polega na przesuwaniu jej wzdłuż realizacji sygnału i estymacji gęstości widmowej w jego podrealizacjach ograniczonych szerokością okna [Cholewa, Moczulski, 1993].

Czasowo-częstotliwościowa reprezentacja sygnału ma bardzo duże znaczenie w analizie danych niestacjonarnych w wielu obszarach nauki [Kumar, Fuhrmann, et al., 1992] [Mączak, Radkowski, et al., 1996] [Moczulski, Solipiwko, et al., 1988] [Thrane, 1980]. Koncepcja zmiennego w czasie widma mocy stała się także podstawą dla wielu innych metod bazujących na dwuwymiarowej dekompozycji sygnału [Chui, 1992] [Diagnostyka wibracyjna, 1983b]. Opis metod czasowo-częstotliwościowej reprezentacji sygnału dotychczas stosowanych w diagnostyce maszyn oraz opis metod wywodzących się z tej reprezentacji został zawarty w dodatku B.

Dodatek B. Przegląd czasowo-częstotliwościowych metod analizy sygnałów niestacjonarnych

Badania literaturowe [Bendat, Piersol, 1976] [Broch, 1984] [Chui, 1992] [Dalpiaz, Rivola, 1995] [Maczak, Radkowski, et al., 1996] [Randall, 1987] [Tadeusiewicz, 1988] [Wojnar, 1980] majace na celu określenie metod analizy sygnałów niestacjonarnych wykazuja, że nie istnieje obecnie uniwersalna metoda estymacji tego typu sygnałów. Wybór metody uzależniony jest głównie od dziedziny zastosowania wyników analizy oraz od typu sygnału niestacjonarnego. W rozdziale 2.6. poświęconym procesom nieustalonym opisano dwa typy sygnałów niestacjonarnych: ciagłe i przejściowe. To kryterium podziału sygnałów można odnieść także do podziału metod ich analizy [Broch, 1984] [Randall, 1987]. Rozróżnia się zatem dwie grupy metod: metody analizy sygnałów o charakterze przejściowym (które mogą być zawarte w jednej podrealizacji) oraz dłuższych sygnałów niestacjonarnych (dla których istnieje konieczność podziału na podrealizacje). Struktura sygnałów niestacjonarnych jest zazwyczaj wynikiem zjawisk o charakterze przejściowym, jak i nieustalonym. Rozpoznanie obydwu rodzajów zjawisk jest ważne. Z tego powodu istnieje konieczność zastosowania dla ich analizy takich metod, które dawałyby dobre rezultaty, zarówno w identyfikacji składowych przejściowych (składowe szerokopasmowe), będące wynikiem zjawisk o krótkim czasie trwania, jak i dłuższych, ale także niestacjonarnych składowych wąskopasmowych. W dodatku A wymieniono dwie grupy metod stosowanych w analizie sygnałów niestacjonarnych: metody bispectralne i czasowo-częstotliwościowe. Obydwie grupy metod znalazły swoje zastosowanie w diagnostyce maszyn [Adamczyk, Łopacz, 1997] [Atlas, 1996] [Barbaross, 1995] [Biger, Sloovere, 1995] [Cempel, 1982] [Cholewa, 1983] [Dalpiaz, Rivola, 1995] [Dalpiaz, Rivola, 1997] [Dalpiaz, Rivola, 1998] [Diagnostyka wibracyjna, 1983b] [Duda, Kleniato, 1998] [Ivanow, Meltzer, 1998] [Kumar, Fuhrmann, et al., 1992] [Leung, White, et al., 1998] [Maczak, Radkowski, et al., 1996] [Moczulski, Solipiwko, et al., 1988] [Moczulski, 1984] [Morel, 1994] [Mori, Kasashima, et al., 1996] [Newland, 1994a] [Newland, 1994b] [Radkowski, 1996] [Tadusiewicz, 1988] [Timofiejczuk, 1997a]. Należy jednak zauważyć, że metody czasowo-częstotliwościowe są stosowane od kilkudziesięciu lat, podczas gdy metody bispectralne są w fazie rozwoju i cieszą się obecnie dużym zainteresowaniem.

Poniżej przedstawiono ogólną koncepcję czasowo-częstotliwościowej reprezentacji sygnału z kilkoma jej odmianami stosowanymi obecnie dla celów diagnostyki maszyn. Kolejną grupę metod stosowaną w analizie sygnałów niestacjonarnych stanowią metody mające swe podłoże w teorii Fouriera, lecz charakteryzujące się w porównaniu z nimi kilkoma ważnymi zaletami. Odznaczają się w szczególności zmienną rozdzielczością w czasie analizy [Daubechies, 1992]. Ta grupa metod została opisana w dodatku C.

Analiza Fouriera jest bardzo ważnym narzędziem w przypadku estymacji sygnałów rejestrowanych podczas działania liniowych i niezmiennych względem czasu układów. Większość rzeczywistych układów działa jednak w warunkach zmiennych w czasie, generując

procesy niestacjonarne [Chui, 1992] [Kumar, Fuhramnn, et al., 1992]. Tradycyjna analiza Fouriera sygnałów stacjonarnych lub niestacjonarnych umożliwia jedynie otrzymanie informacji na temat tego, jakie częstotliwości występują podczas ich realizacji [Bracewell, 1968]. Nie umożliwia jednak odpowiedzi na pytanie, kiedy pojawiają się określone składowe, oraz czy i jak zmienia się widmo sygnału w czasie.

Odpowiednim rodzajem analizy sygnałów niestacjonarnych jest metoda, która umożliwia otrzymanie informacji na temat poszczególnych składowych częstotliwościowych, ich wystąpienia w odpowiedniej chwili czasu oraz ich ewolucji w czasie. Taka reprezentacja sygnału zależy od dwóch parametrów: czasu i częstotliwości, a metody pozwalające na przekształcenie sygnału do takiej postaci nazywa się analizą czasowo-częstotliwościową [Kumar, Fuhrmann, et al., 1992]. Parametry czasu i częstotliwości mogą zostać zastąpione przez inne parametry (w innych odmianach tej analizy), ale reprezentacja sygnału zawsze następuje w dwóch dziedzinach. Celem analizy czasowo-częstotliwościowej jest opisanie zmieniających się w czasie składowych widma oraz określenie związku miedzy zmiennymi w czasie własnościami i fizycznym źródłem generowania ich składowych.

Można wyróżnić wiele sposobów analizy sygnałów niestacjonarnych [Chui, 1992] [Daubechies, 1992] [Strang, Nguyen, 1996], zaproponowanych ponad pięćdziesiąt lat temu. Jedną z nich była zaproponowana we wczesnych latach czterdziestych metoda wykorzystana pierwotnie do analizy ludzkiego głosu. Reprezentacja czasowo-częstotliwościowa takiego sygnału może przyjmować kilka postaci. Polega ona na podziale sygnału na krótkie odcinki czasu i poddaniu ich analizie opartej na przekształceniu Fouriera. Zbiór wyznaczonych widm sygnału uporządkowany w czasie nazywa się *spektrogramem* [Chui, 1992]. Metoda ta, obecnie bardzo popularna, prowadzi do wyznaczenia krótkoczasowej transformaty Fouriera (STFT). Stała się ona podstawą dla wielu innych metod realizujących dekompozycję sygnału także w innych dziedzinach niż czasowa i częstotliwościowa. Olbrzymim postępem w rozwoju tych metod były prace D. Gabora z 1946 roku, w których zaproponował zastosowanie funkcji Gaussa jako funkcji [Chui, 1992] [Lee, Schwrtz, 1995].

W 1948 Ville zaproponował inny rodzaj transformacji sygnału do postaci czasowoczęstotliwościowej. Zastosował zaproponowany w 1932 roku rozkład Wignera, wykorzystywany w mechanice kwantowej. Metoda ta nazywana jest obecnie przekształceniem Wignera-Ville'a [Biger, Sloovere, et al., 1995] [Gade, Gram-Hansen, 1996] [Mączak, Radkowski, et al., 1996].

Na podstawie badań literaturowych [Bendat, Piersol, 1976] [Gade, Gram-Hansen, 1996] [Kumar, Fuhrmann, et al., 1992] [Otnes, Enchson, 1978], mających na celu określenie metod czasowo-częstotliwościowej reprezentacji sygnału, do najważniejszych obecnie sposobów czasowo-częstotliwościowej analizy sygnałów niestacjonarnych bez wątpienia należy zaliczyć krótkoczasowe przekształcenie Fouriera (STFT), przekształcenie Wignera-Ville'a, przekształcenia Choi-Wiliamsa [Kumar, Fuhrmann, et al., 1992]. Godzien uwagi jest również fakt, że dla wymienionych metod istnieją opisy literaturowe udowadniające ich wykorzystanie w diagnostyce maszyn. Zależnie od rodzaju zastosowanej metody spektrogram przyjmuje różne postaci, w szczególności zmieniają się skale jego osi.

B.1. Krótkoczasowe przekształcenie Fouriera (STFT)

Stosując krótkoczasową transformatę sygnału zakłada, się możliwość jego podziału na krótkie odcinki czasu, w których sygnał można uznać za stacjonarny [Cholewa, Moczulski, 1993] [Kumar, Fuhrmann, et al., 1992] [Moczulski, 1984]. Metoda jest realizowana w dwóch krokach:

- podziale sygnału na jego stacjonarne podrealizacje,

- wyznaczeniu widma kolejnych podrealizacji,

co można zapisać za pomocą następującego wzoru [Kumar, Fuhrmann, et al., 1992]:

$$S(t,f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)w(\tau-t)e^{-jt}d\tau$$
(B.1)

gdzie: x(t) jest analizowanym sygnałem, a $w(\tau - t)$ jest funkcją okna.

Wartości krótkoczasowej transformaty Fouriera są więc wynikiem mnożenia jego realizacji przez funkcję okna, która jest przesuwana w czasie. Ocena sygnału z zastosowaniem tej metody może być realizowana dla odcinków czasu zachodzących na siebie i rozłącznych. S(t,f) może być interpretowane jako wartość transformaty sygnału x(t) w chwili t dla dyskretnej częstotliwości f. Wyznaczenie widmowej charakterystyki sygnału związane jest z następującymi problemami:

- sposobem podziału sygnału,
- wyborem funkcji okna,
- określeniem długości jego podrealizacji,
- określeniem rodzaju estymacji widma, czyli sposobu jego wyznaczenia.

B.1.1. Sposób podziału sygnału

W przypadku analizy działania maszyn wirnikowych wyróżnia się dwa sposoby podziału sygnału na podrealizacje [Moczulski, Solipiwko, et al., 1988] [Moczulski, 1984]. Dziedzina czasu jest w obydwu przypadkach związana z drogą kątową elementów wirujących. Pierwszy sposób polega na podziale na odcinki czasowe, w których sygnał można uznać za stacjonarny. Drugi sposób to podział sygnału na odcinki równe drodze kątowej, w których sygnał jest stacjonarny. Pierwszy sposób w większości maszyn związany jest z podziałem sygnału na podrealizacje o nierównej długości. Drugi sposób pozwala na uniknięcie tego zjawiska, wymaga jednak dodatkowego sygnału związanego z rejestracją drogi kątowej elementów wirujących. Sygnał taki nosi nazwę sygnału tachometrycznego.

B.1.2. Funkcja okna

Cechą charakterystyczną funkcji okna jest jej (niezerowa) długość w dziedzinie czasu [Bendat, Piersol, 1976] [Gade, Herlufsen, 1987a] [Gade, Herlufsen, 1987b]. Zbiór wartości funkcji, w którym przyjmuje ona wartości niezerowe i poza którym jest równa zero, nosi nazwę nośnika funkcji [Kołodziej, 1986]. Problem doboru wielkości nośnika zostanie omówiony w następnym punkcie. Oprócz nośnika o odpowiedniej długości funkcja powinna być parzysta. Wymagania te związane są z możliwością wyznaczenia przekształcenia odwrotnego [Bracewell, 1968]. Dobór funkcji okna w wielu pracach podyktowany jest różnymi czynnikami. Wszystkie jednak można sprowadzić do następujących warunków:

- prostota generowania i możliwość zastosowania okna w programach lub aparaturze przeznaczonej do analizy sygnałów,
- relatywnie wąskie pasmo wstęg bocznych, które wprowadza tzw. przeciek widma, to jest wystąpienie prążków w widmie dla nieistniejących składowych.

Najprostszym rodzajem okna jest okno prostokątne, które jest stosowane głównie do analiz sygnałów przejściowych [Cholewa, Moczulski, 1993]. Ze względu na wolne opadanie wstęg bocznych nie jest najlepszym rozwiązaniem Jego zaletą jest jednak niepogarszanie rozdzielczości częstotliwościowej, co występuje w innych rodzajach okien. Do najczęściej stosowanych okien, co wynika między innymi z faktu, że są bardzo często gotowymi funkcjami programów i aparatury przeznaczonej do analizy sygnałów, należą okna Hanninga, Hamminga i Kaisera [Gade, Herlufsen, 1987a] [Gade, Herlufsen, 1987b]. W wielu pozycjach literaturowych poświęconych analizie sygnałów niestacjonarnych wskazuje się na okno Gaussa, jako jedno z najlepszych rodzajów okien [Moczulski, 1984] [Strang, Nguyen, 1996]. Funkcja ta nie jest jednak powszechnie stosowana dla celów analizy tych sygnałów. Okno Gaussa jest jednym z pierwszych okien stosowanych w koncepcji czasowo-częstotliwościowej reprezentacji sygnału. Przekształcenie Fouriera, w którym zastosowano to okno, można zapisać [Gade, Gram-Herlufsen, 1994]:

$$S(t,f') = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2\sqrt{\pi\alpha}} e^{-\frac{(\tau-t)^2}{4\alpha}} (x(\tau)e^{-jft})d\tau$$
(B.2)

Nosi ono nazwę przekształcenia Gabora [Chui, 1992], a jego późniejsze zastosowania z innymi rodzajami okien znalazły swoje uogólnienie jako wspomniane wyżej krótkoczasowe przekształcenie Fouriera [Chui, 1992]. Jego zaletami jest zupełny brak wstęg bocznych.

B.1.3. Określenie długości podrealizacji sygnału

Wybór długości podrealizacji związany jest bezpośrednio z wielkością nośnika funkcji okna. Na przykładzie tego parametru najbardziej widoczne są wady krótkoczasowej analizy Fouriera. Wielkość nośnika, potocznie nazywana długością okna albo szerokością okna w dziedzinie czasu, powinna spełniać następujące wymagania [Chui, 1992]:

- okno powinno być wystarczającą wąskie, aby sygnał w przedziale określonym przez to okno nie zmieniał swoich charakterystyk statystycznych, to znaczy mógł być uznany za stacjonarny,
- okno powinno mieć wystarczającą długość pozwalającą na identyfikację pojedynczych impulsów (wiadomo, że widmo impulsu jest szerokopasmowe),
- okno powinno mieć wystarczającą długość pozwalającą na identyfikację składowych harmonicznych (składowych wąskopasmowych).

Na podstawie powyższych kryteriów doboru długości okna, bez uwzględniania jego kształtu, oczywiste jest, szczególnie dla dwóch ostatnich wymagań, że określenie parametrów analizy opisywanymi metodami wymaga kompromisu. Konieczność tego kompromisu jest główną wadą analizy STFT w przypadku sygnałów, gdzie, oprócz zmiennej w czasie struktury częstotliwościowej, występują zjawiska o różnej skali czasowej. Przykładem są sygnały rejestrowane w warunkach rozruchu lub wybiegu maszyny.

B.1.4. Sposoby estymacji widma

Opisana wyżej metoda jest jedną z pierwszych metod analizy sygnałów niestacjonarnych. W zależności od zastosowania metody oraz od rodzaju sygnału wyróżnia się kilka jej odmian, w szczególności sposobów estymacji widma. Przykładami takich odmian są analiza sygnałów cyklicznych [Randall, 1987], metody zoom [Thrane, 1980], metody estymacji widmowej z jednoczesną filtracją sygnału [Moczulski, 1984].

B.1.4.1. Analiza sygnałów cyklicznych

Odmianą czasowo-częstotliwościowej reprezentacji sygnału jest metoda analizy sygnałów charakteryzujących się cyklicznością [Broch, 1984] [Randall, 1987]. Przykładem takich sygnałów są sygnały rejestrowane w badaniach maszyn wirnikowych. Wynikiem ich analizy jest reprezentacja mająca na celu pokazanie zmian zachodzących w sygnale nie w całej jego realizacji, ale w cyklu maszyny. W przypadku analizy takich sygnałów wymagany jest, wspomniany wyżej, sygnał tachometryczny, który określa drogę kątową elementów wirujących. Okno czasowe przesuwane jest wzdłuż każdego cyklu sygnału. W każdym z okien wyznaczane jest widmo sygnału. Widma odpowiadające poszczególnym przesunięciom czasowym są następnie uśredniane. Sposób postępowania w przypadku uśredniania jest analogiczny do uśredniania w zbiorze.

B.1.4.2. Estymacja gęstości widmowej z zastosowaniem techniki zoom

Analiza z zastosowaniem technik zoom stosowana jest w przypadku, kiedy wymagana jest większa rozdzielczość widma, niż to wynika z częstotliwości próbkowania [Broch, 1984] [Randall, 1987] [Thrane, 1980]. Istnieją dwie procedury realizacji tego zadania. W celu ich rozróżnienia wymagane jest określenie następujących pojęć: przedział próbkowania Δt , częstotliwość próbkowania f_S , długość realizacji T, liczba próbek podrealizacji N, rozdzielczość widma Δf . Między wymienionymi parametrami istnieją następujące zależności:

$$\Delta t = \frac{1}{f_s} \qquad T = N \cdot \Delta t = \frac{N}{f_s} \qquad \Delta f = \frac{1}{T} = \frac{f_s}{N}$$
(B.3)

Pierwszą techniką zoom jest analiza nazywana "zoom w czasie rzeczywistym", która polega na zmniejszeniu częstotliwości próbkowania. W metodzie wykorzystuje się efekt aliasingowy, to jest odbicie wysokich częstotliwości w zakresie niskich, czego wynikiem jest

możliwość identyfikacji składowych o wysokich częstotliwościach [Broch, 1984] [Randall, 1987].

Drugi rodzaj analizy nazywany "zoom nieniszczący" polega na zwiększeniu długości podrealizacji sygnału. Jego podstawą jest stała długość realizacji. Sposób ten jest przykładowo wykorzystywany do estymacji sygnałów rejestrowanych w czasie pracy przekładni zębatych. Jego zastosowanie pozwala na badanie otoczenia poszczególnych harmonicznych w sygnale [Broch, 1984] [Randall, 1987].

B.1.4.3. Estymacja gęstości widmowej z zastosowaniem filtracji

Potrzeba estymacji widmowej z zastosowaniem filtracji może być wyjaśniona na przykładzie analizy sygnałów pochodzących z badań rozruchu czy wybiegu maszyn. Głównym wymuszeniem drgań w takich warunkach są resztkowe niewyrównoważenia. Z tego powodu częstotliwości składowych w widmie będą proporcjonalne do częstotliwości obrotów. Filtracja pozwała na eliminację składowych, które nie spełniają tego warunku. Szczegółowy opis estymacji gęstości widmowej z zastosowaniem filtracji został przedstawiony w pracy [Moczulski, 1984], gdzie oprócz dwóch rodzajów filtracji ze stałą względną szerokością pasma znajduje się opis sposobu filtracji synchronicznej zaproponowanej przez autora.

Pierwszy sposób filtracji polega na zastosowaniu filtrów o względnej szerokości pasma. Częstotliwości środkowe są niezależne od częstotliwości obrotów.

Drugi sposób, nazywany filtracją nadążną, charakteryzuje się tym, że częstotliwości środkowe pasm są proporcjonalne do prędkości obrotowej.

Trzeci rodzaj filtracji, nazywany filtracją synchroniczną, oparty został na metodzie sumowania synchronicznego. Jego istotą jest możliwość identyfikacji składowych okresowych. Przedział synchronizacji może być określany w zależności od rodzaju analizy. W maszynach wirnikowych przedział ten równy jest odwrotności częstotliwości obrotów. Metoda filtracji synchronicznej daje najlepsze, w porównaniu z dwoma pierwszymi metodami filtracji, efekty w eliminacji zakłóceń.

B.2. Analiza śledząca rzędów

Analiza śledząca rzędów może być zaliczona do grupy metod bazujących na przekształceniu Fouriera. Jest często stosowana w analizie sygnałów odznaczających się cyklicznością oraz sygnałów, w których identyfikowane są składowe proporcjonalne względem siebie [Gade, Herlufsen, 1998] [Gade, Herlufsen, 1995] [Kulesza, 1984]. Sygnały takie są rejestrowane przede wszystkim podczas obserwacji maszyn wirnikowych działających ze zmienną prędkością obrotową. W sygnałach tych identyfikuje się często składowe będące wielokrotnościami składowej równej częstotliwości obrotów. Składowe te nazywane są jej nadharmonicznymi (wynik wystąpienia przeciążeń nieosiowości, pęknięć elementów wirujących, poluzowania się śrub fundamentowych, uszkodzenia łożysk tocznych lub przekładni zębatych) lub podharmonicznymi (wynik zaistnienia przycierania elementów wirujących o korpus, niestabilności działania łożysk hydrodynamicznych). Rzędami nazywa się w tym przypadku kolejne harmoniczne proporcjonalne do częstotliwości obrotów. Analiza śledząca rzędów, dzięki specjalnemu przetwarzania sygnałów na etapie próbkowania pozwala na ich rozróżnienie. Można wyróżnić dwie odmiany tej analizy:

- śledzenie jednego wybranego rzędu (jednej harmonicznej), co pozwala na przedstawienie, w postaci wykresu dwuwymiarowego, zmian w czasie obserwowanej składowej; ten sposób powoduje, że gubi się informacje na temat pozostałych składowych,
- śledzenie kilku rzędów równocześnie i przedstawienie ich w postaci wykresów trójwymiarowych.

Analiza śledząca rzędów, jak wspomniano wyżej, związana jest ze szczególnym sposobem próbkowania sygnałów, który powinien cechować się synchronizacją częstotliwości próbkowania ze zmianami prędkości obrotowej. Wyróżnia się w tym przypadku trzy rodzaje rejestracji sygnałów [Gade, Herlufsen, 1995]:

- zastosowanie głowicy tachometrycznej (ang. encoder) z naciętymi rowkami (zwykle w liczbie rzędu tysiąca) generującej cyfrowe impulsy na obrót wału; częstotliwość próbkowania sygnału drganiowego jest w tym przypadku związana ze śledzoną (z dużą dokładnością) aktualną częstotliwością obrotów;
- zastosowanie elektronicznego powielacza częstotliwości (ang. adaptor) i dolnoprzepustowego filtru śledzącego, dla uniknięcia efektu aliasingu. Powielacz częstotliwości przetwarza sygnał zsynchronizowany z wirowaniem wału. Zwykle jest to sygnał tachometryczny (impuls na obrót wału). Wynikiem zastosowania mnożnika jest sygnał, którego częstotliwość jest przemnożona przez zmienny współczynnik zapewniający synchronizację próbkowania sygnału ze zmianami prędkości obrotowej. Mnożnik częstotliwości charakteryzuje często wadliwe działanie w przypadku nagłych zmian prędkości obrotowej i obecnie nie jest stosowany;
- zastosowanie cyfrowego ponownego próbkowania sygnału (ang. resampling); jego podstawą jest wstępne próbkowanie sygnału drganiowego i tachometrycznego z wysoką częstotliwością. Ponowne próbkowanie sygnału opiera się na śledzeniu częstotliwości obrotów wału na podstawie sygnału tachometrycznego i generowaniu sygnału (na podstawie sygnału drganiowego), w którym odstęp czasowy pomiędzy kolejnymi próbkami jest stały.

Zarejestrowany w opisany wyżej sposób sygnał może być poddany analizie Fouriera. Zastosowanie analizy opartej na STFT (opisanym w punkcie B.1.) pozwala na obserwację zmienności amplitudy rzędów w funkcji czasu lub drogi kątowej. Otrzymane w ten sposób wyniki są bardzo podobne do wyników uzyskanych przy zastosowaniu analizy opartej na STFT. W przypadku zastosowania STFT dla sygnału próbkowanego ze stałą częstotliwością próbkowania wyniki nazywa się widmem częstotliwości, a w przypadku analizy śledzącej rzędów widmem rzędów. Widmo częstotliwości jest wynikiem przekształcenia sygnału z dziedziny czasu do dziedziny częstotliwości, podczas gdy widmo rzędów jest wynikiem przekształcenia sygnału z dziedziny drogi kątowej do dziedziny rzędów. Oś pozioma wykresów, na których przedstawia się te widma, opisana jest zwykle przez wielokrotności częstotliwości obrotów. Składowe identyfikowane w widmie rzędów są wynikiem okresowości sygnału w dziedzinie drogi kątowej. Jeżeli zjawisko zachodzące podczas działania maszyny występuje dwa razy na obrót, to składowa będąca symptomem tego zjawiska widoczna jest jako drugi rząd w widmie rzędów.

B.3. Transformacja Wignera - Ville'a

Przekształcenie Wignera-Ville'a po jego wyprowadzeniu w 1948 roku nie było stosowane do roku 1980, kiedy wykorzystano je jako rodzaj analizy odpowiedzi impulsowych megafonów [Biger, Sloovere, et al., 1995] [Chui, 1992] [Gade, Gram-Hansen, 1996]. Cechą charakterystyczną tej analizy jest fakt, że nie zachodzi w tym przypadku żadne ograniczenie rozdzielczości zarówno w dziedzinie czasu, jak i w dziedzinie częstotliwości [Mączak, Radkowski, et al., 1996]. Transformata Wignera - Ville'a jest bardziej ogólną formą przekształcenia bez zastosowania funkcji bazowych. Można ją zapisać zależnością [Gad, Gram-Hansen, 1996]:

$$W_{S}(\tau, f) = \int_{-\infty}^{\infty} s \left(t + \frac{\tau}{2} \right) s^{*} \left(t - \frac{\tau}{2} \right) e^{-j2\pi j t} dt$$
(B.4)

gdzie: s(t) jest analizowanym sygnałem, a $s^*(t)$ jest sygnałem sprzężonym do s(t).

Przekształcenie (B.10) jest rodzajem kombinacji przekształcenia Fouriera i funkcji autokorelacji [Łączkowski, 1974], czego wynikiem jest widmo jako funkcja czasu lub autokorelacja jako funkcja częstotliwości. Jest ono często porównywane do dwuwymiarowej korelacji wzajemnej [Maczak, Radkowski, et al., 1996]. Transformata Wignera - Ville'a może być traktowana jak zmieniająca się w czasie gęstość widmowa sygnału obliczana jak krótkoczasowa transformata Fouriera [Gade, Gram-Hansen, 1996]. Należy podkreślić, że w odróżnieniu od przekształcenia Fouriera jej zastosowanie nie polega jednak na przedstawieniu sygnału w postaci sumy funkcji bazowych. Wadą transformaty Wignera-Ville'a jest to, że wyniki jej zastosowania są często trudne do zinterpretowania z fizycznego punktu widzenia [Gade, Gram-Hansen, 1996]. Innym problemem jest mnożenie sygnału (podnoszenie wartości zawartych w sygnale do kwadratu). Z tego powodu czestotliwość próbkowania powinna być co najmniej cztery razy wieksza od maksymalnej częstotliwości składowej sygnału w celu uniknięcia zjawiska aliasingu. Rozwiązaniem tego problemu jest analiza sygnałów w postaci zespolonej, gdzie do części urojonej sygnału stosuje się przekształcenie Hilberta, co pozwala na wyeliminowanie ujemnych częstotliwości oraz usunięcie efektu aliasingu. Innym rozwiązaniem jest analiza sygnału, który został uprzednio przefiltrowany za pomocą filtrów antyaliasingowych.

Wyniki analizy sygnałów przy zastosowaniu przekształcenia Wignera-Ville'a są często trudne do zinterpretowania. Brak ograniczenia w rozdzielczości analizy (w porównaniu z innymi tego typu przekształceniami) odbywa się kosztem gorszej przejrzystości charakterystyk czasowo-częstotliwościowych [Gade, Gram-Hansen, 1996].

Do zalet tego przekształcenia należy jednak zaliczyć duże możliwości w rozróżnianiu zjawisk, w których zachodzą zmiany amplitudy lub fazy. Metoda daje bardzo dobre efekty w

estymacji sygnałów, w których występują składowe będące wynikiem zjawisk o porównywalnym czasie trwania. Z badań literaturowych wynika, że daje ona dobre wyniki w wykrywaniu zdudniania się częstotliwości. Analiza sygnałów będących wynikiem zjawisk o znacznie różniących się długościach czasu trwania, na przykład sygnałów rejestrowanych podczas badań rozruchu - wybiegu, daje gorsze wyniki [Mączak, Radkowski, et al., 1996].

Dodatek C. Metody o zmiennej rozdzielczością w dziedzinach częstotliwości i czasu

Zastosowanie metod prowadzących do czasowo-częstotliwościowej reprezentacji sygnału omówionych w poprzednich rozdziałach pracy daje dobre wyniki w przypadku analizy sygnałów stacjonarnych lub sygnałów niestacjonarnych, które są kombinacją liniową tylko składowych wąskopasmowych lub tylko składowych szerokopasmowych o porównywalnych długościach przedziałów czasu, w których występują [Chui, 1992] [Gade, Graham-Hansen, 1996] [Kumar, Fuhrmann, et al., 1992] [Maczak, Radkowski, et al., 1996]. Wiekszość procesów fizycznych zachodzących podczas działania obiektów rzeczywistych odznacza się tym, że przedział czasu, w którym zachodzi zjawisko generujące składowe o wysokich częstotliwościach, jest relatywnie krótki w porównaniu z czasem działania obiektu, podczas gdy zjawiska generujące składowe szerokopasmowe charakteryzują się dłuższym czasem trwania [Dalpiaz, Rivola, 1995]. Prawidłowość ta ma swoje odzwierciedlenie w generowanych przez obiekty rzeczywiste sygnałach, które zawieraia składowe wąskopasmowe i składowe szerokopasmowe o znacznie różniących się skalach czasowych. Zastosowanie metod opisanych w dodatku B wykazuje więc wiele wad. Wady te spowodowane są przede wszystkim stałą szerokością okna w czasie analizy, co powoduje, że nie moga być jednocześnie identyfikowane wszystkie składowe sygnału. Ich wykrycie wiaże się z zastosowaniem rodzaju analizy, który charakteryzowałby się zmienną rozdzielczością (zmiana szerokości okna w czasie analizy). Z tego względu najodpowiedniejszym rodzajem analizy w tym przypadku jest metoda, która pozwala na uzyskanie dużej rozdzielczości w dziedzinie czasu dla zakresu niskich częstotliwości i dużej rozdzielczości w dziedzinie częstotliwości dla składowych waskopasmowych. Ta cecha jest charakterystyczna dla transformaty falkowej, co kwalifikuje ja jako sposób analizy szczególnie przydatny w przetwarzaniu sygnałów niestacjonarnych [Chui, 1992] [Dalpiaz, Rivola, 1997]. Z tego powodu jest także nazywana metodą o zmiennej rozdzielczości [Daubechies, 1992] [Strang, Nguyen, 1996] [Wojtaszczyk, 1996].

W przypadku analizy falkowej reprezentacja sygnału nazywana jest czasowoskalową, a charakterystyki otrzymywane w wyniku jej zastosowania noszą nazwę *skalogramów* [Chui, 1992]. Parametr skali jest odwrotnością częstotliwości.

Rozwijająca się obecnie bardzo dynamicznie metoda znalazła zastosowanie w wielu dziedzinach nauki [Adamczyk, Łopacz, 1997] [Antoine, 1996] [Dalpiaz, Rivola, 1995] [Dalpiaz, Rivola, 1997] [Dalpiaz, Rivola, 1998] [Evagelista, 1993] [Miccchelli, 1997] [Mori, Kasashima, et al., 1996] [Newland, 1994a] [Newland, 1994b] [Timofiejczuk, 1997a] [Timofiejczuk, 1997c] [Timofiejczuk, 1997e]. Pozytywne efekty jej zastosowania wynikają głównie z możliwości dowolnego określania parametrów (parametru skali i funkcji bazowej) dla poszczególnych zastosowań [Timofiejczuk, 1997b]. Oprócz doboru parametrów analizy, które zostały opisane poniżej, bardzo interesująca jest geneza metody, co skłoniło autorkę do

zawarcia, w następnym punkcie pracy, krótkiego rysu historycznego metody opartej na analizie falkowej.

C. I. Rys historyczny metody falkowej

Dynamiczny rozwój analizy falkowej miał miejsce w połowie lat osiemdziesiątych, ale pierwsze jej opisy w literaturze pojawiły się w 1910 roku [Micchelli, 1997]. Analiza nie nazywała się wtedy falkową, a autorem opisu metody był Alfred Haar [Cohen, Kovacevic, 1996]. Opisał metodę liniowej dekompozycji sygnału opartą na teorii Fouriera z początku XIX wieku. Analiza ta nie cieszyła się jednak dużym powodzeniem do lat siedemdziesiątych. Istnieje wiele dziedzin jej późniejszego rozwoju, najciekawsze jest to, że do połowy lat osiemdziesiątych były one zupełnie niezależne od siebie [Cohen, Kovacevic, 1996]. Z tego powodu zapewne można obecnie pokazać tak wiele jej zastosowań.

W drugiej połowie lat siedemdziesiątych Francuz J. Morlet zaproponował rodzaj analizy sygnału zawierającego składowe zarówno w zakresie wysokich, jak i niskich częstotliwości [Chiu, 1992]. Analiza ta była podobna do analizy Fouriera, ale funkcja okna zależała od dwóch parametrów. Przekształcenie to pozwalało na rozszerzanie nośnika funkcji okna w dziedzinie czasu dla niskich częstotliwości i zwężanie dla wysokich częstotliwości, jednocześnie przesuwając nośnik funkcji wzdłuż realizacji sygnału. Parametrami funkcji były: przesunięcie w czasie (translacja) i stopień zwężenia okna, który nazywa się także *skalą.* Pojedyncza funkcja, która pokrywała dwuwymiarową przestrzeń reprezentacji sygnału. nasuwała skojarzenia z falami. Analiza ta została więc nazwana *analizą falkową o stałym kształcie* [Chui, 1992]. W kilka lat później, zapewne ze względów praktycznych, nazwa została skrócona do anlizy falkowej.

W latach osiemdziesiątych metoda wzbudziła zainteresowanie A. Grossmanna, fizyka, który studiował z Morletem. Odkrył w niej narzędzie przydatne w badaniach w dziedzinie mechaniki kwantowej, dla której opracował i wykorzystał odwrotne przekształcenie falkowe [Strang, Nguyen, 1996].

Zastosowanie analizy falkowej dla celów mechaniki kwantowej było także tematem prac I. Daubechies, która w 1985 roku rozpoczęła badania nad wykorzystaniem szeregów falkowych (dotychczas wykorzystywano przekształcenia ciągłe) [Daubechies, 1992]. Szeregi falkowe związane są bezpośrednio z koncepcją ram, które opisała między innymi Jelena Kovacevic [Cohen, Kovacevic, 1996]. Także w 1985 roku badania nad wykorzystaniem analizy falkowej rozpoczął matematyk Y. Mayer, który przypadkowo odkrył prace Morleta i Grossmanna i rozpoznał w opisywanej przez nich analizie metodę podobną do analizy harmonicznej, przedstawionej w 1960 roku przez A. Calderona [Chiu, 1992]. Dużym wkładem Mayera w rozwój analizy falkowej było zaproponowanie ortonormalnej funkcji bazowej z bardzo dobrymi właściwościami lokalizacji składowych sygnału zarówno w dziedzinie czasu, jak i w dziedzinie częstotliwości [Strang, Nguyen, 1996]. W krótkim czasie po opracowaniu koncepcji funkcji bazowej przez Mayera, inną funkcję bazową zaproponował Lemarie [Daubechies, 1992]. Wartości funkcji Lemarie szybciej dążyły do zera, a do jej opisu wykorzystał wielomiany sklejane. W 1986 roku analizą falkową zainteresował się S. Mallat, zajmujący się analizą obrazu. Mallat wraz z Mayerem opracowali koncepcję analizy o zmiennej rozdzielczości [Chui, 1992]. Z tej koncepcji wywodzą się wszystkie algorytmy oparte na lustrzanych właściwościach analizy, a więc kwadraturowe filtry lustrzane, zastosowanie filtrów rekurencyjnych i nierekurencyjnych oraz pakiety funkcji bazowych [Strang, Nguyen, 1996].

Możliwości budowania własnych funkcji bazowych, to jest funkcji służących do dekompozycji sygnału, w przypadku tej analizy są nieograniczone także pod względem aparatu matematycznego. Przykładem może być popularność definiowania falek za pomocą wielomianów sklejanych, co daje bardzo duże możliwości. Wymienione wyżej nazwiska nie zostały przytoczone przypadkowo. Każda z tych osób pozostawiła swój ślad w rozwoju analizy falkowej w postaci własnych funkcji bazowych. Każda z nich zajmuje się innym obszarem nauki, co jest dowodem na to, że ten typ analizy przy odpowiednim doborze parametrów może dawać także dobre wyniki w analizie diagnostycznych sygnałów niestacjonarnych.

C.2. Istota metody falkowej

Analiza falkowa polega na dekompozycji sygnału do postaci kombinacji liniowej funkcji nazywanych falkami [Chui, 1992]. Jej cechą charakterystyczną jest zmienna rozdzielczość. Zmienność ta uzyskiwana jest przez operacje wykonywane na funkcjach analizujących (falkach). Zastosowanie analizy falkowej prowadzi, jak w przypadku krótkoczasowej transformaty Fouriera, do dwuwymiarowej reprezentacji sygnału. W tym przypadku, ze względu na wspomnianą już zmienną rozdzielczość analizy, uzyskuje się znacznie lepsze możliwości lokalizacji poszczególnych składowych sygnału zarówno w dziedzinie czasu, jak i w dziedzinie częstotliwości [Chui, 1992].

Do zalet przekształcenia falkowego zaliczyć należy możliwość dekompozycji sygnału do postaci sumy określonych funkcji oraz zmienną rozdzielczość czasowo-częstotliwościową. Wadą tego przekształcenia może być fakt, że w przypadku zastosowania analizy falkowej uzyskuje się lepszą rozdzielczość czasową kosztem gorszej rozdzielczości częstotliwościowej dla składowych o wysokich częstotliwościach oraz lepszą rozdzielczość w dziedzinie częstotliwości i gorszą w dziedzinie czasu dla składowych o niskich częstotliwościach. Wada ta jednak nie ma znaczenia, a nawet staje się zaletą w przypadku rzeczywistych sygnałów, które są w większości niestacjonarne.

Algorytm zastosowania analizy falkowej jest podobny do zastosowania filtrów pasmowoprzepustowych, ze stałą względną szerokością pasma [Strang, Nguyen, 1996]. Analogicznie, jak w przypadku analizy Fouriera, estymacja polega więc na liniowej dekompozycji sygnału do postaci kombinacji liniowej funkcji bazowych i odpowiednich współczynników. Jednak, podczas gdy podstawą analizy Fouriera jest rozkład sygnału do postaci kombinacji liniowej funkcji analiza falkowa pozwala na dekompozycję sygnału za pomocą dowolnej funkcji [Wojtaszczyk, 1996].

C.2.1. Funkcje bazowe przekształcenia falkowego

Większość przekształceń (wyjątek stanowi np. transformata Wignera-Ville'a) opiera się na rozkładzie sygnału do postaci kombinacji liniowej funkcji otrzymywanych w wyniku działań wykonywanych na funkcjach bazowych. Termin *funkcja bazowa* pochodzi z obszaru algebry wektorów [Kołodziej, 1986].

Bazą przestrzeni wektorów jest zbiór liniowo niezależnych wektorów, takich że dowolny wektor w przestrzeni X można zapisać jako liniową kombinację ortogonalnych wektorów bazowych. W danej przestrzeni może istnieć więcej niż jedna baza, ale wszystkie z nich mają tę samą liczbę wektorów bazowych. Liczba ta nazywana jest *wymiarem przestrzeni* [Kołodziej, 1986]. W przestrzeni k-wymiarowej baza składa się z k wektorów, co można zapisać:

$$x = \sum_{k} X^{k} a_{k} \tag{C.1}$$

Określenie baza przestrzeni wektorów może być w prosty sposób implementowane do opisu obszaru funkcji dla celów zdefiniowania bazy przestrzeni funkcji [Kołodziej, 1986]:

$$f(t) = \sum_{k} \mu_{k} \phi_{k}(t)$$
 (C.2)

Oznacza to, że funkcja bazowa jest rodzajem funkcji, która poddana translacji należy także do tej samej przestrzeni [Strang, Nguyen, 1996].

Wyróżnia się wiele modeli sygnałów. Kryterium ich podziału jest energia sygnału, którą można wyrazić całką [Wojnar, 1980]:

$$W(T) = \int_{0}^{T} x^{2}(t) dt \qquad (C.3)$$

Sygnały rzeczywiste obserwowane w skończonym przedziale są sygnałami o skończonej energii, co zapisuje się jako [Wojnar, 1980]:

$$\int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt < \infty \tag{C.4}$$

która jest funkcją definiowaną w klasie $L^2(-\infty,\infty)$, to jest w przestrzeni funkcji całkowalnych z kwadratem [Kołodziej, 1986]. Funkcje bazowe przekształcenia falkowego zawierają się również w tej przestrzeni [Strang, Nguyen, 1996].

W teorii sygnałów wiele pojęć stosuje się przez analogię do algebry wektorów. Najistotniejszymi z punktu widzenia definiowania nowych baz przekształcenia falkowego są *ortogonalność* i *ortonormalność*. Podobnie do definicji ortogonalności wektorów [Kołodziej, 1986] dwie funkcje f(t) i g(t) określa się w $L^2(a,b)$ jako ortogonalne, jeżeli ich iloczyn skalarny jest równy zero [Strang, Nguyen, 1996]:

$$\langle f(t), g(t) \rangle = \int_{a}^{b} f(t)g(t)dt = 0$$
 (C.5)

Zbiór funkcji można natomiast nazwać ortonormalnym w klasie $L^2(a,b)$, jeżeli [93]:

$$\int_{a}^{b} f_{i}(t)f_{j}(t) dt = 0 \quad \text{dla} \quad i \neq j \quad \text{i} \quad \int_{a}^{b} \left\{ \left| f(t) \right| \right\}^{2} dt = 1$$
(C.6)

dla funkcji definiowanych w klasie $L^2(a,b)$

Ortogonalność i ortonormalność funkcji bazowych ma duże znaczenie w teorii sygnałów z wielu powodów. Ortogonalność i ortonormalność funkcji pozwala na jej rozwijanie [Kołodziej, 1986] [Wojnar, 1980]. W przypadku funkcji ortonormalnych rozwijanie to jest szczególnie łatwe i dowodzi się, że ma ono bardzo prostą i regularną postać [Wojnar, 1980]:

$$x = \sum_{i=1}^{\infty} \langle x, \varphi_i \rangle \varphi_i \tag{C.7}$$

Wyrażenie (C.7) jest szeregiem, który jest zbieżny dla dowolnych funkcji należących do przestrzeni $L^2(T)$, a suma pierwszych *n* wyrazów stanowi *n*-wymiarową reprezentację sygnału.

Wyróżnia się wiele rozwinięć względem bazy funkcji ortonormalnych. Na szczególną uwagę w teorii sygnałów zasługują [Wojnar, 1980]:

1. szereg Fouriera, którego bazą jest zbiór zespolonych funkcji harmonicznych,

2. szereg Walsha będący rozwinięciem bazy prostokątnych funkcji Walsha.

Ortonormalność funkcji bazowych jest warunkiem ich rozwijania w szereg. Nie wszystkie funkcje bazowe, które spełniają warunek ortogonalności, są ortonormalne [Kołodziej, 1986]. Wiele z nich można jednak unormować, czego przykładem mogą być niektóre funkcje bazowe przekształcenia falkowego [Wojnar, 1980].

Przekształcenie falkowe jest transformacją sygnału do postaci kombinacji liniowej funkcji bazowych. Funkcja bazowa $w_{j,k}(t)$ jest rozwinięciem określonej funkcji i można ją wyrazić jako niezależny liniowo zbiór [Chui, brak]:

$$f(t) = \sum_{j,k} b_{j,k} w_{j,k}(t)$$
(C.8)

Funkcję bazową nazywa się także funkcją macierzystą, albo falką-matką i oznacza się jako w(t) [Chui, 1992]. Nazwa tych funkcji związana jest z małym nośnikiem, a więc małym zbiorem, w którym funkcja przyjmuje wartości niezerowe. Zastosowanie funkcji bazowych w czasie analizy sygnału polega na realizacji dwóch operacji wykonywanych na nośniku funkcji [Chui, 1992]:

- przesuwaniu w czasie,
- zawężaniu długości analizowanej podrealizacji sygnału.

Operacje te odpowiadają kolejnym wyrazom w szeregu falkowym.

Przyjmuje się, że dla funkcji-matki przedział niezerowy zaczyna się w chwili czasu t=0, a kończy w chwili czasu t=N. Przekształcenie funkcji do postaci $w_{0,k}$, polegające na

przesunięciu w czasie, powoduje, że nośnik zaczyna się w chwili czasu t=k, a kończy w chwili czasu t=k+N. Przekształcenie funkcji do postaci $w_{j,0}$, polegające na skróceniu przedziału, w którym przyjmuje ona wartości niezerowe, powoduje, że nośnik zaczyna się w czasie t=0, a kończy w czasie $t = N/2^{J}$. Przesunięcie i zwężenie nośnika funkcji bazowych można opisać za pomoca nastepujacych wyrażeń:

zwężanie:

$$w_{i,0} = w(2^{j}t)$$
 (C.9)

- przesuwanie:

$$w_{0,k} = w(t-k)$$
 (C.10)

Operacje jednoczesnego przesuwania i skracania nośnika funkcji bazowej, opisane za pomocą (C.9) i (C.10) można przedstawić jako wyrażenie:

$$w_{j,k} = w(2^{j}t - k) \tag{C.11}$$

Transformacja falkowa ma dwie bardzo ważne cechy związane bezpośrednio z funkcjami bazowymi tego przekształcenia [Chui, 1992]. Pierwsza z nich to możliwość dekompozycji sygnału względem dowolnych funkcji bazowych będących funkcjami ortonormalnymi. Warunek ten w niektórych przypadkach nie jest spełniony. Dekompozycja sygnału może opierać się wtedy na bazach biortogonalnych [Strang, Nguyen, 1996]. Druga bardzo ważna cechą funkcji bazowych tego przekształcenia jest fakt, że rozwiniecie sygnału opiera się w tym przypadku na dwóch parametrach, które odpowiadają szerokości okna w dziedzinach czasu i częstotliwości. Iloczyn tych parametrów (skali i translacji) jest stały (zgodnie z zasadą nieoznaczoności) [Chui, 1992]. Zmiany tych parametrów sa jednak powodem najważniejszej zalety analizy falkowej: zmiennej rozdzielczości. Funkcje przyjmowane jako funkcje bazowe w analizie falkowej różnia się przede wszystkim od funkcji bazowych w analizie opartej na STFT długością nośnika. W przypadku analizy Fouriera długość nośnika jest nieograniczona, a oscylacje funkcji zanikają w nieskończoności. Falki charakteryzują się skończoną i krótką długością nośnika, co pociąga za sobą możliwie szybkie zanikanie oscylacji. Porównanie funkcji bazowych w przypadku STFT i analizy falkowej przedstawia rysunek C.1.

Zastosowanie funkcji bazowych jest bardzo podobne do filtracji sygnału, co jest szczególnie widoczne w przypadku dyskretnego przekształcenia falkowego, gdzie buduje się funkcje bazowe mające cechy kwadraturowych filtrów lustrzanych, QMF) [Vetterli, Herley, 1992]. Filtracja ta jednak, w odróżnieniu od analizy opartej na STFT, która cechuje się stałą bezwzględną szerokością pasma (Δf =const), charakteryzuje się stałą wartością $Q = \Delta f / f_0$. Wraz ze zmianą częstotliwości środkowej pasma zmienia się jego szerokość. Umożliwia to wykrycie krótko trwających składowych w zakresie wysokich częstotliwości oraz składowych będących wynikiem zjawisk o dłuższym czasie trwania w zakresie niskich częstotliwości.



Rys. C.1. Porównanie wyników analizy opartej na STFT i WT [Vetterli, Herley, 1992] Fig. C.1. Comparision of results of analysis based on the STFT and the WT

W literaturze poświęconej analizie falkowej istnieje wiele opisów rodzin funkcji bazowych [Daubechies, 1992] [Misiti, Misiti, et al., 1996] [Timofiejczuk, 1997b]. Zastosowanie określonej rodziny tych funkcji zależy w głównej mierze od rodzaju przekształcenia falkowego. Wyróżnia się ciągłe przekształcenie falkowe, ciągłe przekształcenie zdyskretyzowane oraz przekształcenie dyskretne [Wojtaszczyk, 1996]. Oprócz wyżej wymienionych cech falki powinny spełniać następujące warunki [Wojtaszczyk, 1996]:

- warunek zerowej wartości średniej, z czego wynika, że funkcja oscyluje,
- warunek skończonej liczby momentów w przestrzeni,
- warunek symetrii związany z właściwościami lokalizacji czasowo-częstotliwościowej.

C.2.2. Parametry przekształcenia falkowego

Parametrami przekształcenia falkowego są *skala* i *translacja* (przesunięcie czasowe). Charakterystyki uzyskiwane przy zastosowaniu tego przekształcenia noszą nazwę skalogramów albo charakterystyk czasowo-skalowych. Bardziej poprawną nazwą jest w tym przypadku charakterystyka czasowo-translacyjna, gdyż oś pozioma odpowiada dokładnie przesunięciu czasowemu, któremu poddawana jest funkcja bazowa. Przesunięcie to wyrażane jest jednak w jednostkach czasu i może być rozumiane także jako kolejne chwile czasu realizacji sygnału. Wartości skali są natomiast odwrotnością częstotliwości. Między skalą *s* i przesunięciem czasowym τ występuje następujący związek:

$$s = s_0^m \qquad \tau = n s_0^m \tau_0 \tag{C.12}$$

gdzie m i n są liczbami całkowitymi.

W zależności od rodzaju przekształcenia (CWT, półdyskretne CWT lub DWT) parametry te przyjmują określone wartości. Ponieważ analiza falkowa charakteryzuje się podobieństwem do filtracji ze stałą względną szerokością pasma, szczególnym przypadkiem parametru skali jest sytuacja, kiedy przyjmuje on wartości równe kolejnym potęgom liczby 2 [Wojtaszczyk, 1996]. W takim przypadku uzyskuje się rozkład sygnału w oktawowych pasmach częstotliwości.

C.3. Ciągłe przeksztalcenie falkowe (CWT)

Ciągłe przekształcenia falkowe można przedstawić za pomocą następującego wyrażenia [Wojtaszczyk, 1996]:

$$CWT_{w}(s,\tau) = \frac{1}{\sqrt{s}} \int_{-\infty}^{\infty} \psi^{*} \left(\frac{t-\tau}{s}\right) x(t) dt \qquad (C.13)$$

gdzie: s - oznacza parametr nazywany parametrem skali,

 τ - oznacza wartość translacji funkcji analizującej,

t - jest oznaczeniem kolejnych chwil czasu,

 $\psi(...)$ - jest funkcją bazową,

x(t) - jest analizowanym sygnałem.

Przekształcenie ciągłe charakteryzuje się wartościami parametrów s i τ należącymi do zbioru liczb rzeczywistych.

Zgodnie z definicją iloczynu skalarnego [Kołodziej, 1986], ciągłe przekształcenie falkowe CWT^{ψ} może być rozumiane jako iloczyn skalarny sygnału x(t) i funkcji bazowej $\psi(...)$ i może być zapisane także w postaci [Chui, 1992]:

$$CWT_{x}^{\psi}(\tau,s) = \Psi_{x}^{\psi}(\tau,s) = \int x(t)\psi_{\tau,s}^{*}(t)dt \qquad (C.14)$$

gdzie:

$$\psi_{\tau,s}(t) = \frac{1}{\sqrt{s}} \psi \left(\frac{t - \tau}{s} \right) \tag{C.15}$$

Tak zdefiniowane *CWT* pokazuje, że stosowanie analizy falkowej wyznacza miarę podobieństwa pomiędzy funkcjami bazowymi (falkami) i sygnałem [Chui, 1992]. Współczynniki CWT są miarą podobieństwa podrealizacji sygnału do nośnika funkcji bazowej.

Zastosowanie analizy falkowej wiąże się przede wszystkim z wyborem funkcji bazowej, która powinna spełniać odpowiednie warunki oraz z określeniem przedziału częstotliwości, w którym sygnał będzie analizowany. Przedział ten w ogólnym przypadku powinien spełniać kryterium Nyquista [Chui, 1992].

Działania wykonywane podczas zastosowania ciągłego przekształcenia można przedstawić w następujących krokach:

– wyznaczenie wartości funkcji bazowej dla chwili czasu $\tau=0$ i parametru skali s=1,

- mnożenie wartości funkcji bazowej przez wartości sygnału,

- całkowanie wyniku mnożenia po czasie realizacji sygnału w granicach od +∞ do -∞,
- mnożenie rezultatu całkowania przez 1/sqrt(s); mnożenie to jest wykonywane dla celów normalizacji energii, w wyniku czego transformowany sygnał będzie miał tę sama energię dla wszystkich wartości parametru skali.

Wyznaczone wartości są wartościami współczynników falkowych. W tym przypadku są to wartości ciągłej transformaty falkowej w chwili czasu $\tau=0$ dla wartości parametru skali s=1. Na charakterystyce czasowo-skalowej wartość ta odpowiada wartości funkcji o parametrach $\tau=0$ i s=1.

Kolejne kroki przekształcenia falkowego są analogiczne do przedstawionych powyżej, a więc następnym działaniem jest wyznaczenie wartości funkcji bazowej dla chwili czasu $\tau = \tau_0 + \Delta \tau$ i skali s=1, gdzie $\Delta \tau$ oznacza przesunięcie w czasie. Następnymi etapami są: mnożenie wartości funkcji bazowej przez wartości chwilowe sygnału, całkowanie i normalizacja. Kroki te powtarzają się dopóki wartość $\tau \leq T$, gdzie *T* jest długością realizacji sygnału, to znaczy do momentu, kiedy nie zostanie wyznaczony jeden wiersz charakterystyki czasowo-częstotliwościowej. Po wyznaczeniu wartości współczynników falkowych dla $\tau=0+T$ i s=1 obliczane zostają wartości funkcji bazowej dla $\tau=0$ i parametru skali $s=s_0+\Delta s$, gdzie Δs jest przyrostem skali i w przypadku przekształcenia ciągłego może przyjmować wartości ze zbioru liczb rzeczywistych.

Funkcje bazowe przekształcenia falkowego są ortogonalne. Wyróżnia się przypadki, kiedy nie spełniają one tego warunku. Ortogonalność tych funkcji jest jednym z dwóch warunków koniecznych dla wyznaczania odwrotnego ciągłego przekształcenia falkowego [Wojtaszczyk, 1996]. Drugim warunkiem jest określenie wielkości $\Delta \tau$, odpowiadającej przedziałowi próbkowania w dziedzinie czasu. Ciągłe przekształcenie odwrotne CWT_{ψ}^{-1} wyraża się następującym wzorem [Wojtaszczyk, 1996]:

$$x = CWT_{\psi}^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{ds \, d\tau}{s^2} \langle x, \psi^{s, \tau} \rangle \psi^{s, \tau}$$
(C.16)

gdzie: $\psi^{s,\tau}(x) = |s|^{-\frac{N}{2}} \psi\left(\frac{x-\tau}{s}\right).$

Należy zauważyć, że funkcje bazowe stosowane w CWT są również funkcjami bazowymi odwrotnego przekształcenia falkowego.

Większe znaczenie dla celów praktycznych znajduje przekształcenie dyskretne. Rozróżnia się w tym przypadku zdyskretyzowaną formę CWT oraz przekształcenie dyskretne.

C.4. Dyskretyzacja ciąglego przekształcenia falkowego

Przykładem dyskretyzacji ciągłego przekształcenia falkowego jest wynik zastosowania przedstawionego powyżej uogólnionego algorytmu, który pokazuje, że chociaż w przypadku ciągłego przekształcenia falkowego oba parametry τ i *s* powinny być zwiększane w sposób ciągły, to dla celów numerycznych parametry te wzrastają z małym krokiem [Wojtaszczyk,

1996]. Takie przekształcenie nazywa się półciągłym, a przez analogię do przekształcenia Fouriera można nazwać je szeregiem falkowym [Daubechies, 1992]. Wynikiem zastosowania półciągłej transformaty falkowej są współczynniki w szeregu falkowym. Należy podkreślić, że dyskretna forma CWT jest całkowicie różna od dyskretnej postaci transformaty falkowej. Podczas gdy wynikiem zastosowania CWT jest miara podobieństwa funkcji bazowej do podrealizacji sygnału, działanie DWT jest analogiczne do filtracji sygnału ze stałą względną szerokością pasma. Zastosowanie DWT wymaga zdefiniowania funkcji bazowych za pomocą odpowiadających im filtrów.

C.4.1. Ramy

W przypadku dyskretnej formy CWT parametry skali i translacji przyjmują odpowiednio wartości [Wojtaszczyk, 1996]:

$$= s_0^m \qquad \tau = n s_0^m \tau_0 \tag{C.17}$$

gdzie m i n są liczbami całkowitymi.

Dyskretyzacja ciągłego przekształcenia falkowego wymaga przyjęcia siatki odpowiadającej dyskretnym wartościom sygnału, którą definiuje się jako zbiór [Wojtaszczyk, 1996]:

$$\Gamma = \left\{ s_m, \tau_n m, n \in CWT \right\}$$
(C.18)

Siatkę nazywa się "dobrą dyskretyzacją" CWT, jeżeli sygnał x(t) może być przedstawiony jako:

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{m,n \in C} \langle \psi_{m,n}, \mathbf{x} \rangle \widetilde{\psi}_{m,n}(\mathbf{x})$$
(C.19)

a więc może być wynikiem rozwinięcia względem funkcji bazowej $\Psi_{m,n}$, gdzie: $\Psi_{m,n} \equiv \Psi_{\omega,\tau_n}$, a $\widetilde{\Psi}_{m,n}$ może być zbudowana na podstawie $\Psi_{m,n}$.

Powyższe równanie oznacza w teorii falkowej, że sygnał x(t) może być reprezentowany przez zbiór jego współczynników falkowych $\left\{ \langle \psi_{mn}, x \rangle \right\}$.

Wyznaczenie przekształcenia odwrotnego polega na rekonstrukcji sygnału z jego współczynników, związane jest z problemem stabilności numerycznej. Stabilność ta związana jest bezpośrednio z błędem, jakim obciążone są współczynniki falkowe (tzn. mały błąd współczynnika wpływa na małą wartość błędu zrekonstruowanego sygnału). Z literatury, a w szczególności prac I. Daubechies [Daubechies, 1992], wynika, że stabilność numeryczną można osiągnąć dla pewnych stałych A>0, $B<\infty$, które nazywane są granicami ramy. Małe wartości tych stałych gwarantują numeryczną stabilność. Funkcję bazową postaci:

$$\psi_{m,n}(x) = s_0^{-m/2} \left(s_0^{-m} x - n \tau_0 \right) \tag{C.20}$$

gdzie: m,n należą do zbioru liczb całkowitych dodatnich, nazywa się ramą w określonej przestrzeni z granicami A i B wtedy, gdy [Daubechies, 1992]:

$$A\|x\|^{2} \leq \sum_{m,n \in C} \left| \left\langle \psi_{m,n}, x \right\rangle \right|^{2} \leq B\|x\|^{2}$$
(C.21)

W przypadku A=B>1 rama nazywana jest ciasną (ang. tight). Kiedy A=B=1 rama jest bazą ortonormalną (norma jednostkowa). W praktycznych zastosowaniach zwartą ramą nazywa się taką funkcję, która spełnia warunek: |B/A-1| << 1.

Koncepcja ram związana jest ponadto z odpowiednim próbkowaniem sygnału, które realizowane jest zgodnie z przyjętą siatką. Odległości między węzłami takiej siatki mogą być związane z kolejnymi wartościami potęg liczby 2. W takim przypadku przekształcenie półdyskretne jest równoważne dyskretnemu przekształceniu falkowemu [Wojtaszczyk, 1996].

C.4.2. Szkielety

Sygnały rzeczywiste oprócz informacji dotyczących poszczególnych składowych zawierają zakłócenia, które utrudniają interpretację wyników ich analizy. Zgodnie z teorią szkieletów ich wpływ może być jednak pominięty. Podstawą tej teorii jest założenie, że większość sygnałów może być aproksymowana przez superpozycję prążków widma sygnału [Wojtaszczyk, 1996]:

$$x(t) = \sum_{j} A_{j}(t) \exp(i\phi_{j}(t))$$
(C.22)

gdzie: $A_{i}(t)$ zmienia się bardzo wolno w porównaniu z fazą $\phi_{i}(t)$.

Takie sygnały są nazywane także asymptotycznymi. Zakłada się, że istnieje tylko jeden taki punkt: $x_s = x_s(s, \tau)$, o którym można powiedzieć, że jest stacjonarny. Wprowadza się pojęcie grzbietu, którym nazywa się zbiór punktów (s, τ) , dla których $x_s(s, \tau) = \tau$. Punkty te wyznaczają krzywą w półprzestrzeni (s, τ) , a szczegółowa analiza pokazuje, że na tej krzywej wartości sygnału przekształconego $S(s, \tau)$ zbiegają się, z małą wartością błędu, z sygnałem analitycznym $Z(\tau)$ skojarzonym z $x(\tau)$.Dowodzi to, że ograniczenie przekształcenia falkowego do wyznaczania grzbietów, nazywanych także szkieletami, pozwala na identyfikację poszukiwanych informacji.

Zastosowanie szkieletów pozwala przykładowo na łatwe wykrywanie częstotliwości zmodulowanych. W tym przypadku nie jest konieczne obliczanie wszystkich współczynników falkowych, ale wyłącznie wartości odpowiadających grzbietom. Metoda jest szczególnie użyteczna w spektroskopii czy analizie obrazów mającej na celu wykrywanie kształtów.

C.5. Dyskretne przekształcenie falkowe

Dla dyskretnych wartości parametrów *a* i *b* przekształcenie ma postać [Wojtaszczyk, 1996]:

$$S_{w}(m,n) = s_{0}^{-m/2} \int_{-\infty}^{\infty} h(s_{0}^{-m}t - n\tau_{0}) x(t) dt$$
 (C.23)

Parametry przyjmują odpowiednio dyskretne wartości $s = s_0^m$ i $\tau = n\tau_0 s_0^m$, gdzie *m* i *n* są liczbami całkowitymi. oraz $s_0 > 1$ i $\tau_0 > 0$. Przekształcenie dyskretne ma szczególne znaczenie z powodu jego podobieństwa do filtracji. Funkcje bazowe tego przekształcenia spełniają rolę układów filtrów odpowiednio górno- i dolnoprzepustowych. Analiza taka związana jest z kwadraturowymi filtrami lustrzanymi (QMF), które są podstawą analizy o zmiennej rozdzielczości wyprowadzanej przez Mallata [Strang, Nguyen, 1996].

Dla celów tego typu analizy falkowej dyskretne wartości parametrów s i τ są zwykle wielokrotnościami liczby 2. W takim przypadku zależność opisująca funkcję bazową przyjmuje następującą postać [Strang, Nguyen, 1996]:

$$\psi_{m,n}(x) = s_0^{-m/2} \psi \Big(s_0^{-m} \Big(x - n \tau_0 s_0^m \Big) \Big) = s_0^{-m/2} \Big(s_0^{-m} x - n \tau_0 \Big)$$
(C.24)

gdzie, jak poprzednio:

$$s = s_0^m \tag{C.25}$$

$$\tau = n s_0^m \tau_0 \tag{C.26}$$

Z powyższych zależności wynika, że przesunięcie czasowe zależy także od parametru skali, co oznacza, że falki o dużym nośniku są przesuwane z większym krokiem czasowym niż falki o małym nośniku.

Oprócz teorii opartej na filtrach lustrzanych wśród metod bazujących na dyskretnym przekształceniu falkowym można wyróżnić: bazy biortogonalne i pakiety falkowe [Daubechies, 1992]

C.5.1. Analiza wielorozdzielczościowa

Jak wspomniano wyżej, z punktu widzenia przetwarzania sygnałów, zastosowanie analizy falkowej może być porównane do zastosowania filtrów pasmowoprzepustowych o stałej względnej szerokości pasma (stała *Q*). W przypadku analizy z zastosowaniem przekształcenia dyskretnego, to jest w przypadku gdy parametr skali przyjmuje wartości potęgi liczby 2, istnieje analogia do pasmowych filtrów oktawowych. Zmienna rozdzielczość analizy jest podstawą dla wielu algorytmów i pochodnych zastosowań przekształcenia falkowego. Wyjaśnia ją następujące rozumowanie [Daubechies, 1992]:

Przestrzenią V_0 nazywa się przestrzeń pasmowo ograniczonych funkcji o częstotliwościach z przedziału (- π , π). Jako zbiór funkcji bazowych tej przestrzeni (które są ortonormalne) definiuje się:

$$\phi(x-k) = \operatorname{sinc}(x-k) = \frac{\sin(\pi(x-k))}{\pi(x-k)}$$
(C.27)

Analogicznie przestrzenią V_{-1} nazywa się przestrzeń pasmowo ograniczonych funkcji o częstotliwościach z przedziału ($-2\pi, 2\pi$). W tym przypadku zbiór funkcji bazowych ma postać:

$$\sqrt{2} \cdot \operatorname{sinc}(2x - k) \tag{C.28}$$

Przestrzenie zawierają się w sobie, co określa zależność: $V_0 \subset V_{-1}$. Oznacza, że jeżeli $x(t) \in V_0$, to $x(2t \in V_{-1})$ Jeżeli przestrzeń W_0 oznacza przestrzeń pasmowo ograniczonych funkcji o częstotliwościach z przedziału (- 2π , π) \cup (- π , 2π), to można wyprowadzić związek:

$$V_{-1} = V_0 \oplus W_0 \tag{C.29}$$

Z czego wynika, że dla dowolnej przestrzeni V_i można zapisać:

$$V_i \subset V_{i-1}$$

$$V_{i-1} = V_i \oplus W_i$$
(C.30)

oraz:

Zależności (C.30) i (C.31) są podstawą dla wielu algorytmów opartych na zastosowaniu kwadraturowych filtrów lustrzanych [Strang, Nguyen, 1996] [Vishwanth, 1994]. Wykorzystanie tych zależności dla celów numerycznego obliczania przekształcenia falkowego wynika z ich iteracyjnego charakteru. Opisaną wyżej funkcję bazową ϕ nazywa się *funkcją skalującą* [Strang, Nguyen, 1996], jeżeli jej zastosowanie pozwala na wygenerowanie zawierających się w sobie przestrzeni. Parę złożoną z funkcji skalującej i falki nazywa się zestawem filtrów lustrzanych, z których jeden jest górno-, a drugi dolnoprzepustowy [Strang, Nguyen, 1996].

Funkcja skalująca jest analogią (w układach fizycznych) filtra dolnoprzepustowego i wynikiem jej działania są uśrednione wartości sygnału. Funkcja falkowa, będąca wynikiem operacji wykonanych na funkcji skalującej, jest analogią filtra górnoprzepustowego, a wynikiem jej zastosowania są składowe sygnału o wysokich częstotliwościach.

Teoria zespołów filtrów rozwinęła się w latach osiemdziesiątych i pociągnęła za sobą szybki rozwój analizy falkowej [Strang, Nguyen, 1996]. Możliwość połączenia tych dwóch technik daje ogromne możliwości w zakresie numerycznego przetwarzania sygnałów.

Wyjaśnianie pojęcia zespołu filtrów należy rozpocząć od pojęcia pojedynczego filtra. Filtrem cyfrowym można w przybliżeniu nazywać liniowy niezależny od czasu operator. Efektem jego zastosowania są wartości będące splotem wartości sygnału ze współczynnikami filtra. Filtry cyfrowe charakteryzują się dyskretnymi wartościami współczynników, które najczęściej oznacza się w sposób następujący : h(0), h(1), h(2),...,h(n). Operację filtrowania opisuje poniższa zależność [Strang, Nguyen, 1996]:

$$y(n) = \sum_{k} h(k)x(n-k)$$
 (C.32)

gdzie: y(n) są wartościami wyjściowymi, x(n-k) wartościami wejściowymi, a h(k) oznaczają współczynniki filtra.

Operacja splotu (C.32) odpowiada opisowi filtrów w dziedzinie czasu. Zastosowanie filtra w dziedzinie częstotliwości polega na mnożeniu wartości wejściowych i współczynników filtra, oznaczanych w tym przypadku H.

Zespół filtrów jest zestawem składającym się z filtra górno- i dolnoprzepustowego. Odpowiednie filtry oddzielają poszczególne składowe sygnału. Zespół filtrów składa się z części analizy (H0 - filtr dolnoprzepustowy i H1 - filtr górnoprzepustowy) i syntezy (F0 i F1) - odwrotne przekształcenie falkowe. Schemat dwukanałowego zespołu filtrów pokazano na rysunku C.2.



Rys. C.2. Dwukanałowy zespół filtrów [Strang, Nguyen, 1996] Fig. C.2. Twochannel filter bank

Operatory (\downarrow 2) i (\uparrow 2) powodują "przesuwanie się filtrów wzdłuż realizacji sygnału". Ze względu na ich zastosowanie dla celów numerycznych przyjmują one wartości będące wielokrotnościami liczby dwa i są filtrami oktawowymi. Teoria falkowa pozwala przede wszystkim na zbudowanie filtrów spełniających warunek ortogonalności lub biortogonalności. Dokładność analizy zależy od ilości współczynników filtra. Pierwszymi funkcjami bazowymi zastosowanymi w zestawach filtrów były funkcje bazowe Ingrid Daubechies [Daubechies, 1992]. Najprostszy filtr ma cztery współczynniki. Schemat takiego zestawu został przedstawiony poniżej.



Rys. C.3. Ortogonalny zespół filtrów [Strang, Nguyen, 1996] Fig. C.3. Orthogonal filter bank

Połączenie teorii falkowej, a w szczególności jej specyficznej właściwości polegającej na zmieniającej się w czasie analizy rozdzielczości, z zespołami filtrów doprowadziło do zbudowania, filtrów logarytmicznych. Algorytmy działania tych filtrów noszą nazwę piramidy albo drzewa [Vishwanth, 1994]. Poniżej przedstawiono schemat takiego zestawu.

Z połączenia analizy falkowej i teorii filtrów wynikają trzy koncepcje wspólnego ich zastosowania [Strang, Nguyen, 1996]:

- kwadraturowe filtry lustrzane. Ich nazwa wywodzi się od tego, że odpowiedź filtra górnoprzepustowego jest odbiciem lustrzanym modułu filtra dolnoprzepustowego względem częstotliwości środkowej, nazywanej kwadraturową;
- ortogonalne zestawy filtrów, które są obecnie rozwijane;

- biortogonalne zestawy filtrów.



- Rys. C.4. Zastosowanie koncepcji zmiennej rozdzielczości w zestawach filtrów [Vishwanth, 1994]
- Fig. C.4. Application of idea of varying resolution in filter banks

LITERATURA

- [Adamczyk, Łopacz, 1997] Adamczyk A., Łopacz H.: Analiza czasowo częstotliwościowa w oparciu o przebiegi próbkowane synchronicznie. Rozwinięcie softwarowe i hardwarowe. XXIV Ogólnopolskie Sympozjum Diagnostyka Maszyn. Węgierska Górka 1997, zeszyt 1/97, s. 5-16.
- [Adelson, 1997] Adelson R.M.: Frequency estimation from few measurements, Digital Signal Processing 7, 1997, 47-54.
- [Angelo, 1987] Angelo M.: Vibration Monitoring of Machnes. Technicale Review No. 1 1987 Bruel & Kjear.
- [Antoine, 1996] Antoine J. P.: The continous wavelet transform, from signal processing to motion analysis. Summer School on Wavelets. Zakopane 1996. s. 3-36.
- [Aretakis, Mathioudakis, 1997] Aretakis N., Mathioudakis K.: Wavelet analysis for gas turbine fault detection. Journal of engineering for gas turbines and power-transactions of the ASME 1997, vol. 119, Iss4, s. 870-876.
- [Atlas, 1996] Atlas L. E., Bernard G. D., Narayanan S. B.: Applications of time-frequency analysis to signal from manufacturing and amchine monitoring sensors, Proceedings of the IEEE, vol. 84, no. 9, September 1996.
- [Barbaross, 1995] Barbaross S.: Analysis of Multicomponent LFM Signals by a Combined Wigner)Hough Transform. IEEE Transactions on Signal Processing vol. 43, no 6, June 1995.
- [Batko, 1994] Batko W.: Metody syntezy diagnoz predykcyjnych w diagnostyce technicznej. Zeszyt Naukowy AGH nr 910, Mechanika nr 4/1984.
- [Batko, Gabiec, 1997] Batko W., Gabiec M.: Eliminacja zaburzeń w systemach monitorujących. Monografia, Wydawnictwo AGH, Kraków 1997.
- [Bendat, Piersol, 1976] Bendat J. S., Piersol A. G.: Metody analizy i pomiaru sygnałów losowych. PWN, Warszawa 1976.
- [Biering, Pederson, 1983a] Biering H., Pedersen O.Z.: System analysis and time delay spectrometry (Part I). Technicale Review No. 1 1983 Bruel & Kjear.
- [Biering, Pederson, 1983b] Biering H., Pedersen O.Z.: System analysis and time delay spectrometry (Part II). Technicale Review No. 2 1983 Bruel & Kjear.
- [Biger, Sloovere et al., 1995] Bigret R., De Sloovere, Hays G., Lassoued M.: Applications industrielles de la transformee de Winger-Ville. 2nd International Symposium "Acoustical and Vibratory Surveillance Methods and Diagnostic Techniques". Paryż 1995. vol. 1, s. 315 326.
- [Bracewell, 1968] Bracewell R.: Przekształcenie Fouriera i jego zastosowania. WNT, Warszawa 1968.
- [Broch, 1984] Broch J. T.: Mechanical vibration and shock measurement. Bruel & Kjear. April 1984.
- 6 [Bunkin, 1956] Bunkin W.I.: Eksploatacja turbin parowych. PWT, Warszawa 1956.

[Cempel, 1989a] Cempel C.: Diagnostyka wibroakustyczna maszyn. PWN, Warszawa 1989.

- [Cempel, 1982] Cempel C.: Podstawy wibroakustycznej diagnostyki maszyn. WNT, Warszawa 1982.
- [Cempel, 1989b] Cempel C.: Wibroakustyka stosowana. PWN, Warszawa 1989.
- [Chodasewicz, 1983] Chodasewicz W.: Analiza możliwości wykorzystania syntaktycznych metod rozpoznawania obrazów w diagnostyce technicznej maszyn. Praca NB/RMT-4/83, Instytut Podstaw Konstrukcji Maszyn, Gliwice 1983.
- [Cholewa, Kaźmierczak, 1992] Cholewa W., Kaźmierczak J.: Diagnostyka techniczna maszyn. Przetwarzanie cech sygnałów. Skrypt Politechniki Śląskiej nr 1693,Gliwice 1992.
- [Cholewa, Moczulski, 1993] Cholewa W., Moczulski W.: Diagnostyka techniczna maszyn. Pomiary i analiza sygnałów. Skrypt Politechniki Śląskiej nr 1758, Gliwice 1993.
- [Cholewa, Kiciński, 1997] Cholewa W., Kiciński J.: Diagnostyka techniczna. Odwrotne modele diagnostyczne. Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice 1997.
- [Cholewa, 1983] Cholewa W.: Analiza metod wyznaczania charakterystyk rozruchowych i wybiegowych maszyn wirnikowych, Praca NB-344/RMR2/81/RMT4/82, Instytut Podstaw Konstrukcji Maszyn, Gliwice 1983.
- [Cholewa, 1974] Cholewa W.: Metoda oceny sygnału akustycznego przekładni zębatych dla badań konstrukcyjnych. Zeszyt IPKM 22/56, Gliwice 1974.
- [Cholewa, 1976] Cholewa W.: Różnicowe widmo reprezentatywne umownego zastępczego źródła sygnału w badaniach maszyn. Archiwum Akustyki 1976, nr 3, 275-289.
- [Chui, 1992] Chui K. C.: An introduction to wavelets. Academic Press, Inc.
- [Cohen, Kovacevic, 1996] Cohen A., Kovacevic J.: Wavelets: the mathematical background, Proceedings of the IEEE, vol. 84, no. 4, April 1996.
- [Dalpiaz, Rivola, 1995] Dalpiaz G., Rivola A.: Fault detections and diagnostics in cam mechanisms. 2nd International Symposium "Acoustical and Vibratory Surveillance Methods and Diagnostic Techniques". Paryż 1995. vol. 1, s. 327 - 338.
- [Dalpiaz, Rivola, 1997] Dalpiaz G., Rivola A.: Conditions monitoring and diagnostics in automatic machines: comparision of vibration analysis techniques. Mechanical System and Signal Processing (1997), no 11(1), s. 53-73.
- [Dalpiaz, Rivola, 1998] Dalpiaz G., Rivola A., Rubini R.: Gear fault monitoring comparision of vibration analysis techniques. 2nd International Symposium "Acoustical and Vibratory Surveillance Methods and Diagnostic Techniques". Paryż 1998. vol. 2, s. 623 - 637.
- [Daubechies, 1992] Daubechies I.: Ten lectures on wavelets. Society for industrial and applied mathematics, Philadelphia, Pennsylvania 1992.
- [Diagnostyka wibracyjna, 1983a] Diagnostyka wibracyjna wirnikowych maszyn przepływowych w krajowym przemyśle chemicznym. Praca zbiorowa. Sprawozdanie z realizacji pracy NB-364, Etap I. IMiPKM Politechniki Śląskiej, Gliwice 1983.
- [Diagnostyka wibracyjna, 1983b] Diagnostyka wibracyjna wirnikowych maszyn przepływowych w krajowym przemyśle chemicznym. Praca zbiorowa. Sprawozdanie z realizacji pracy NB-364, Etap II. IMiPKM Politechniki Śląskiej, Gliwice 1983.

[Dietrych, 1978] Dietrych J.: System i konstrukcja. WNT, Warszawa 1978.

- [Dragonette, Drumheller, et al., 1996] Dragonette L.R, Drumheller D. M., Gaumond C. F., Hughes D. H., O'Connor B. T., Yen N-C., Yoder T., J.: The application of twodimensional signal transformations to the analysis and synthesis of structural excitations observed in acoustical scattering. Roceedings of the IEEE, vol. 84, no 9, September 1996.
- [Drygajło, 1996] Drygajło A.: Orthogonal Wavelet Packet Transform. Summer School on Wavelets. Zakopane 1996. s. 69 91.
- [Duda, Kleniato, 1998] Duda J.T., Kleniato M.: Algorytmiczna klasyfikacja przebiegów przejściowych układów regulacji dla potrzeb adaptacji diagnostyki. III Krajowa Konferencja Naukowo - Techniczna "Diagnostyka Procesów Przemysłowych", 1998. Jurata k. Gdańska.
- [Evagelista, 1993] Evagelista G.: Pitch-synchronous wavelet representations of speech and music signals, IEEE Transaction on Signal Processing, vol. 41, no 12, December 1993.
- [Gade, Gram-Hansen, 1996] Gade S., Gram-Hansen K.: Non-stationary Signal Analysis using Wavelet Transform, Short-time Fourier Transform and Wigner-Ville Distribution. Technicale Review No. 2 - 1996 Bruel & Kjear.
- [Gade, Herlufsen, 1994] Gade S., Herlufsen H.: Digital Filter Techniques vs. FFT Techniques for Damping Measurements (Damping Part I). Technicale Review No. 1 - 1994 Bruel & Kjear.
- [Gade, Herlufsen, 1987a] Gade S., Herlufsen H.: Use of Weighting Functions in DFT/FFT Analysis (Part I). Technicale Review No. 3 - 1987 Bruel & Kjear.
- [Gade, Herlufsen, 1987b] Gade S., Herlufsen H.: Use of Weighting Functions in DFT/FFT Analysis (Part II). Technicale Review No. 4 - 1987 Bruel & Kjear.
- [Gade, Herlufsen, 1998] Gade S., Herlufsen H., Konstantin-Hansen H., Vold H., Corwin-Renner D.: Analiza śledząca rzędów, Bruel & Kjear, Magazyn no 3, 1998.
- [Gade, Herlufsen, 1995] Gade S., Herlufsen H, Konstantin-Hausen., Wismer N.J.: Order Tracking Analysis. Technical Review no. 2 - 1995 Bruel & Kiear.
- [Harris, 1978] Harris F. J.: On the use of windows for harmonic analysis with the Discrete Fourier Transform. Proceedings of the IEEE. Vol 66, no 1, January 1978.
- [Herley, Kovacevic, et al. 1993] Herley C., Kovacevic J., Ramchandran K., Vetterli M.: Tilings of the time-frequency plane: construction of arbitrary orthogonal bases and fast tiling algorithms, The IEEE transaction on signal prosessing, vol. 41, no. 12, December 1993.
- [Ivanov, Meltzer, 1998] Ivanov Yu. Ye., Meltzer G.: Time dependent cepstral analysis it's significance and application in technical diagnostics. 2nd International Symposium "Acoustical and Vibratory Surveillance Methods and Diagnostic Techniques". Paryż 1998. vol. 1, s. 333 - 344.
- [Kateb, Drouiche, 1993] Kateb D., Drouiche K.: The Strömberg Wavelet and the Franclin System. IEEE Transaction on Signal Processing, vol 41, no 12, December 1993.

- [Kaźmierczak, 1989] Kaźmierczak J.: Zastosowanie liniowych modeli procesów losowych do prognozowania w diagnostyce maszyn. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej nr 1037, seria Mechanika, Gliwice 1989.
- [Kiciński, 1994] Kiciński J.: Symptomy diagnostyczne turbozespołów energetycznych określone metodą komputerowej i analogowej symulacji ich defektów. Materiały Ogólnopolskiego Seminarium Wibroakustycznego turbozespołów energetycznych. IMP PAN, Gdańsk 1994, s.51-92.
- [Klimek, Wysogląd, 1998] Klimek A., Wysogląd B.: Model stanowiska do badań drgań wałów i jego eksperymentalna weryfikacja. XXXVII Sympozjon "Modelowanie w mechanice". Zeszyty Naukowe Katedry Mechaniki Stosowanej, zeszyt 6, 1998.
- [Kołodziej, 1986] Kołodziej W.: Analiza matematyczna, PWN, Warszawa 1986.
- [Kosmol, 1996] Kosmol J. (red.): Monitorowanie ostrza skrawającego. Metody konwencjonalne i sieci neuronowe. WNT, Warszawa 1996.
- [Kulesza, 1984] Kulesza W.: Systemy widmowej analizy danych cyfrowych, WKŁ, Warszawa 1984.
- [Kumar, Fuhrmann, et al., 1992] Kumar A., Fuhrmann D. R., Frazier M., Bjorn D. J.: A new transform for time-frequency analysis, The IEEE transactions on signal prosessing, vol. 40, no. 7, July 1992.
- [Lee, Schwartz, 1995] Lee N., Schwartz S. C.: Robust Transient Signal Detection Using the Oversampled Gabor Representation. IEEE Transaction on Signal Processing, vol. 43, no 6, June 1995.
- [Leung, White, et al., 1998] Leung T. S., White P. R., Collis W. B., Brown E., Salmon A. P.: Acoustic diagnosis of heart diseases. 2nd International Symposium "Acoustical and Vibratory Surveillance Methods and Diagnostic Techniques". Paryż 1998. vol. 1, s. 389 -398.
- [Łączkowski, 1974] Łączkowski R.: Drgania elementów turbin cieplnych. WNT, Warszawa 1974.
- [Majchrzak, Mochnacki, 1994] Majchrzak E., Mochnacki B.: Metody numeryczne, Podstawy teoretyczne, aspekty praktyczne i algorytmy, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice 1994.
- [Mączak, Radkowski, et al., 1996] Mączak J., Radkowski S., Rybka P. Zawisza M.: Zastosowanie czasowo-częstotliwościowej i wielowymiarowej reprezentacji sygnału w diagnozowaniu. Kongres Diagnostyki Technicznej, Gdańsk 1996, tom III, s.61-68.
- [Matlab,1992] Matlab. High-Performance Numeric Computation and Visualization Software. Reference Guide. The Math Works Inc.
- [Matlab, 1996] Matlab. Signal Processing Toolbox. User's Guide. The Math Works Inc. Decmber 1996.
- [Micchelli, 1997] Micchelli C. A.: On a Family of Filters Arising in Wavelet Construction. Applied and computational harmonic analysis 4, 38-50 (1997)
- [Ming, 1998] Ming Xu.: Order Tracking Analysis of Variable Speed Machines. P/PM Technology August 1998.

- [Misiti, Misiti, et al., 1996] Misiti M., Misiti Y., Oppenheim G., Poggi J. M.: Wevelet toolbox for use with Matlab, The Mathworks Inc., March 1996.
- [Moczulski, Solipiwko, et al., 1988] Moczulski W., Solipiwko A., Wysogląd B.: Sposoby wyznaczania charakterystyk wybiegowych maszyn wirnikowych. II Konferencja Naukowo-Techniczna "Metrologia w energetyce", "Aparatura do nadzoru i diagnostyki turbozespołów", Świnoujście 11-15 kwietnia 1988, s. 102-117.
- [Moczulski, 1984] Moczulski W.: Metoda wibroakustycznych badań maszyn wirnikowych w warunkach rozruchu lub zatrzymania. Praca doktorska. IMiPKM Politechniki Śląskiej. Gliwice 1984.
- [Moczulski, 1988] Moczulski W.: Typowe relacje diagnostyczne. II Konferencja Naukowo-Techniczna "Metrologia w energetyce", "Aparatura do nadzoru i diagnostyki turbozespołów", Świnoujście 11-15 kwietnia 1988, s. 38-50.
- [Moczulski, 1997] Moczulski W.: Metody pozyskiwania wiedzy dla potrzeb diagnostyki maszyn. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej nr 130. seria Mechanika. Gliwice 1997.
- [Morel, 1994] Morel J.: Drgania maszyn i diagnostyka ich stanu technicznego. PTDT 1994.
- [Mori, Kasashima, et al., 1996] Mori K., Kasashima N., Yoshioka T., Ueno Y.: Prediction of spalling on a ball bearing by applying the discrete wavelet transform to vibration signals. Wear 1996, vol. 195, Iss 1-2, s. 162-168.
- [Newland, 1994a] Newland D. E.: Wavelet Analysis of Vibration, Part 1: Theory. ASME Journal of Vibration and Acoustics, October, 1994, Vol. 116, s. 409-416.
- [Newland, 1994b] Newland D. E.: Wavelet Analysis of Vibration, Part 2: Wavelet Map. ASME Journal of Vibration and Acoustics, Octobr, 1994, Vol. 116, s. 417-425.
- [Niederliński, Figer, et al., 1991] Niederliński A., Figer J., Kasprzyk J., Ogonowski Z.: Komputerowy analizator widma sygnałów niestacjonarnych, Teoria - Użytkowanie -Zastosowanie, Skrypt Politechniki Śląskiej nr 1604, Gliwice 1991.
- [Nowicki, Sordyl, 1988] Nowicki R., Sordyl F.: Diagnostyka turbozespołu rozpoznawanie zjawiska przycierania. II Konferencja Naukowo-Techniczna "Metrologia w energetyce", "Aparatura do nadzoru i diagnostyki turbozespołów", Świnoujście 11-15 kwietnia 1988, s. 61-69.
- [Oppenheim, Schafer, 1979] Oppenheim A. V., Schafer R. W.: Cyfrowe przetwarzanie sygnałów, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1979.
- [Orłowski, 1988] Orłowski Z.: Diagnostyka osiowania turbozespołu. II Konferencja Naukowo-Techniczna "Metrologia w energetyce", "Aparatura do nadzoru i diagnostyki turbozespołów", Świnoujście 11-15 kwietnia 1988, s. 33-37.
- [Otnes, Enchson, 1978] Otnes R. K., Enochson L.: Analiza numeryczna szeregów czasowych. WNT, Warszawa 1978.
- [Pochlapek, Noonan, 1997] Pochlapek H.M., Noonan J.P.: Wavelet, detection, estimation and sparsity. Digital Signal Processing 7 (1997) s. 28-36.
- §1 [Radkowski, 1995] Radkowski S.: Low-energy Components of Vibroacoustic Signal as the Basis for Diagnosis of Detect Formation. Machine Dynamics Problems, vol. 12, Instytut Podstaw Budowy Maszyn, Politechnika Warszawska, Warszawa 1995.

- [Radkowski, 1996] Radkowski S.: Bispectralna analiza sygnału wibroakustycznego. Kongres Diagnostyki Technicznej, Gdańsk 1996, tom III, s.195-200.
- [Radkowski, 1998] Radkowski S.: Szacowanie rozwoju uszkodzeń na podstawie analizy obwiedni sygnału wibroakustycznego. XXV Ogólnopolskie Sympozjum "Diagnostyka maszyn", Węgierska Górka 16 - 21 marca 1998, Zeszyt 1/98, s. 165 - 178.
- [Randall, 1987] Randall R. B., Tech B., B. A.: Frequency analysis. Bruel & Kjear. September 1987.
- [Riches, Boch, 1988] Riches P., Boch W.: Diagnostyka turbozespołów. II Konferencja Naukowo-Techniczna "Metrologia w energetyce", "Aparatura do nadzoru i diagnostyki turbozespołów", Świnoujście 11-15 kwietnia 1988, s. 9-27.
- [Rioul, Flandrin, 1992] Rioul O., Flandrin P.: Time-scale energy distributions: A general class exteding Wavelet Transform. IEEE Transaction on Signal Processing, vol. 40, no 7, July 1992.
- [Rivola, White, 1998] Rivola A., White P. R.: Detecting system non-linearities by means of higher order statistics. 2nd International Symposium "Acoustical and Vibratory Surveillance Methods and Diagnostic Techniques". Paryż 1998. vol. 1, s. 263 - 272.
- [RotorKit, 1994a] Rotor Kit: Materiały Bently Nevada Corporation, Mindem USA, 1994.
- [RotorKit, 1994b] Rotor Kit, Oil Whirl/Whip Option: Materiały Bently Nevada Corporation, Mindem USA, 1994.
- [SigLab, 1996] SigLab. Version 2.13. dsp Technology Inc. 1996.
- [Smolaga, 1959] Smolaga K.: Obsługa turbin parowych. PWT, Warszawa 1959.
- [Sordyl, Nowicki, 1988] Sordyl F., Nowicki.: Identyfikacja niestatecznych drgań wału. II Konferencja Naukowo-Techniczna "Metrologia w energetyce", "Aparatura do nadzoru i diagnostyki turbozespołów", Świnoujście 11-15 kwietnia 1988, s. 70-77.
- [Strang, Nguyen, 1996] Strang G., Nguyen t.: Wavelets and filter banks. Welley Cambridge Press 1996.
- [Szabatin, 1982] Szabatin J.: Podstawy teorii sygnałów. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1982.
- [Tadeusiewicz, 1988] Tadeusiewicz R.: Sygnał mowy. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1988.
- [Thrane, 1980] Thrane N.: ZOOM FFT. Technicale Review No. 2 1980 Bruel & Kjear.
- [Timofiejczuk, 1997a] Timofiejczuk A.: Application of the wavelet transform for investigations of rotating machinery malfunctions. Modelling and Design in Fluid-Flow Machinery 1997.Wydawnictwo IMP PAN Gdańsk.
- [Timofiejczuk, 1997b] Timofiejczuk A.: Funkcje bazowe przekształcenia fałkowego dla sygnałów rejestrowanych w zmiennych warunkach pracy, I Krajowa Konferencja Metody i systemy komputerowe w badaniach naukowych i projektowaniu inżynierskim, Kraków 1997, s. 545-552.
- [Timofiejczuk, 1997c] Timofiejczuk A.: Metoda identyfikacji niesprawności maszyn wirnikowych, XVIII Sympozjon Podstaw Konstrukcji Maszyn, Kielce-Ameliówka 16-20 września 1997, tom III s. 221-226.

- [Timofiejczuk, 1997d] Timofiejczuk A.: Możliwości zastosowania analizy falkowej w badaniach rozruchu - wybiegu. XXIV Ogólnopolskie Sympozjum Diagnostyka Maszyn. Węgierska Górka 1997, zeszyt 1/97, s. 169-174.
- [Timofiejczuk, 1997e] Timofiejczuk A.: Nowe narzędzia rejestracji i analizy sygnałów. Il Krajowa Konferencja Naukowo-Techniczna Diagnostyka procesów przemysłowych. Łagów 1997, s. 156-161.
- [Timofiejczuk, 1996a] Timofiejczuk A.: Wizualizacja charakterystyk rozruchowowybiegowych w postaci wykresów warstwicowych. XXIII Ogólnopolskie Sympozjum Diagnostyka Maszyn. Węgierska Górka 1996, zeszyt 2/96, s. 72-75.
- [Timofiejczuk, 1996b] Timofiejczuk A.: Wyznaczanie cech sygnałów diagnostycznych obserwowanych w stanach nieustalonych. Kongres Diagnostyki Technicznej Gdańsk 1996, tom III, s.281-294.
- [Timofiejczuk, 1999a] Timofiejczuk A.: Instrukcja obsługi pakietu procedur stosowanych w analizie sygnałów rejestrowanych w warunkach rozruchu lub wybiegu. Zeszyt Katedry PKM: RMT6496, Gliwice 1999.
- [Timofiejczuk, 1999b] Timofiejczuk A.: Opis generowania i rejestracji sygnałów stosowanych w weryfikacji metody badania maszyn wirnikowych w zmiennych warunkach działania. Zeszyt Katedry PKM: RMT6497, Gliwice 1999.
- [Vetterli, Herley, 1992] Vetterli M., Herley C.: Wevelets and filter banks: theory and design, The IEEE transactions on signal prosessing, vol. 40, no. 9, July 1992.
- [Vishwanth, 1994] Vishwanth M.: The recursive pyramid algorithm for the discrete wavelet transform. IEEE Transaction on Signal Processing, vol. 42, no 3, March 1994.
- [Werbowski, 1988] Werbowski T.: Przyczyny drgań turbin parowych dużej mocy diagnostyka i ograniczenie. II Konferencja Naukowo-Techniczna "Metrologia w energetyce", "Aparatura do nadzoru i diagnostyki turbozespołów", Świnoujście 11-15 kwietnia 1988, s. 51-60.
- [Wiener, 1971] Wiener N.: Cybernetyka, czyli komunikacja i sterowanie w zwierzęciu i maszynie. WNT, Warszawa 1971.
- [Wojnar, 1980] Wojnar A.: Teoria sygnałów. WNT, Warszawa 1980.
- [Wojtaszczyk, 1996] Wojtaszczyk P.: Introduction to Orthogonal Wavelets. Summer School on Wavelets. Zakopane 1996. s. 61-65.
- [Wysogląd, 1996] Wysogląd B.: Metody reprezentacji drgań wałów maszyn wirnikowych w diagnostycznych bazach danych, Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej nr 1347, seria Mechanika, Gliwice 1996.
- [Wysogląd, 1997a] Wysogląd B.: Mikrostanowisko do badania drgań wałów. Parametryzacja dla potrzeb symulacji komputerowej. Zeszyt Katedry PKM: RMT6349, Gliwice 1997.
- M4[Wysogląd, 1997b] Wysogląd B.: Instrukcja obsługi stanowiska do badań drgań wałów i symulacji niesprawności maszyn wirnikowych. Zeszyt Katedry PKM: RMT6375, Gliwice 1997.

- [Yadavar, [Nautet, et al., 1998] Yadavar M., Nautet V., Dugast P., Wagstaff P.: Applications of the wavelet transform for diagnostics of mechanical systems. 2nd International Symposium "Acoustical and Vibratory Surveillance Methods and Diagnostic Techniques". Paryż 1998. s. 443 - 452.
- [Żółtowski, Ćwik, 1996] Żółkowski B., Ćwik Z.: Leksykon diagnostyki technicznej, Wydawnictwo Uczelniane ATR, Bydgoszcz 1996.
- [Żółtowski, 1996] Żółkowski B.: Podstawy diagnostyki technicznej maszyn, Wydawnictwo Uczelniane Akademii Techniczno-Rolniczej w Bydgoszczy, Bydgoszcz 1996.
METODA BADANIA MASZYN WIRNIKOWYCH W WARUNKACH ROZRUCHU, ROZBIEGU I WYBIEGU

Streszczenie

Badania diagnostyczne maszyn wirnikowych prowadzone w czasie zmiennych warunków ich działania pozwalają na obserwację odpowiedzi maszyny na różne, często niestacjonarne wymuszenia. Wyniki tych badań zapisuje się zwykle w postaci charakterystyk rozruchowych lub wybiegowych, które pozwalają na identyfikację stanu technicznego i własności rezonansowych układu, a w szczególności na identyfikację ich zmian. Sposób wyznaczania charakterystyki rozruchowej lub wybiegowej związany jest ściśle z rodzajem analizy sygnału rejestrowanego podczas tych badań i ma znaczny wpływ na możliwości identyfikacji poszczególnych jego składowych, które mogą być wynikiem zjawisk związanych ze zmiennymi warunkami działania i zjawisk, które nie zależą od tych zmian. Niezależnie od rodzaju zastosowanej analizy, wyznaczane charakterystyki zawierają informacje o obydwu rodzajach zjawisk jednocześnie, co często uniemożliwia ich rozróżnienie. Rozwiązaniem tego problemu może być sposób analizy charakterystyki rozruchowej lub wybiegowej polegający na rozdzieleniu symptomów identyfikowanych podczas analizy.

Celem pracy było zaproponowanie metody obserwacji odpowiedzi maszyn wirnikowych na wzbudzenia z możliwie szerokiego pasma. Najlepszym rodzajem takich obserwacji są badania w warunkach rozruchu lub wybiegu. Bardzo ważnym etapem tych badań jest ocena rejestrowanych sygnałów wibroakustycznych, które są z wielu powodów nicstacjonarne. W ramach pracy przeprowadzono badania literaturowe, mające na celu zestawienie i uporządkowanie metod analizy sygnałów niestacjonarnych. W wyniku tych badań stwierdzono, że najlepszym sposobem ich analizy sa metody prowadzace do czasowoczęstotliwościowej reprezentacji sygnału, która umożliwia jednocześnie identyfikacje poszczególnych jego składowych i identyfikację ich zmienności. W pracy zastosowano, oprócz wykorzystywanej dotychczas w badaniach diagnostycznych analizy opartej na STFT (ang. Short Time Fourier Transform), sposób analizy bazujący na WT (ang. Wavelet Transform). Analiza ta nie była dotychczas stosowana w tego typu badaniach i w porównaniu z analizą opartą na STFT wykazuje znacznie lepsze możliwości dekompozycji liniowej sygnału do postaci odpowiednich funkcji bazowych. Parametry obydwu rodzajów analiz zostały zsynchronizowane ze zmianami warunków działania, co znacznie wpłynęło na liczbę identyfikowanych składowych.

Charakterystyki uzyskane przy zastosowaniu obu metod poddano w pracy analizie polegającej na rozdzieleniu symptomów, w wyniku czego uzyskano zbiory składowych sygnału zależnych od warunków działania, nazywane składowymi reprezentatywnymi i symptomów zależnych od własności badanej maszyny, nazywane składowymi rezonansowymi.

Reprezentacja sygnału w postaci tych zbiorów umożliwia przede wszystkim rozróżnienie identyfikowanych symptomów, co do tej pory było realizowane w sposób wizualny, a także pozwoli na zastosowanie otrzymanych wyników jako danych wejściowych w wykorzystujących techniki sztucznej inteligencji systemach automatycznego wnioskowania o stanie obiektu.

METHOD OF INVESTIGATIONS OF ROTATING MACHINERY IN RUN-UP, RUN-DOWN AND RUN-OUT CONDITIONS

Summary

The diagnostic investigations of rotating machinery during varying conditions of its action can make it possible to observe a machine response to different (often nonstationary) excitations. Results of these kinds of investigations are coded in the run-up or run-down characteristics. These plots unable the identification of the technical state of the object and its resonance properties, particularly their variability. The way of determination of these characteristics is connected with signal analysis techniques used. The vibration signals recorded during varying conditions of machine operation are effects of different phenomena: related or not related to variability of machine operating conditions. The way of signal analysis has the great influence on the capability of identification of symptoms of these phenomena. Apart from applied signal analysis, the run-up or run-down characteristics carry information on both of the occurring phenomena and thus. It is often impossible to separate them. This problem may be solved by an application of an analysis of run-up or run-down characteristics.

The main goal of the dissertation was to develop a method of observation of response of a rotating machinery on excitations with wide frequency band. The best way of this kind of observations are investigations in run-up or run-down conditions. The most important stage of investigations is the analysis of recorded vibration signals. These signals are nonstationary for a few reasons. The results of bibliographic research are presented in the dissertation, which contain setting of methods of nonstationary signals. This research has given an opinion that the best way of analysis of such signals are the methods based on time-frequency signal representation, for example the analysis based on the STFT (Short Time Fourier Transform) and based on the WT (Wavelet Transform). Up to now the second kind of analysis has not been applied in this type of investigations, although it removes a lot of disadvantages of the STFT method. Parameters of both signal analyses have been synchronized with varying conditions of machine operation.

The characteristics obtained with the application of the above mentioned signal analyses were applied for a method of a separation of identified symptoms. The results of separation are two components of the signal: related and not related with variability of conditions of machine action.

The separation of signal can make the distinction of phenomena occurring during machine action possible. It was accomplished visually up to now. The separated signals can be input as data into automatic diagnostic systems with using the methods of artificial intelligence.