

Piotr Augustyniak¹
WYZNACZANIE PARAMETRÓW DIAGNOSTYCZNYCH
ELEKTRONYSTAGMOGRAMU Z UŻYCIEM NUMERYCZNYCH FILTRÓW
CZASOWO-CZĘSTOTLIWOŚCIOWYCH O CHARAKTERYSTYKACH
DOBIERANYCH ADAPTACYJNIE

streszczenie

Wnioskiem z wszechstronnych studiów literaturowych oraz własnych doświadczeń zgromadzonych przez autora w wyniku wieloletniej (klinicznej i laboratoryjnej) analizy sygnału elektronystagmograficznego było stwierdzenie znacznej wrażliwości tego sygnału na zakłócenia oraz znacznego wpływu tych zakłóceń (lub spowodowanych przez ich filtrację zniekształceń) na jakość i trafność - wyznaczanych na podstawie sygnału - parametrów diagnostycznych. W wyniku wcześniej przeprowadzonych eksperymentów wykazano, że filtracja sygnału w dziedzinie częstotliwości - jakkolwiek poprawia jego odporność na zakłócenia - prowadzi do zniekształceń sygnału, co w konsekwencji powoduje znaczne niedokładności obliczanych parametrów diagnostycznych.

Sformułowano tezę o możliwości poprawy parametrów diagnostycznych oczopląsu przy zastosowaniu filtracji sygnału w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej. Weryfikacja tej tezy była zasadniczym celem przeprowadzonych prac badawczych i eksperymentalnych. Filtracja sygnału w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie stwarzała nadzieję na połączenie zalet, a zarazem wyeliminowanie wad, obu znanych wcześniej metod. Potwierdzenie tych nadziei wymagało jednak przeprowadzenia szeregu eksperymentów numerycznych, których celem było zbadanie własności proponowanej metody filtracji. Podczas przygotowywania zasadniczej części eksperymentów należało wybrać metodę filtracji czasowo-częstotliwościowej sygnału oraz zaprojektować algorytm adaptacyjnego doboru charakterystyk filtracji. Testom numerycznym poddano cztery warianty filtracji sygnału w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie, wykorzystujące różne transformacje i różne funkcje detekcyjne.

Interpretacji wyników dokonano na drodze szczegółowej analizy parametrów diagnostycznych (uzyskiwanych po filtracji sygnału) oraz przez porównywanie parametrów otrzymanych z użyciem testowanych metod filtracji z parametrami otrzymanymi w wyniku analizy sygnałów filtrowanych częstotliwościowo i sygnałów nie filtrowanych. W wyniku otrzymanych rezultatów stwierdzono poprawę jakości obliczanych parametrów diagnostycznych zarówno dla sygnałów modelowych jak i rzeczywistych. Zaproponowano szereg oryginalnych rozwiązań dotyczących filtracji sygnału w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej, interesujących z punktu widzenia szerokiego zakresu zastosowań analizy sygnałów. Dodatkowym wynikiem analizy rezultatów eksperymentu numerycznego jest wytyczenie kierunków ewentualnych kolejnych prac badawczych, mających na celu dalszą poprawę jakości parametrów diagnostycznych.

¹ Katedra Automatyki AGH, 30-059 Kraków al. Mickiewicza 30 tel./fax (012) 34-15-68

Akademia Górniczo-Hutnicza
im. Stanisława Staszica w Krakowie
Wydział Elektrotechniki, Automatyki i Elektroniki
Katedra Automatyki

Piotr Augustyniak

**Wyznaczanie parametrów diagnostycznych elektronystagmogramu
z użyciem numerycznych filtrów czasowo-częstotliwościowych
o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie**

AUTOREFERAT PRACY DOKTORSKIEJ

promotor:

prof. dr hab. inż. Ryszard Tadeusiewicz

Kraków 1995

1. Opis sygnału okoruchowego

Analiza i przetwarzanie sygnału okoruchowego należy do relatywnie rzadziej podejmowanych tematów badawczych. Tymczasem jest to sygnał ważny z praktycznego punktu widzenia (diagnostyka wielu chorób opiera się na analizie tego sygnału), mający spore znaczenie naukowe (monitorowanie ruchów gałek ocznych przy zamkniętych powiekach ma podstawowe znaczenie przy badaniach snu), a także istotny z punktu widzenia zastosowań technicznych (za pomocą ruchów gałek ocznych można sterować pracą wielu maszyn i urządzeń - na przykład zastępując śledzeniem punktu fiksacji wzroku osoby obsługującej komputer tradycyjną "myszkę"). Niestety, metoda elektryczna pozyskiwania sygnału okoruchowego, oparta na dipolowych właściwościach gałki ocznej (*elektronystagmografia*), charakteryzuje się znaczną podatnością na zakłócenia, których źródłami są: aktywność elektrofizjologiczna innych narządów pozostających poza zakresem zainteresowania, a także niemal wszystkie elementy toru akwizycji i transmisji sygnału. Zarazem jest to metoda wygodna, bezpieczna, nieinwazyjna - a ponadto jest to jedyna metoda umożliwiająca rejestrację ruchu gałek ocznych pod zamkniętymi powiekami, co uzasadnia jej powszechne stosowanie w polisomnografii (badaniach snu) i diagnostyce narządu równowagi.

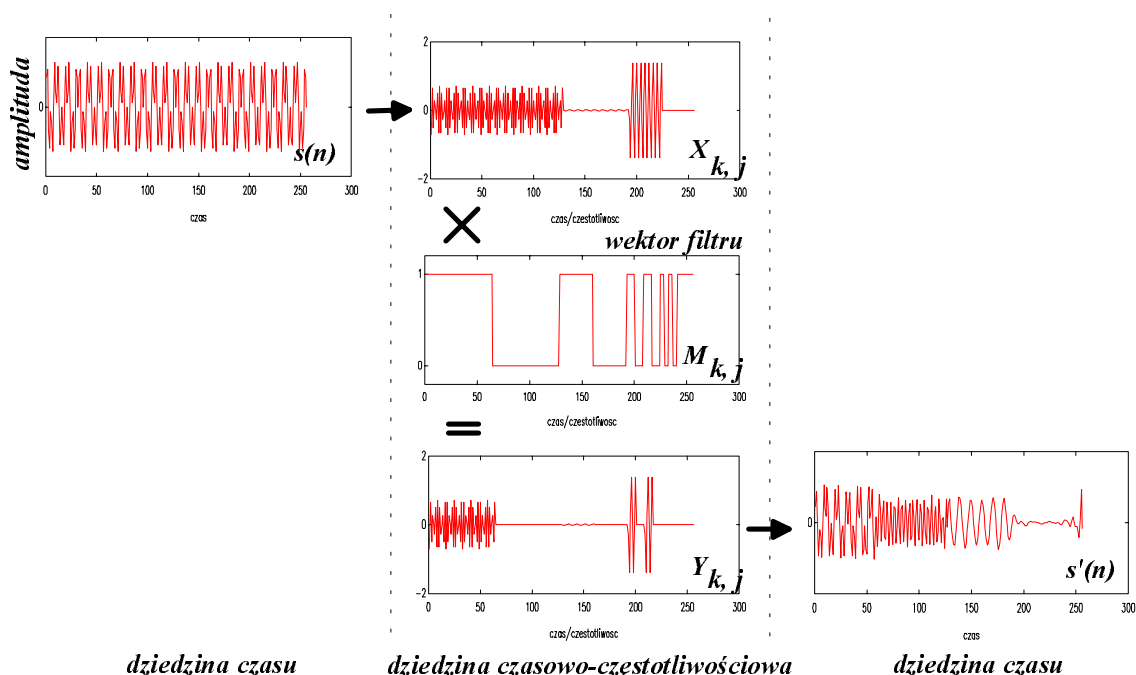
Należy podkreślić, że niezależnie od oczywistego wpływu zakłóceń na deformację sygnału ENG bardzo kłopotliwe są diagnostyczne konsekwencje zniekształceń i zakłóceń tego sygnału. W celu ograniczenia wpływu zakłóceń stosuje się powszechnie filtrację częstotliwościową sygnału okoruchowego, co nie pozostaje jednak bez wpływu na obliczane parametry diagnostyczne, zwłaszcza w zakresie składowych sygnału o wyższych częstotliwościach. W wyniku przeprowadzonych eksperymentów wykazano, że filtracja sygnału w dziedzinie częstotliwości - jakkolwiek poprawia jego odporność na zakłócenia - prowadzi do zniekształceń sygnału, co w konsekwencji powoduje znaczne niedokładności obliczanych parametrów diagnostycznych. Pewną alternatywę stanowiła sformułowana przez autora propozycja polegająca na wydzielaniu z sygnału fragmentów niezakłóconych (co nazwano "rozpoznawaniem"), a następnie przyjmowaniu ich za podstawę obliczania parametrów diagnostycznych. Jakkolwiek zaletą tej metody było przetwarzanie sygnału nie filtrowanego, powstała inna niedogodność, polegająca na niemożności obliczania parametrów o charakterze globalnym np. pozycji skumulowanych faz oczopląsu.

2. Idea filtracji sygnału w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej

Biorąc pod uwagę przytoczone argumenty w rozprawie podjęto próbę **stworzenia i przebadania nowej metody przetwarzania sygnału okoruchowego**. Zauważywszy, że proces "rozpoznawania" jest w istocie rodzajem czasowej filtracji sygnału, sformułowano następującą tezę:

Zastosowanie czasowo-częstotliwościowej filtracji sygnału z użyciem filtrów o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie pozwala uzyskać wyższą (w stosunku do innych stosowanych aktualnie metod) jakość parametrów diagnostycznych uzyskiwanych na podstawie analizy elektronystagmogramu.

Weryfikacja tej tezy była zasadniczym celem przeprowadzonych prac badawczych i eksperymentalnych. Filtracja sygnału w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej (rys. 1) o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie stwarzała nadzieję na połączenie zalet, a zarazem wyeliminowanie wad, obu znanych wcześniej metod. Potwierdzenie tych nadziei wymagało jednak sformułowania algorytmów filtracji i reguł adaptacyjnego doboru jej charakterystyk oraz przeprowadzenia szeregu eksperymentów numerycznych, których celem było zbadanie własności proponowanej metody filtracji.



Rys. 1. Idea filtracji sygnału w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej

3. Przeprowadzone prace badawcze

Prace badawcze mające na celu wykazanie przyjętej tezy prowadzono w kilku etapach:

- a) zgromadzenie zbioru testowych sygnałów okoruchowych wraz z opisami;
- b) implementacja procedur obliczania parametrów diagnostycznych sygnału okoruchowego oraz znanych wcześniej metod filtracji sygnału;
- c) wybór odwracalnej transformacji czasowo-częstotliwościowej, implementacja i zbadanie jej właściwości;
- d) ocena jakości i zbadanie ograniczeń filtracji sygnału w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej;
- e) zaproponowanie i implementacja reguł adaptacyjnego doboru charakterystyk filtracji;
- f) przeprowadzenie szeregu testów numerycznych i interpretacja ich rezultatów.

Podczas tworzenia zbioru sygnałów testowych uwzględniono zarówno sygnały modelowe (o zróżnicowanym stopniu uproszczenia), jak i pozyskane w warunkach naturalnych zapisy oczopląsów kota i człowieka. Ostatecznie, spośród ponad 1200 zapisów będących w dyspozycji autora wybrano 74 sygnały w 5 podzbiorach. Kryterium doboru sygnałów była podatność obliczanych na ich podstawie parametrów diagnostycznych na poszczególne, testowane w danej fazie eksperymentu, rodzaje zniekształceń.

W celu transformacji sygnału z dziedziny czasu do dziedziny czasowo-częstotliwościowej i vice versa posłużono się odwracalną transformacją falkową (ang.: *reversible wavelet transform*), co gwarantuje bezstratną rekonstrukcję sygnału, a w konsekwencji uzależnia wszelkie zmiany czasowej postaci sygnału od przekształceń dokonywanych w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej. Transformacja taka zapewnia uzyskanie bardzo wysokiej rozdzielczości sygnału w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej, zbliżonej do granic wyznaczonych zasadą nieoznaczoności. Po wykonaniu implementacji dwóch transformacji tego typu wykonano testy określające ich własności: ortogonalności, zasięgów analizy, dokładności rekonstrukcji itp.

Filtracja sygnału polegająca na przekształceniach czasowo-częstotliwościowej postaci sygnału jest metodą nową o nie poznanych jeszcze właściwościach i ograniczeniach. Użycie jej jako narzędzia przetwarzania sygnału okoruchowego wymagało uprzedniego

wyznaczenia jej parametrów i zbadania ograniczeń. Brak jakichkolwiek wskazówek literaturowych w tym zakresie sprowokował autora do zaproponowania własnych metod i kryteriów oceny jakości takiej filtracji.

Adaptacyjny dobór charakterystyk filtracji ($M_{k,j}$ - rys. 1) jest dokonywany w oparciu o wstępną automatyczną analizę sygnału (obliczenie tzw. "funkcji detekcyjnej"). Opracowanie reguł adaptacyjnego doboru charakterystyk filtracji jest wynikiem wieloletnich analiz błędów i niedokładności programów wspomagających diagnostykę ENG. Automatyczny dobór charakterystyk filtracji jest oparty na następujących założeniach:

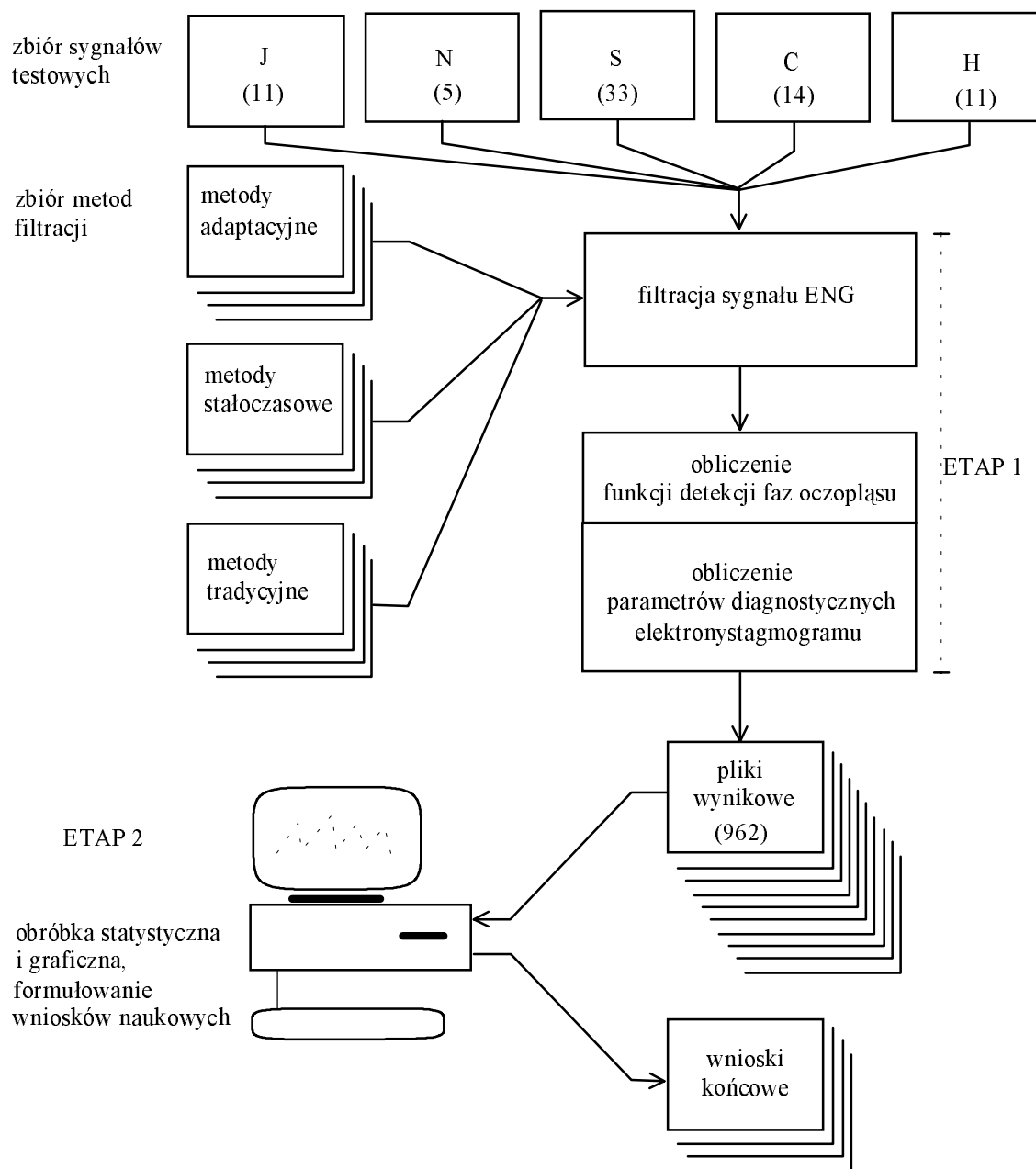
- ♦ prędkość ruchu gałki ocznej obliczona w oparciu o rzeczywisty sygnał nie filtrowany nie może być uważana za parametr diagnostyczny z uwagi na obecność zakłóceń wysokoczęstotliwościowych i szumu, lecz z powodzeniem może być podstawą modyfikacji charakterystyki filtracji¹,
- ♦ sygnał ENG powinien być filtrowany agresywniej na odcinkach reprezentujących fazę wolną oczopląsu, niż na odcinkach reprezentujących fazę szybką;
- ♦ w obrębie zgrubnie określonych faz wolnych oczopląsu charakterystyka filtracji nie jest modyfikowana, natomiast w obrębie faz szybkich filtracja dopuszcza przechodzenie składowych wysokoczęstotliwościowych w stopniu proporcjonalnym do wartości prędkości. Wynika to z faktu, że większe wartości prędkości w fazie szybkiej świadczą o istnieniu znaczących składowych wysokoczęstotliwościowych, których przepuszczenie zapewnia utrzymanie zniekształceń sygnału ENG, a więc również niedokładności parametrów diagnostycznych na minimalnym poziomie.

Sformułowano dwie reguły adaptacyjnego doboru charakterystyk filtracji z których jedna wykorzystuje "binarną" (zbiór wartości: $\{0, 1\}$), a druga "proporcjonalną" (zbiór wartości: $[0, 1]$) funkcję detekcyjną. Uzupełnieniem reguł automatycznego doboru charakterystyk filtracji było określenie zakresu ich automatycznej modyfikacji w dziedzinie czasu oraz (niezależnie) w dziedzinie częstotliwości.

Precedensowy charakter wykonywanych badań, a w związku z tym brak jakichkolwiek wskazówek literaturowych, był przyczyną sformułowania rozwiązań niektórych problemów (zwłaszcza pkt. c), d) i e)) w sposób **wariantowy**. W konsekwencji, testom

¹ modyfikacja charakterystyki filtracji musi uwzględniać rozdzielczość czasową transformacji czasowo-częstotliwościowej (wynikającą z zasady nieoznaczoności), więc z założenia obarczona jest niedokładnością.

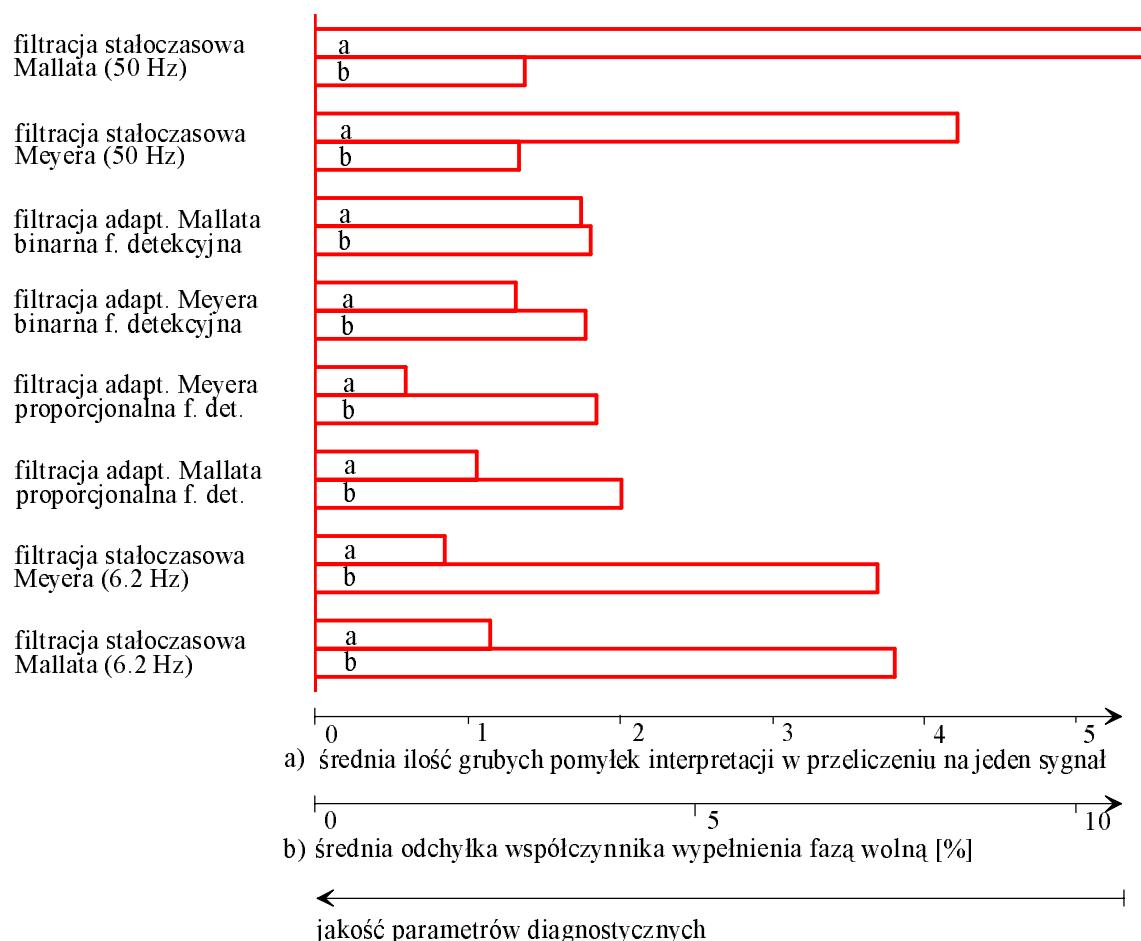
numerycznym poddano cztery warianty filtracji sygnału w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie, wykorzystujące różne transformacje (*wavelets*) i różne funkcje detekcyjne (rys. 2).



Rys. 2. Schemat blokowy eksperymentu numerycznego

4. Opis uzyskanych rezultatów - weryfikacja tezy pracy

Interpretacji wyników testów numerycznych dokonano na drodze szczegółowej analizy parametrów diagnostycznych (uzyskiwanych po filtracji sygnału) oraz przez porównywanie parametrów otrzymanych z użyciem testowanych metod filtracji z parametrami otrzymanymi w wyniku analizy sygnałów filtrowanych częstotliwościowo i sygnałów nie filtrowanych. Wysoka jakość parametrów diagnostycznych została zdefiniowana jako jak najmniejsza odchyłka współczynnika wypełnienia fazą wolną przy jednocześnie jak najmniejszej ilości grubych pomyłek interpretacji. **W wyniku otrzymanych rezultatów stwierdzono poprawę jakości obliczanych parametrów diagnostycznych zarówno dla sygnałów modelowych jak i rzeczywistych (rys. 3.).**



Rys. 3. Interpretacja graficzna jakości parametrów diagnostycznych elektronystagmogramu obliczanych dla sygnałów rzeczywistych z zastosowaniem testowanych metod filtracji. Wysoka jakość parametrów diagnostycznych jest tu rozumiana jako jak najmniejsza odchyłka współczynnika wypełnienia fazą wolną przy jednocześnie jak najmniejszej ilości grubych pomyłek interpretacji.

Niezależnie od wykazania prawdziwości postawionej na wstępie tezy, praca przedstawia szereg rozwiązań będących oryginalnym dorobkiem autora. Są to przede wszystkim:

- ♦ szczegółowe opisy implementacji odwracalnych transformacji falkowych oraz metod ich testowania wraz z otrzymanymi rezultatami,
- ♦ sformułowanie algorytmu filtracji sygnału w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej, i określenie granic jej stosowalności,
- ♦ propozycje metod oceny jakości i definicji parametrów jakościowych filtracji sygnału w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej oraz rezultaty otrzymane dla filtracji z użyciem transformacji falkowych Meyera i Mallata,
- ♦ sformułowanie reguł oraz określenie zakresu zmienności adaptacyjnego doboru charakterystyk filtracji.

Wymienione rozwiązania mogą być interesujące z punktu widzenia szerokiego zakresu zastosowań analizy sygnałów.

Dodatkowym wynikiem analizy rezultatów eksperymentu numerycznego jest wytyczenie kierunków ewentualnych kolejnych prac badawczych, mających na celu dalszą poprawę jakości parametrów diagnostycznych elektronystagmogramów. Szczególnie interesujące jest szczegółowe zbadanie wpływu na obliczane parametry diagnostyczne takich czynników jak:

- ♦ zastosowana transformacja czasowo-częstotliwościowa,
- ♦ zastosowana funkcja detekcyjna,
- ♦ zastosowane wartości modyfikatorów charakterystyki filtru.

Najistotniejszym problemem wydaje się obecnie zaproponowanie optymalnej metody adaptacyjnego doboru charakterystyk filtracji czasowo-częstotliwościowej sygnału.

Filtracja sygnału elektronystagmograficznego w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie jest metodą nową i obiecującą, ale zarazem taką, której możliwości nie zostały jeszcze w pełni poznane. Przeprowadzone eksperymenty pozwoliły rzucić nowe światło na omówione zagadnienie i otworzyły nowy obszar zastosowań nowoczesnych technik cyfrowego przetwarzania sygnałów w dziedzinach biomedycznych.

Akademia Górniczo-Hutnicza
im. Stanisława Staszica w Krakowie
Wydział Elektrotechniki, Automatyki i Elektroniki
Katedra Automatyki

Piotr Augustyniak

**Wyznaczanie parametrów diagnostycznych elektronystagmogramu
z użyciem numerycznych filtrów czasowo-częstotliwościowych
o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie**

PRACA DOKTORSKA

promotor:

prof. dr hab. inż. Ryszard Tadeusiewicz

Kraków 1995

Składam serdeczne podziękowania

panu profesorowi dr hab. inż.

Ryszardowi Tadeusiewiczowi

za wszechstronną pomoc okazaną mi

w trakcie realizacji tej pracy.

SPIS TREŚCI

1. Wstęp	1
2. Metody pozyskiwania sygnału okoruchowego	9
2.1. Metoda elektryczna	11
2.1.1. Zasada fizyczna metody elektrycznej	11
2.1.2. Wady metody elektrycznej	12
2.1.3. Zalety metody elektrycznej	12
2.1.4. Odmiana laboratoryjna metody elektrycznej	13
2.2. Metoda magnetyczna	13
2.2.1. Zasada fizyczna metody magnetycznej	13
2.2.2. Wady metody magnetycznej	14
2.2.3. Zalety metody magnetycznej	15
2.3. Metoda fotoelektryczna	16
2.3.1. Zasada fizyczna metody fotoelektrycznej	16
2.3.2. Wady metody fotoelektrycznej	18
2.3.3. Zalety metody fotoelektrycznej	18
2.4. Metoda wizyjna	19
2.4.1. Zasada fizyczna metody wizyjnej	19
2.4.2. Wady metody wizyjnej	20
2.4.3. Zalety metody wizyjnej	22
2.4.4. Perspektywy rozwoju	22
2.5. Pojęcie sygnału okoruchowego	24
3. Diagnostyczne zastosowania sygnału okoruchowego	25
3.1. Zastosowania sygnału okoruchowego	25
3.1.1. Badania naukowe	25
3.1.2. Diagnostyka medyczna	26
3.1.3. Automatyka i sterowanie	26
3.2. Zastosowanie elektronystagmografii do diagnostyki narządu równowagi	27
3.2.1. Oczopląs poobrotowy	29
3.2.2. Oczopląs postkaloryczny	31
3.2.3. Oczopląs optokinetyczny	33
3.3. Parametry diagnostyczne elektronystagmogramu	33
3.3.1. Parametry diagnostyczne oczopląsu dla pobudzeń rotacyjnych sinusoidalnych	34
3.3.2. Parametry diagnostyczne oczopląsu dla pobudzeń rotacyjnych skokowych	35

3.3.3. Parametry diagnostyczne oczopląsu dla pobudzeń kalorycznych	36
3.3.4. Parametry diagnostyczne oczopląsu dla pobudzeń optokinetycznych . . .	37
4. Obróbka numeryczna sygnału okoruchowego	38
4.1. Źródła zakłóceń sygnału elektronystagmograficznego	38
4.1.1. Akwizycja sygnału okoruchowego w praktyce klinicznej	38
4.1.2. Charakterystyki zakłóceń sygnału okoruchowego	40
4.2. Powszechnie stosowane metody filtracji sygnału elektronystagmo- graficznego i ich wpływ na jakość parametrów diagnostycznych	42
4.2.1. Filtracja sygnału elektronystagmograficznego	44
4.2.2. Rozpoznawanie sygnału elektronystagmograficznego	46
4.3. Filtracja sygnału oczopląsu w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej	47
5. Zasady konstrukcji odwracalnych transformacji czasowo-częstotliwości- ciowych i ich wykorzystania do filtracji sygnału	50
5.1. Transformacja falkowa	51
5.2. Transformacja Meyera	52
5.2.1. Dekompozycja sygnału	57
5.2.2. Format reprezentacji sygnału w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej	58
5.2.3. Rekonstrukcja postaci czasowej sygnału na podstawie jego reprezentacji czasowo-częstotliwościowej	59
5.2.4. Implementacja systemu Meyera	59
5.3. System Mallata	61
5.3.1. Konstrukcja ortogonalnej bazy dekompozycji sygnału	61
5.3.2. Format reprezentacji czasowo-częstotliwościowej sygnału	63
5.3.3. Funkcje filtrów bi-ortogonalnych systemu Mallata	64
5.3.4. Rekonstrukcja czasowego przebiegu sygnału na podstawie jego reprezentacji czasowo-częstotliwościowej	66
5.3.5. Implementacja systemu Mallata	67
5.4. Idea filtracji czasowo-częstotliwościowej	69
5.5. Ograniczenia filtracji czasowo-częstotliwościowej	70
5.6. Parametry jakościowe filtracji w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej	72
5.6.1. Parametry czasowe	73
5.6.2. Parametry częstotliwościowe	75
5.6.3. Parametry czasowo-częstotliwościowe	75
6. Filtracja sygnału elektronystagmograficznego w dziedzinie czasowo-często- tliwościowej	85
6.1. Wybór odwracalnej transformacji czasowo-częstotliwościowej	85
6.2. Określenie granic zakresu zmienności charakterystyk filtracji	86

6.2.1. Czasowe ograniczenia zmienności charakterystyk filtracji	86
6.2.2. Częstotliwościowe ograniczenia zmienności charakterystyk filtracji	87
6.3. Sformułowanie reguł adaptacyjnego doboru charakterystyk filtracji	89
6.3.1. Binarny dobór charakterystyk filtracji	91
6.3.2. Proporcjonalny dobór charakterystyk filtracji	95
6.4. Proponowana metoda filtracji sygnału ENG w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej	99
7. Określenie jakości parametrów diagnostycznych elektronystagmogramu na drodze eksperymentu numerycznego	100
7.1. Utworzenie testowego zbioru sygnałów	100
7.1.1. Sygnały sztuczne jednorodne	102
7.1.2. Sygnały sztuczne niejednorodne	102
7.1.3. Sygnały sztuczne niejednorodne zaszumione	103
7.1.4. Sygnały fizjologiczne i patologiczne oczopląsu postkalorycznego człowieka	106
7.1.5. Sygnały fizjologiczne oczopląsu postrotacyjnego kota	107
7.2. Przebieg eksperymentu numerycznego	109
8. Wyniki eksperymentu numerycznego	117
8.1. Wyniki eksperymentu numerycznego przeprowadzonego z użyciem sygnałów sztucznych jednorodnych	119
8.1.1. Obróbka statystyczna i zestawienie wyników eksperymentu	119
8.1.2. Analiza wyników eksperymentu numerycznego prowadzonego z użyciem sygnałów jednorodnych	122
8.1.3. Przyczyna odchyłek prędkości średniej i maksymalnej fazy wolnej	125
8.1.4. Wpływ ograniczeń związanych ze zmienną rozdzielczością transformacji czasowo-częstotliwościowej na wartość odchyłek prędkości średniej i maksymalnej fazy szybkiej	127
8.1.5. Wybór optymalnej metody filtracji czasowo-częstotliwościowej na podstawie statystycznej obróbki parametrów diagnostycznych	130
8.1.6. Wybór optymalnej metody filtracji czasowo-częstotliwościowej na podstawie porównania plików wynikowych	131
8.2. Wyniki eksperymentu numerycznego przeprowadzonego z użyciem sygnałów sztucznych niejednorodnych zaszumionych	133
8.3. Wyniki eksperymentu numerycznego przeprowadzonego z użyciem sygnałów sztucznych niejednorodnych	136
8.4. Wyniki eksperymentu numerycznego przeprowadzonego z użyciem sygnałów rzeczywistych	140

8.5. Wyniki porównań jakości parametrów diagnostycznych obliczanych z zastosowaniem filtracji czasowo-częstotliwościowej o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie z parametrami wyznaczonymi przy użyciu metod tradycyjnych	147
9. Podsumowanie	150
9.1. Przegląd przeprowadzonych prac badawczych i doświadczalnych	150
9.2. Sugestie dotyczące kierunków dalszych prac badawczych w dziedzinie filtracji sygnału elektronystagmograficznego	151
9.3. Weryfikacja tezy pracy	152
Spis literatury dotyczącej metod filtracji sygnałów w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej	153
Spis literatury dotyczącej elektrookulografii i elektronystagmografii	155
Dodatek 1 Aproksymacja o zmiennej rozdzielczości	158
1.1. Teoria Mallata aproksymacji przestrzeni $L^2(R)$ ze zmienną rozdzielczością	158
1.2. Funkcja skalująca	159
Dodatek 2 Opis funkcji i wywołań m-plików wchodzących w skład eksperymentu numerycznego	161
English summary	178

1. WSTĘP

Metody komputerowego przetwarzania sygnałów biomedycznych są przedmiotem wielu prac, których przegląd zawiera umieszczona na końcu rozprawy bibliografia. Istnieją jednak obszary częściej i chętniej badane (przykładem takiego obszaru mogą być techniki przetwarzania sygnału **EKG**) oraz dziedziny z różnych względów pomijane przez badaczy. Do takich relatywnie rzadziej podejmowanych tematów badawczych należy analiza i przetwarzanie sygnału okoruchowego. Tymczasem jest to sygnał ważny z praktycznego punktu widzenia (diagnostyka wielu chorób opiera się na analizie tego sygnału), mający spore znaczenie naukowe (monitorowanie ruchów gałek ocznych przy zamkniętych powiekach ma podstawowe znaczenie przy badaniach snu), a także istotny z punktu widzenia zastosowań technicznych (za pomocą ruchów gałek ocznych można sterować pracą wielu maszyn i urządzeń - na przykład zastępując śledzeniem punktu fiksacji wzroku osoby obsługującej komputer tradycyjną "myszkę"). Niezależnie od względów czysto użytecznej natury sygnał okoruchowy jest interesującym przykładem złożonego sygnału biologicznego o frapująco odmiennych charakterystykach w stosunku do typowo badanych i często opisywanych sygnałów EKG, EEG czy EMG. W istocie sygnał okoruchowy jest przykładem sygnału wolnozmiennego, dla którego wykorzystania i oceny konieczne jest śledzenie jego czasowych przebiegów w poszczególnych wydzielonych fazach ruchu gałek ocznych, przez co sygnał ten może być rozważany jako reprezentant szerokiej klasy sygnałów o podobnych charakterystykach, na przykład sygnałów *elektrogastrograficznych* (rejestrujących aktywność elektryczną śluzówki żołądka), sygnałów *elektrointestinograficznych* (będących elektrycznym odbiciem perystaltyki jelit) czy sygnałów *elektrohisteryograficznych* (elektrycznych następstw skurczów macicy). Uzyskanie nowych metod i nowych wyników w automatycznym przetwarzaniu sygnału okoruchowego może więc mieć istotne znaczenie naukowe dla wzbogacenia wiedzy o technice cyfrowego przetwarzania szerokiej klasy pomijanych do tej pory w badaniach naukowych sygnałów biomedycznych. Należy w tym miejscu podkreślić, że metoda elektryczna pozyskiwania sygnału okoruchowego, oparta na dipolowych własnościach gałki ocznej (czyli właśnie ENG), charakteryzuje się znaczną podatnością na zakłócenia, których źródłami są niemal wszystkie elementy toru akwizycji i transmisji sygnału. Zarazem jest to metoda wygodna, bezpieczna, nieinwazyjna - a ponadto jest to (jak już wspomniano) jedyna metoda umożliwiająca rejestrację ruchu gałek ocznych pod zamkniętymi powiekami, co uzasadnia jej powszechne stosowanie w polisomnografii (badaniach snu).

Należy podkreślić, że niezależnie od oczywistego wpływu zakłóceń na deformację sygnału ENG bardzo kłopotliwe są diagnostyczne konsekwencje zniekształceń i zakłóceń tego sygnału. Często bywa tak, że nawet bardzo zakłócony sygnał elektromedyczny pozwala na uzyskiwanie prawidłowych decyzji diagnostycznych ze względu - na przykład - na występującą w analizie takiego sygnału statystyczną obróbkę wyników. Jako przykłady można wskazać niektóre typy analizy sygnałów elektromiograficznych lub spektralną oraz korelacyjną analizę sygnału EEG. Trzeba podkreślić, że w przypadku ENG sytuacja jest odmienna. Z literatury wiadomo, że niektóre z parametrów diagnostycznych sygnału okoruchowego (np. skumulowana pozycja fazy wolnej) są bardzo wrażliwe na błędy separacji faz, będące często konsekwencją wysokiego poziomu zakłóceń. W celu ograniczenia wpływu zakłóceń stosuje się powszechnie filtrację częstotliwościową sygnału okoruchowego, co nie pozostaje jednak bez wpływu na obliczane parametry diagnostyczne, zwłaszcza w zakresie składowych sygnału o wyższych częstotliwościach.

Biorąc pod uwagę przytoczone argumenty w rozprawie podjęto próbę **stworzenia i przebadania nowej metody przetwarzania sygnału okoruchowego**. Istota nowego podejścia, prezentowanego w tej pracy, zawarta jest w skrótowej formie w jej tytule: Skoro przedmiotem rozprawy jest *"Wyznaczanie parametrów diagnostycznych elektronystagmogramu z użyciem numerycznych filtrów czasowo-częstotliwościowych o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie"*, wobec tego wysiłek ukierunkowany będzie na:

- ♦przetwarzanie sygnału okoruchowego, a konkretnie jednej z form tego sygnału, mianowicie elektronystagmogramu (ENG), przy czym właściwości tego sygnału będą w istotny sposób determinowały wybór metod przetwarzania;
- ♦przetwarzanie dokonywane będzie metodami numerycznymi (obliczeniowymi), a wysiłek skierowany będzie na opracowanie odpowiednich algorytmów i ustalenie ich parametrów, nie będzie natomiast dyskutowana kwestia ewentualnej realizacji sprzętowej, chociaż realizacja taka jest możliwa dla niektórych przynajmniej etapów procesu przetwarzania;
- ♦cel przetwarzania wiąże się z diagnostyką medyczną, co oznacza, że zagadnienia przetwarzania sygnału ENG dla innych celów (na przykład filtracja mająca na celu maksymalnie dokładne odtworzenie sygnału dla jego rejestracji, przetwarzanie stanowiące element wykorzystania sygnału okoruchowego dla celów sterowania itp.) nie wchodzi w zakres tej pracy;

- ♦ istotna nowość proponowanego podejścia polega na zastosowaniu filtracji sygnału okoruchowego w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej, co odróżnia wysiłki autora pracy od wyników dostępnych w publikowanej literaturze;
- ♦ po zbadaniu właściwości rozważanego sygnału ENG i po przeanalizowaniu potrzeb wynikających z konieczności podejmowania na podstawie tego sygnału decyzji diagnostycznych (dotyczących głównie oczopląsu postkalorycznego) zdecydowano się na poszukiwanie rozwiązania w postaci filtracji adaptacyjnej, szukając algorytmów realizujących wymaganą adaptację i wskazując parametry, które mogą i powinny być dobierane adaptacyjnie.

Na szczególną uwagę zasługują dwa ostatnie punkty wymienionej listy cech treści zawartej w prezentowanej rozprawie. Po pierwsze własności sygnału i wymagania wynikające z potrzeb medycznych narzuciły konieczność stosowania filtracji **czasowo-częstotliwościowej**. Stwierdzono (na podstawie wcześniejszych badań, będących przedmiotem odrębnych publikacji autora), że ani powszechnie stosowana filtracja sygnału wyłącznie w dziedzinie częstotliwości, ani badana również przez autora filtracja w dziedzinie czasu - nie dawały w przypadku sygnału okoruchowego wystarczająco dobrych efektów z punktu widzenia pewności i niezawodności wydobywania potrzebnych cech diagnostycznych. Dlatego po serii wstępnych badań, których celem było znalezienie optymalnej techniki filtracji czasowej lub odpowiednio dostosowanej filtracji częstotliwościowej - podjęto w tej rozprawie starania o zbudowanie algorytmu filtracji czasowo-częstotliwościowej. Ze względu na mało znane własności tego typu filtracji (w szczególności w odniesieniu do sygnału ENG) przeprowadzono w ramach tej pracy bardzo obszerne badania wstępne samych metod czasowo-częstotliwościowej filtracji opartych na metodzie analizy falkowej (ang.: *wavelets*), stwierdzając ich generalnie wysoką przydatność w rozważanym zadaniu, połączoną jednak z bardzo dużą trudnością znalezienia takich parametrów procesu filtracji, które byłyby odpowiednie i przydatne zarówno do wydobywania parametrów diagnostycznych zawartych w fazie wolnej sygnału okoruchowego, jak i tych jego cech, które zawarte są w fazie szybkiej. Z wymienionych powodów zdecydowano się na konstrukcję i optymalizację **adaptacyjnego** algorytmu filtracji czasowo-częstotliwościowej, o właściwościach elastycznie dopasowywanych do zmiennej charakterystyki analizowanego sygnału, do potrzeb wyznaczania wymaganych parametrów diagnostycznych i do zmiennych zakłóceń towarzyszących sygnałom okoruchowym.

Stwierdzono, że po zastosowaniu odpowiednich algorytmów przetwarzania sygnału ENG, automatyczna analiza sygnału okoruchowego jest metodą umożliwiającą pozyskanie wielu informacji diagnostycznych i fizjologicznych. Na podstawie uzyskiwanych informacji, wyrażonych poprzez parametry obliczane na podstawie odpowiednio przefiltrowanego sygnału, można stawiać znacznie trafniejsze i dokładniejsze diagnozy, niż w oparciu o wzrokową, zgrubną i niedokładną analizę zapisów ENG, która jest dziś powszechną praktyką kliniczną. Zaproponowane w rozprawie metody umożliwiają obiektywizację diagnostyki a także standaryzację badań elektronystagmograficznych prowadzonych w praktyce klinicznej.

Podane wyżej omówienie w wyczerpujący i wystarczający sposób wskazuje, jakie cele stawiano podczas realizacji przedstawianej rozprawy. Aby jednak uczynić zadość formalnym wymaganiom, nakazującym jednoznacznie wyartykułować główną tezę rozprawy stwierdzić można, że celem podejmowanych w ramach rozprawy badań jest zweryfikowanie następującej tezy:

Zastosowanie czasowo-częstotliwościowej filtracji sygnału z użyciem filtrów o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie pozwala uzyskać wyższą (w stosunku do innych stosowanych aktualnie metod) jakość parametrów diagnostycznych uzyskiwanych na podstawie analizy elektronystagmogramu.

Tak sformułowana teza wymaga na wstępie zdefiniowania pojęcia jakości parametrów diagnostycznych, następnie wyboru metody filtracji sygnału w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej oraz określenia zasad adaptacyjnego doboru charakterystyk filtru. Nie jest to sprawa oczywista ani prosta. Ponieważ prawdziwe wartości parametrów diagnostycznych rzeczywistych sygnałów okoruchowych nie są znane, pierwszy etap prac badawczych (opisanych w rozdziale 8) został przeprowadzony na sygnale modelowym, będącym przybliżeniem rzeczywistego elektronystagmogramu za pomocą funkcji piłokształtnej o stosunku czasu narastania do czasu opadania dobieranym z zakresu 1:1.1 ... 1:10.1. Po uzyskaniu pozytywnych wyników filtracji sygnału modelowego podjęta została ocena zaproponowanej metody filtracji dla sygnałów rzeczywistych. Zostały użyte oryginalne sygnały okoruchowe pobrane w różnych warunkach od człowieka i zwierząt (kota) zgromadzone przez autora podczas współpracy z dwoma klinikami w Krakowie i jednym ośrodkiem badawczym w Lyonie (Francja). Zaproponowana metoda filtracji sygnału w dziedzinie

czasowo-częstotliwościowej o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie została porównana z metodą wykorzystującą identyczne transformacje sygnału o charakterystykach stałych, oraz z metodą stosowaną tradycyjnie. Postępowanie takie pozwoliło na jednoznaczne wykazanie zalet proponowanego podejścia, na optymalizację parametrów proponowanych algorytmów oraz na analizę przyczyn poprawy jakości parametrów diagnostycznych elektronystagmogramu po zastosowaniu zaproponowanych technik przetwarzania tego sygnału.

Dla kompletności prezentowanych w pracy informacji dyskusję metod czasowo-częstotliwościowej analizy sygnału okoruchowego poprzedzono prezentacją technik pozyskiwania tego sygnału (w rozdziale drugim) i jego znaczenia w diagnostyce medycznej (w rozdziale trzecim). Na podstawie rozważań przedstawionych w tych rozdziałach wysunięto wniosek, że dla potrzeb pracy rozważania zawężone zostaną do jednej z metod pozyskiwania sygnału okoruchowego, mianowicie metody elektronystagmograficznej. Po uzasadnieniu tej decyzji w całej dalszej treści pracy utożsamiano pojęcie sygnału okoruchowego z zarejestrowanym przebiegiem elektronystagmogramu (ENG).

Po przedstawieniu i przedyskutowaniu właściwości sygnału ENG przedyskutowano w rozdziale czwartym źródła i charakterystyki zakłóceń, jakim sygnał ten typowo podlega, a następnie wywiedziono z tego wymagania dotyczące pożądanych form i metod przetwarzania tego sygnału, których celem jest eliminacja wskazanych zakłóceń lub takie ograniczenie ich wpływu, by z diagnostycznego punktu widzenia sygnał po filtracji mógł być rozpatrywany z takim samym poziomem wiarygodności jak sygnał nie zakłócony. Właśnie rozważania prowadzone w rozdziale 4 prowadzą do sformułowania postulatu **adaptacyjnej filtracji czasowo-częstotliwościowej o parametrach dobieranych do cech sygnału i zakłóceń**, co stanowi jedną z głównych przesłanek formułowanej tezy pracy.

Po wskazaniu potrzeby odwołania się do filtracji czasowo-częstotliwościowej o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie podjęto poszukiwania metody pozwalającej na optymalną realizację tego postulatu. Zwrócono uwagę na możliwość zastosowania w podjętym zadaniu odwracalnej transformacji Meyera lub Mallata.

Właściwości tego typu filtracji są mało znane i dlatego podjęto bardzo dokładne i szczegółowe badania, zmierzające do ich określenia. Większość wyników tych badań stała się przedmiotem oddzielnych publikacji, w pracy zamieszczono jedynie te rezultaty, które są bezpośrednio związane ze sformułowaną tezą i jej dowodem. Zestawienie podstawowych wykorzystywanych w pracy właściwości transformacji Meyera i Mallata umieszczono w rozdziale 5; zdecydowano się w nim na przytoczenie obok wyników własnych badań także pewnych faktów zaczerpniętych z literatury w celu przedstawienia Czytelnikowi całościowego i zwartego obrazu tej problematyki - bez takiego zabiegu przynajmniej część wywodów mogłaby się okazać mało czytelna. Na uwagę w tym rozdziale zasługuje zaproponowana przez autora i mająca - jak się wydaje - oryginalny charakter - postać wektora współczynników falkowych, wykorzystywana we wszystkich dalszych badaniach. Za oryginalny dorobek uznać także można przeprowadzone w tym rozdziale rozważania i eksperymenty, mające na celu ustalenie rozbieżności pomiędzy teoretycznymi i rzeczywistymi własnościami konkretnej implementacji odwracalnych transformacji falkowych - jak się wydaje tego typu badań i tego typu wyników nie przedstawiano w dostępnej literaturze.

Za zdecydowanie oryginalny element autor uważa wprowadzoną w rozdziale 5.6 propozycję parametrów jakościowych pozwalających na określenie stopnia doskonałości realizacji filtracji w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej. Propozycja ta, stanowiąca znaczne rozszerzenie parametrów używanych w literaturze do - oddzielnie - oceny filtracji częstotliwościowej i osobno analizy struktury czasowych przekształceń sygnału - może się okazać użyteczna dla innych badaczy, podejmujących obecnie coraz częściej problematykę czasowo-częstotliwościowej analizy sygnału. Rosnące potrzeby w tym zakresie (wynikające z podejmowanych prób coraz bardziej subtelnej analizy różnych sygnałów) w połączeniu z rosnącymi możliwościami (które są pochodną łatwego dostępu do systemów komputerowych pozwalających na zaawansowane przetwarzanie sygnałów i do odpowiedniego oprogramowania) stwarzają przesłanki do szerokiego wykorzystania zaproponowanych w tym zakresie metod oraz ich ewentualnych modyfikacji.

W rozdziale 6 zarysowano koncepcję proponowanej i poddawanej potem szczegółowym badaniom metody adaptacyjnej filtracji czasowo-częstotliwościowej dostosowanej do specyfiki i potrzeb przetwarzania sygnału elektronystagmograficznego. W rozdziale tym przedyskutowano zagadnienie wyboru odwracalnej transformacji czasowo-częstotliwościowej, której własności są przedmiotem badań, przedstawiono ograniczenia czasowe i częstotliwościowe, oraz - co wydaje się najważniejsze - zaproponowano reguły adaptacyjnego doboru charakterystyk filtracji. Szczególnie te ostatnie (wraz z konkretnym zaproponowanym algorytmem) uznać można za oryginalny wkład autora rozprawy, a dopracowanie szczegółów tego algorytmu i badania jego właściwości stanowiły trzon wszystkich dalszych opisanych w pracy badań.

Badania te, zmierzające pośrednio do wykazania sformułowanej tezy pracy, a w wymiarze praktycznym mające na celu znalezienie skutecznego narzędzia służącego do analizy i przetwarzania sygnałów okoruchowych - przedstawiono w rozdziale 7. W rozdziale tym przedstawiono metodykę badań (w szczególności opisano dokładnie stosowane sygnały testowe o rosnącym stopniu złożoności i rosnącej trudności filtracji), podano formuły i charakterystyki użytych filtrów, a także przedyskutowano zagadnienia implementacyjne.

Wyniki przeprowadzonych badań i szczegółowe spostrzeżenia, a także cząstkowe wnioski z nich wypływające - przedstawiono w rozdziale 8. Pokazano w nim, jakie rezultaty uzyskiwać można przez zastosowanie filtracji czasowo-częstotliwościowej do sygnałów jednorodnych, sygnałów sztucznych niejednorodnych zaszumionych i sygnałów rzeczywistych. Uzyskiwane wyniki filtracji czasowo-częstotliwościowej o adaptacyjnie zmiennych parametrach konfrontowano (tam gdzie to było możliwe) z danymi idealnymi i z wynikami filtracji o charakterystykach dobieranych przy użyciu metod tradycyjnych. We wszystkich przypadkach udało się wykazać, że filtracja czasowo-częstotliwościowa o adaptacyjnie zmiennych parametrach wykazywała przewagę nad innymi metodami filtracji, co pozwoliło na uznanie za prawdziwej wymienionej wyżej tezy pracy, ale otworzyło równocześnie szereg dalszych, nowych problemów badawczych, które wskazano w dalszym, podsumowującym rozdziale pracy.

W trakcie realizacji rozprawy napotkano szereg zagadnień szczegółowych, których nie włączano do zasadniczego tekstu pracy, umieszczając je w dodatkach. Należy jednak podkreślić, że te przeniesione do dodatków elementy pracy zostały tak ułożone dla ułatwienia śledzenia zasadniczego wątku rozważań, a nie ze względu na niższą ocenę ich wartości i znaczenia, dlatego na zakończenie tego wstępu należy podkreślić, że dodatki stanowią integralną część pracy, a wyniki w nich umieszczone stanowią także własny dorobek autora rozprawy.

2. METODY POZYSKIWANIA SYGNAŁU OKORUCHOWEGO

Spośród wszystkich narządów człowieka gałka oczna jest tym, który w procesie ewolucyjnych dostosowań do warunków życia wykształcił największą precyzję ruchu. Gałka oczna poruszana jest przez trzy pary mięśni okoruchowych umożliwiających jej poruszanie się w zakresie ponad 90° w trzech stopniach swobody (ruchy pionowe, poziome i torsyjne). Jednocześnie, stosunkowo nieduży moment bezwładności gałki ocznej i miękkie - zapewniające znikome tarcie - zawieszenie w głębi oczodołu, gwarantują jej zdolność uzyskiwania znacznych przyspieszeń kątowych. Orientacja przestrzenna gałki ocznej jest przedmiotem zainteresowań wielu dziedzin: nauk medycznych i praktyki klinicznej, biocybernetyki i automatyki. W związku z tym, opracowano szereg metod pobierania i zapamiętywania informacji o pozycji gałki ocznej, w celu jej późniejszej analizy. W przeciwieństwie do sygnałów wykorzystywanych w elektrofizjologii (np. elektrokardiografii), których źródłem jest elektryczna aktywność narządów, sygnał okoruchowy (informacja o położeniu gałki ocznej i jej ruchach) może być formowany na bazie różnych zjawisk towarzyszących ruchowi gałki ocznej.

W zależności od zastosowanej metody akwizycji sygnał reprezentujący ruch gałki ocznej charakteryzuje się odmiennymi cechami elektrycznymi oraz różną odpornością na zakłócenia. Z drugiej strony, wybór metody pozyskania sygnału okoruchowego bywa zazwyczaj podyktowany przez wymagania zewnętrzne jak np. nieinwazyjność (w przypadku zastosowań klinicznych), czy też konieczność ograniczenia procesu świadomego śledzenia wzrokowego (badanie przy zamkniętych oczach).

W rozważanych tu systemach technicznych następujące kolejno po sobie informacje o pozycji gałki ocznej przetwarzane są na postać elektryczną w sposób ciągły lub ze stałą (dobraną w zależności od wymagań) częstotliwością i tworzą **sygnał okoruchowy**. Warunki fizjologiczne napędu gałki ocznej oraz jej niewielka masa - umożliwiając występowanie znacznych przyspieszeń kątowych - determinują szerokość pasma częstotliwościowego sygnału okoruchowego, sięgającą od 0 do 70 Hz.

Tab. 2.1. Zestawienie rodzajów ruchów gałki ocznej wg. przyczyn i prędkości [GOL91]

RODZAJ	PRZYCZYNA	CEL	PRĘDKOŚĆ
sakkada	nagła zmiana kierunku patrzenia (zmiana celu obserwacji)	poszukiwania wzrokowe	bardzo duża, do 1000 °/s
śledzenie wzrokowe	poruszanie się obiektu będącego przedmiotem obserwacji	śledzenie wolno poruszającego się obiektu	mała, do 60 °/s
konwergencja	zmiana kąta osi optycznych oczu w zależności od odległości obserwowanego przedmiotu	obuoczna fiksacja wzroku na tym samym obiekcie	bardzo mała, do 4'/s (bardzo mała amplituda)
odruch przedsionkowo-okoruchowy	zmiana położenia głowy i tułowia - bodziec przedsionkowy	utrzymanie kierunku patrzenia niezależnie od zmian położenia głowy i tułowia	duża, do 150 °/s
oczopląs optokinetyczny	zmiana położenia obserwowanej rzeczywistości. - bodziec optyczny	umożliwienie fiksacji wzroku na poruszającym się obiekcie	średnia, do 80 °/s

Pobranie informacji dotyczącej pozycji gałki ocznej może być dokonane na szereg różnych sposobów, wykorzystujących jej własności elektryczne, optyczne, lub własności przetworników związanych mechanicznie z gałką oczną. Wśród metod pozyskiwania sygnału okoruchowego można wyróżnić co najmniej cztery (najczęściej stosowane):

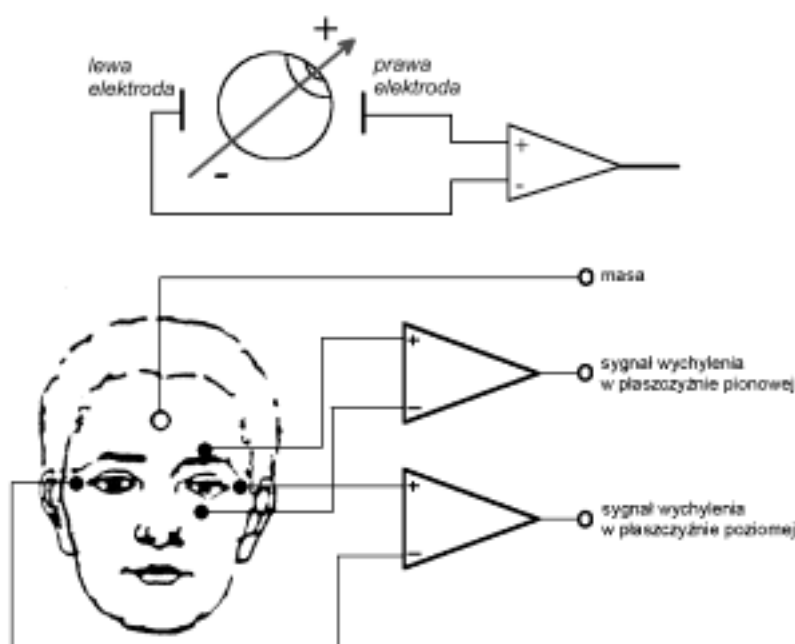
- ♦ metoda elektryczna (elektrookulografia, elektronystagmografia),
- ♦ metoda magnetyczna (ang.: *search coil*),
- ♦ metoda fotoelektryczna,
- ♦ metoda wizyjna (videookulografia).

Wymienione metody (zestawione tab. 2.2. - na końcu rozdziału) różnią się między sobą zasadą fizyczną, zakresem stosowalności, inwazyjnością i postacią uzyskiwanego sygnału. Trzy pierwsze spośród nich były bezpośrednio testowane przez autora pod kątem wyznaczenia technicznych aspektów określających granice ich stosowalności.

2.1. Metoda elektryczna

2.1.1. Zasada fizyczna metody elektrycznej

Metoda ta była najwcześniej stosowanym sposobem rejestracji pozycji gałki ocznej. Swą zasadę fizyczną opiera ona na doświadczeniu Du Bois - Raymonda wykonanym w 1849 r. Dowiedziano wówczas, że istnieje różnica potencjałów między siatkówką (*retina*) a rogówką (*cornea*), nadająca gałce ocznej charakter dipola elektrycznego. Różnica potencjałów wynosi ok. 18-20 mV [LAT76], i jest zależna (w zakresie 20% swej wartości) od takich czynników jak zmęczenie wzroku czy wilgotność powierzchni gałki ocznej. Wartość różnicy potencjałów w żaden sposób nie zależy natomiast od położenia gałki ocznej, przez co metoda ta nie jest gałęzią klasycznej elektrodagnostyki. Poruszająca się w oczodole gałka oczna wywołuje obserwowalne na jego krawędziach zmiany pola elektrycznego (rys. 2.1.) [SCH22], [SHA67], [BYF63], [JAN86]. Wskutek boczniującego charakteru otaczających tkanek i zakłóceń ze strony innych biopotencjałów, praktyczna wartość napięcia sygnału okoruchowego mierzonego elektrodami naklejanymi na krawędziach oczodołu nie przekracza 7mV/°.



Rys. 2.1. Pobieranie informacji okoruchowej metodą elektryczną (elektronystagmografia)

2.1.2. Wady metody elektrycznej

Niewielka wartość opisanego wyżej napięcia oraz pośrednictwo naskórka przy jego przekazywaniu powodują konieczność stosowania znacznej impedancji wejściowej pierwszego stopnia wzmocnienia urządzenia rejestrującego, podyktowaną dążeniem do jak najmniejszego obciążenia źródła sygnału. Jest to przyczyną znacznej podatności sygnału okoruchowego na zakłócenia, co stanowi najistotniejszą wadę opisywanej metody. Amplituda zakłóceń różnej natury niejednokrotnie znacznie przekracza amplitudę sygnału, stwarzając trudności interpretacyjne nawet doświadczonemu personelowi medycznemu. W praktyce klinicznej redukcję zakłóceń uzyskuje się głównie poprzez znaczne ograniczenie pasma przenoszenia rejestratorów i stosowanie filtrów pasmowozaporowych (50 Hz, 35 Hz) o znacznym tłumieniu, co powoduje jednak zauważalne zubożenie sygnału. Odwzorowanie położenia oka jest także znacznie zakłócanie przez zjawiska zachodzące na styku elektrod ze skórą, będące źródłem sygnałów wolnozmiennych o znacznych amplitudach, sięgających nawet 20 mV. Powoduje to konieczność odcięcia również składowej stałej sygnału (poniżej 0.1 Hz), lub częstej kalibracji aparatury, co nie rekomenduje sygnału uzyskanego metodą elektryczną do użycia w systemach sterowania (z wyjątkiem sterowania przyrostowego).

2.1.3. Zalety metody elektrycznej

Do najistotniejszych zalet akwizycji sygnału okoruchowego metodą elektryczną zaliczyć należy całkowitą nieinwazyjność oraz możliwość pobierania informacji okoruchowej przy zamkniętych powiekach (eliminacja zjawiska fiksacji wzroku). Inną zaletą opisywanej tu metody jest niewysoki koszt stosowanej aparatury przy wysokiej dokładności odwzorowania przemieszczeń gałki ocznej. Dzięki połączeniu tych zalet metoda elektryczna jest powszechnie stosowana w diagnostyce klinicznej narządu równowagi (tzw. próba kaloryczna Hallpilce'a) opisaną w p. 3.2.2..

2.1.4. Odmiana laboratoryjna metody elektrycznej

Modyfikacja akwizycji sygnału okoruchowego metodą elektryczną, polegająca na zastosowaniu elektrod implantowanych, pozwala wyeliminować znaczną podatność sygnału na zakłócenia. Amplituda sygnału, możliwa do uzyskania z platynowych elektrod implantowanych, sięga 100 mV° . Dodatkowo, dzięki wyeliminowaniu kontaktu elektroda - skóra, sygnał ten charakteryzuje się stałością amplitudy w czasie, przez co znacznie wzrasta wierność odwzorowania położenia gałki ocznej. Niestety, na skutek inwazyjności (elektrody są operacyjnie implantowane w kości skroniowej), zakres stosowalności tak zmodyfikowanej metody elektrycznej jest ograniczony do laboratoryjnych badań naukowych wykonywanych na zwierzętach doświadczalnych.

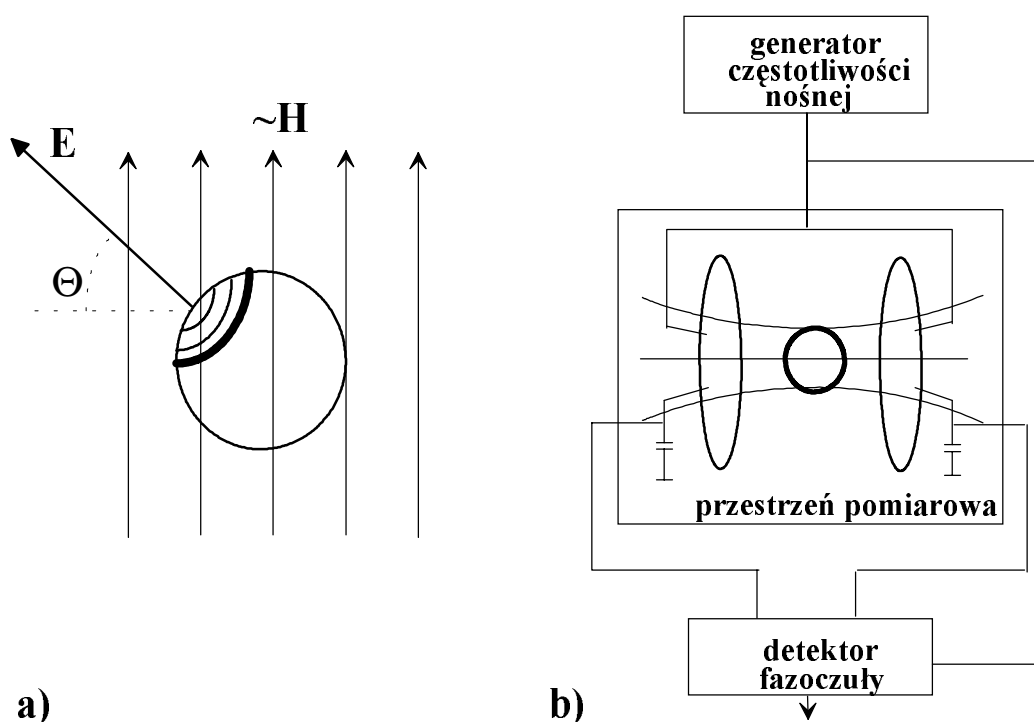
2.2. Metoda magnetyczna

2.2.1. Zasada fizyczna metody magnetycznej

Metoda magnetyczna rejestracji położenia i ruchu gałki ocznej polega na wytworzeniu strumienia przemiennego pola magnetycznego związanego z układem odniesienia. W wytworzonym strumieniu znajduje się badana gałka oczna, której położenie jest mechanicznie związane z położeniem odbiorczej pętli indukcyjnej. Wytworzony w tej pętli sygnał składa się z fali o częstotliwości wytwarzanego strumienia magnetycznego, zmodulowanej amplitudowo przez położenie gałki ocznej. Sygnał ten, po demodulacji, zawiera właściwą informację okoruchową (rys. 2.2.) [ROB63], [REU82], [ZEE82], [BOU84]. Należy zauważyć, że w przeciwieństwie do metody elektrycznej wykorzystującej naturalne własności dipolowe gałki ocznej, metoda magnetyczna polega na wytworzeniu pewnego rodzaju "sztucznego środowiska", w którym możliwy jest wygodny dobór szeregu parametrów, takich jak natężenie i częstotliwość strumienia magnetycznego w taki sposób, by uzyskać optymalną jakość otrzymywanego sygnału.

2.2.2. Wady metody magnetycznej

Głównym problemem ograniczającym stosowanie metody magnetycznej jest konieczność zapewnienia sztywnego mechanicznego połączenia pętli odbiorczej z gałką oczną. W zastosowaniach laboratoryjnych, wyłącznie w odniesieniu do zwierząt doświadczalnych, stosuje się operacyjną implantację uprzednio skalibrowanej pętli indukcyjnej wokół gałki ocznej. Odprowadzenia o odpowiedniej giętkości przeprowadzane są przez skórę zwierzęcia. Pętla zawierająca kilka zwojów cienkiego przewodu obrasta tkanką łączną i nie krępuje ruchów gałki ocznej w oczodole. Mimo to, ewentualne zastosowania kliniczne metody magnetycznej wymagają daleko idącej redukcji jej inwazyjności. Prowadzone były próby polegające na zastosowaniu pętli indukcyjnych zespolonych z soczewką kontaktową, co jednak w praktyce stało się źródłem kolejnych problemów. Dotyczą one sposobu odprowadzenia sygnału oraz poślizgów soczewki względem gałki ocznej, towarzyszących szczególnie znacznym przyspieszeniom kątowym gałki ocznej przy zamkniętych powiekach.



Rys. 2.2.a. Pobieranie informacji okoruchowej metodą magnetyczną (metoda tradycyjna)

Rys. 2.2.b. Pobieranie informacji okoruchowej metodą magnetyczną (metoda podwójnej indukcji - zwarte uzwojenie związane z gałką oczną nie ma odprowadzeń sygnału, a jego położenie w polu magnetycznym powoduje zmianę indukcji wzajemnej pętli wytwarzających pole magnetyczne i jest reprezentowane przez przesunięcie fazy napięć na kondensatorach).

Obecnie prowadzone badania koncentrują się w aspekcie technicznym na próbach zastosowania bezprzewodowej transmisji sygnału z pętli zespolonej z soczewką, natomiast w aspekcie medycznym - na poszukiwaniu nieszkodliwych i niedrażniących substancji przeciwpoślizgowych. Znaczna liczba prac publikowanych w tym zakresie świadczy o dużych nadziejach wiązanych nadal z możliwością klinicznych zastosowań metody magnetycznej.

2.2.3. Zalety metody magnetycznej

Metoda magnetyczna rejestracji ruchu i położenia gałki ocznej charakteryzuje się szeregiem zalet, takich jak możliwość pobierania informacji okoruchowej przy zamkniętych powiekach, oraz wygodnie duża wartość uzyskiwanego sygnału okoruchowego. Odbiór i transmisja sygnału okoruchowego w postaci fali o znacznej częstotliwości zmodulowanej amplitudowo sprzyjają utrzymaniu korzystnej wartości stosunku sygnału do zakłóceń, przy czym nie jest konieczne ograniczanie pasma transmisji sygnału. Odwzorowanie położenia i przemieszczenia gałki ocznej w sygnale okoruchowym jest, w opisywanej tu metodzie, jednoznaczne i pozbawione wpływu czynników zewnętrznych. Dla kierunków osi optycznej oka E prostopadłych do kierunku linii sił pola magnetycznego H (małe wartości Q) mogą jednak występować znaczne niedokładności pomiaru położenia gałki ocznej - przekraczające 1° . Warto dodać, że kalibrację pętli indukcyjnej wykonuje się jednokrotnie przed jej implantacją.

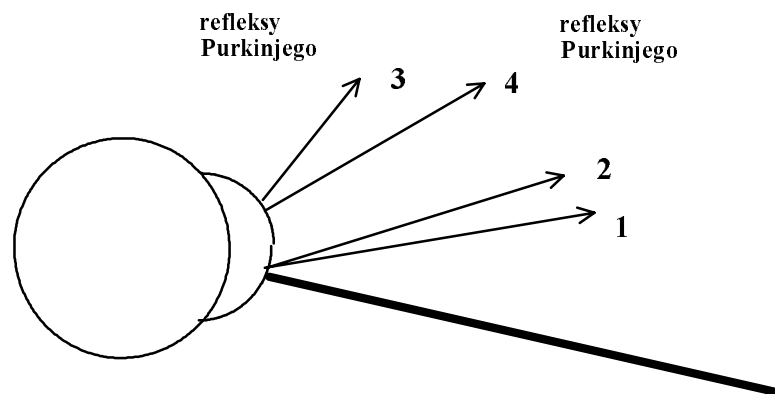
Przy zastosowaniu omawianej tu metody możliwa jest rejestracja ruchu gałki ocznej w kilku stopniach swobody (w szczególności - trzech, wzajemnie prostopadłych). Wymaga to jedynie wytworzenia odpowiednio skierowanych strumieni magnetycznych o różnych częstotliwościach pola. Przy zastosowaniu metody magnetycznej możliwa jest także rejestracja ruchu gałki ocznej w dowolnym układzie odniesienia (w metodzie elektrycznej układem odniesienia był zawsze oczodół). Umożliwia to np. ustalenie kierunku spojrzenia, niezależnie od tego, czy jest on wynikiem ruchu gałki ocznej, czy ruchu głowy. W laboratoriach stosowane są niekiedy układy odniesienia wirujące wraz z badanym zwierzęciem (pobudzenie rotacyjne sinusoidalne), a także niezależna rejestracja położenia gałki ocznej i głowy (również zaopatrzonej w pętlę indukcyjną).

2.3. Metoda fotoelektryczna

2.3.1. Zasada fizyczna metody fotoelektrycznej

Metoda fotoelektryczna stosuje pomiary efektów odbicia światła w układzie optycznym oka. Najwcześniej stosowana metoda polegała na pomiarze tzw. refleksu rogówkowego i wykorzystywała światło widzialne [LOR48], [DIT53], [MAC58], [YOU75]. Mimo niezbyt dużej precyzji i wymagania ustalonej pozycji głowy jest ona używana do dziś, także w powszechnie dostępnych prostych systemach sterowania. Kolejna opracowana metoda wymagała wyliczenia różnicy kąta tzw. pierwszego refleksu Purkiniego i czwartego refleksu Purkiniego, będących odbiciami odpowiednio skierowanej wiązki światła w układzie optycznym oka (rys. 2.3.) [COR73]. Jednakże obok znacznej komplikacji obliczeń, źródłem poważnych problemów w tej metodzie była znaczna dysproporcja obu refleksów - natężenie światła refleksu czwartego wynosi ok. 1% wartości natężenia refleksu pierwszego. Zaletą metody fotoelektrycznej okazała się natomiast, uzyskana dzięki jej zastosowaniu, swoboda ruchów głowy. Dalsze usprawnienie polegało na zastąpieniu refleksów "naturalnych" - "sztucznymi", poprzez zastosowanie soczewek kontaktowych zespolonych ze zwierciadłami [DIT53], [BOY67]. Oprócz znacznego zwiększenia dokładności, uzyskano w ten sposób możliwość rejestracji ruchu gałki ocznej w trzech stopniach swobody, dzięki stosowaniu dwu zwierciadeł w płaszczyznach wzajemnie prostopadłych. Jest to najdokładniejsza ze znanych metod, jednak nie doczekała się ona klinicznych zastosowań z powodu problemów stwarzanych przez drażniące właściwości soczewek kontaktowych i ich poślizgi po powierzchni gałki ocznej.

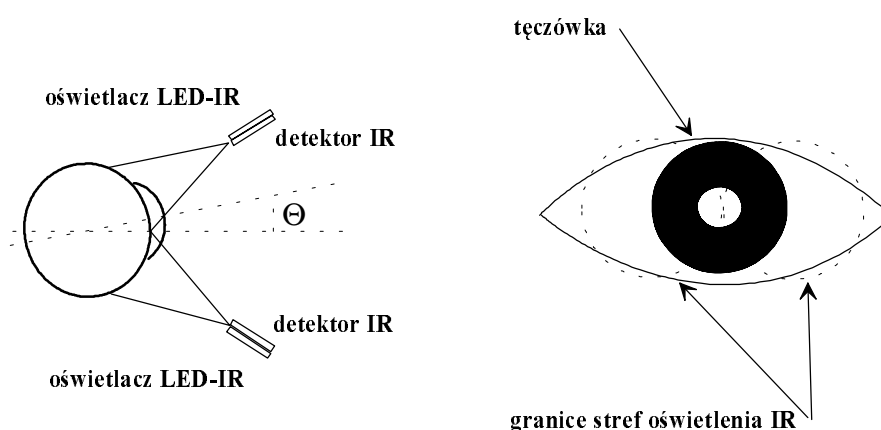
Powszechne, nie tylko kliniczne uznanie zyskała natomiast metoda wykorzystująca zjawisko odbicia promieniowania podczerwonego przez tęczówkę (*iris*) [STA61], [REU82]. Stosowane są dwa oświetlacze typu LED oświetlające tęczówkę symetrycznie po obu stronach osi optycznej patrzenia na wprost w płaszczyźnie poziomej i odpowiednio dwa fotoelementy rejestrujące intensywność promieniowania odbitego. Wobec dużego kontrastu na zewnętrznym obrzeżu tęczówki (tęczówka jest ciemna, twardówka (*sclera*) - jasna) rejestrowana intensywność promieniowania odbitego jest



Rys. 2.3. Fotoelektryczna metoda akwizycji informacji okoruchowej wykorzystująca 1. i 4. refleks Purkiniego. Źródłami poszczególnych refleksów są odbicia wiązki światła padającej pod kątem na:

1. rogówkę (*cornea*);
2. tęczówkę (*iris*);
3. przednią powierzchnię soczewki (*lens*);
4. tylną powierzchnię soczewki.

funkcją kąta obrotu gałki ocznej. Istotną zaletą tej metody jest możliwość stosowania dwóch zaledwie receptorów promieniowania (lub czterech dla rejestracji dwuwymiarowej), zamiast drogiej matrycy fotoelementów lub przetworników CCD, przy zachowaniu dokładności rejestracji porównywalnej z metodami opartymi na refleksach Purkiniego (rys. 2.4.).



Rys. 2.4. Fotoelektryczna metoda akwizycji informacji okoruchowej z użyciem promieniowania podczerwonego

2.3.2. Wady metody fotoelektrycznej

Jako podstawowa wada metody fotoelektrycznej wymieniane jest ograniczenie jej zastosowań do badań oczu otwartych. W przypadku konieczności śledzenia spontanicznych ruchów gałek ocznych (oczopłasów) stanowi to utrudnienie, gdyż pacjent może mimowolnie zatrzymywać wzrok na widzianych przedmiotach i zniekształcać wyniki pomiaru. Fiksacja może być w tej sytuacji ograniczana jedynie przez całkowite zaciemnienie pomieszczenia i prowadzenie pomiaru przy wykorzystaniu promieniowania podczerwonego. Inną wadą, eliminującą metodę fotoelektryczną z powszechnego użycia, jest znaczny koszt matryc używanych fotoelementów (nie dotyczy to metody wykorzystującej promieniowanie podczerwone), zwłaszcza w przypadku, gdy żądane są duże dokładności pomiaru. Zastosowanie matryc CCD używanych standardowo w kamerach zmniejsza nieco koszty, obniżając jednak zakres możliwych do zarejestrowania częstotliwości, matryce te są bowiem przystosowane do odczytu z częstotliwościami 50 ... 60 Hz (por. p. 2.4.2.).

2.3.3. Zalety metody fotoelektrycznej

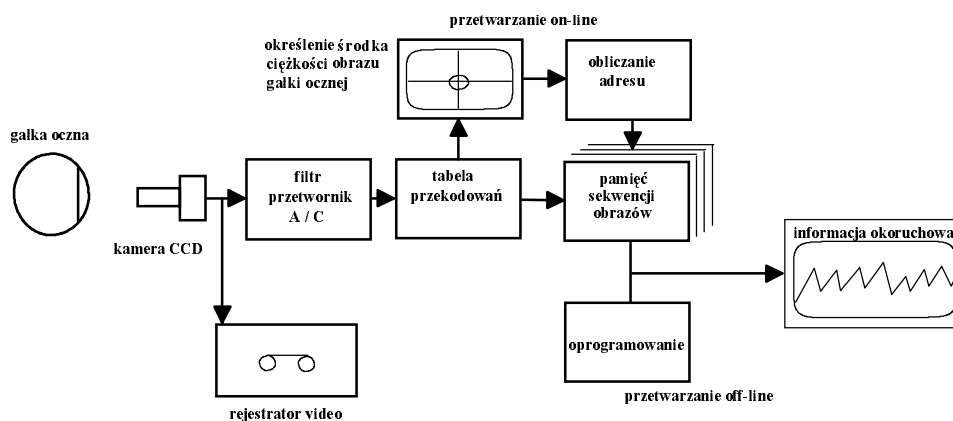
Podstawową zaletą metody fotoelektrycznej jest możliwa do uzyskania duża dokładność odwzorowania ruchu gałki ocznej w pełnym zakresie częstotliwości w trzech stopniach swobody. Metoda wykorzystująca promieniowanie podczerwone charakteryzuje się dokładnością i kosztem porównywalnym z elektrookulografią, przy zdecydowanie mniejszej wrażliwości na zakłócenia sygnału. W praktyce klinicznej częste jest stosowanie wymienne tych metod, przy czym elektrookulografia stosowana jest tylko do badań przy oczach zamkniętych. Inną zaletą metody fotoelektrycznej jest jej nieinwazyjność, co predestynuje ją do zastosowań naukowych, klinicznych oraz do wykorzystania w systemach sterowania. Sygnał otrzymywany w metodzie fotoelektrycznej zależy od rodzaju stosowanego fotodetektora, a w przypadku matryc - także od algorytmu ich odczytu. Znane są zjawiska szkodliwego dryftu temperaturowego fotoelementów oraz przekłamań wynikających z przypadkowych rejestracji refleksów pochodzących spoza układu optycznego badanej gałki ocznej. Wrażliwość na zakłócenia jest jednak we wszystkich odmianach metody fotoelektrycznej

niewielka, gdyż podlegający rejestracji i analizie przebieg elektryczny nie jest, w tej metodzie, sygnałem pochodzenia biologicznego.

2.4. Metoda wizyjna

2.4.1. Zasada fizyczna metody wizyjnej

Metoda wizyjna funkcjonuje w oparciu o obserwację gałki ocznej za pomocą kamery wizyjnej (videookulografia). Tor akwizycji informacji okoruchowej metodą wizyjną składa się z kamery CCD o odpowiednio dostosowanej optyce, opcjonalnego rejestratora sygnału analogowego wizji (magnetowidu), układu konwersji analogowo-cyfrowej i pamięci do magazynowania sekwencji obrazów w postaci cyfrowej oraz oprogramowania do analizy sekwencji obrazów w celu określania pozycji gałki ocznej (rys. 2.5.). Obserwacja może być dokonywana zarówno w świetle widzialnym jak i - po zastosowaniu odpowiedniego sprzętu - w promieniowaniu podczerwonym. Obserwacja z zasady wykonywana jest przy oczach otwartych, jednakże w przypadku używania promieniowania podczerwonego i światłoszczelnej maski możliwe jest - również w tej metodzie - wyeliminowanie fiksacji wzroku. Przy zastosowaniu takiej maski możliwa jest także stymulacja (np. optokinetyczna) za pomocą miniaturowego monitora (por. p. 3.2.3.).



Rys. 2.5. Tor akwizycji informacji okoruchowej metodą wizyjną (videookulografia)

Pierwsze obserwacje gałki ocznej za pomocą kamery służyły określeniu rozmiarów źrenicy (pupilometria) i badaniu procesu akomodacji [LOW57], [ISH70], [JEN76]. Rozwój technicznych możliwości rejestracji i cyfrowej analizy sekwencji obrazów doprowadził do powstania wizyjnych metod akwizycji informacji okoruchowej w dwóch [MER74], [SHE73], [LEV84], [LI85], [BAR87], oraz trzech [HAT83], [SCH86], [VIE87], [PAR85], [ALS89], [OTT91], [YAM90], [BUC90], [MOO91], [TEI91] stopniach swobody. Zaznaczyć należy, iż modyfikacje metody wizyjnej, zaproponowane przez cytowanych autorów, polegają głównie na stosowaniu różnej prędkości odczytu matrycy CCD oraz opierają się na stosowaniu istotnie różnych algorytmów do przetwarzania sekwencji obrazów na informację okoruchową.

2.4.2. Wady metody wizyjnej

Podstawową wadą metody wizyjnej jest znaczny koszt używanej aparatury - zdecydowanie największy ze wszystkich metod pozyskiwania informacji okoruchowej - przy braku znaczącej poprawy parametrów pomiaru, takich jak dokładność czy zakres prędkości kątowych. Zastosowanie typowej kamery CCD jako sensora wejściowego prowadzi do powstania bardzo dużego strumienia informacji (dla matrycy o rozmiarach 768 x 512 pikseli i częstotliwości 50 półobrazów na sekundę - 79 Mbit/s [TEI91]), który należy przetworzyć na postać cyfrową (pasmo 5 MHz) i zapamiętać, a następnie przetworzyć i zanalizować. Wymienione parametry przekazywanego obrazu, kompatybilne m. in. ze standardem PAL, umożliwiają wyliczenie zakresu prędkości kątowej i dokładności odwzorowania pozycji gałki ocznej. Zakładając rejestrację ruchu gałki ocznej w zakresie $\pm 30^\circ$ od położenia środkowego otrzymujemy następujące wartości:

- ♦ dokładność odwzorowania pozycji gałki ocznej w płaszczyźnie poziomej jest równa 0.08° w sąsiedztwie położenia środkowego i spada do ok 0.09° na skrajach zakresu rejestracji;
- ♦ dokładność odwzorowania pozycji gałki ocznej w płaszczyźnie pionowej jest równa 0.12° w sąsiedztwie położenia środkowego i spada do ok 0.14° na skrajach zakresu rejestracji;

- ♦ maksymalna możliwa do zarejestrowania prędkość ruchu gałki ocznej wynika z częstotliwości odczytu matrycy CCD (otrzymywania pełnego obrazu) wynoszącej 25 Hz.

Użycie zwykłej kamery CCD zapewnia rejestrację prędkości kątowych do 2 °/s - rejestrowaniu wyższych prędkości ruchu gałki ocznej towarzyszy spadek dokładności odwzorowania pozycji spowodowany znanym z fotografii "efektem poruszenia". Rejestracja znacznych prędkości ruchu gałki ocznej bez jednoczesnej utraty dokładności wymaga użycia kamery wyposażonej w migawkę (ang.: *shutter*), której czas otwarcia determinuje granicę dokładnej rejestracji. Przykładowo, przy czasie otwarcia równym 1/1000 s, maksymalna prędkość kątowa ruchu gałki ocznej rejestrowana bez strat dokładności wynosi ok. 80 °/s. Poważnym ograniczeniem wykluczającym stosowanie ultraszybkich migawek jest konieczność zwiększania czułości matryc CCD proporcjonalnie do skracania czasu ich naświetlania. Warto zauważyć, że matryca CCD zaopatrzona w migawkę może być uważana za rodzaj układu próbkującego-pamiętającego.

Innym rozwiązaniem zmierzającym do rejestracji i przetwarzania pełnego zakresu prędkości gałki ocznej jest zwiększenie częstotliwości odczytu matrycy CCD do ok. 200 półobrazów na sekundę, co jest jednak bardzo kosztowne i powoduje dalszy wzrost strumienia informacji.

Niektóre z metod zakładają wstępną redukcję strumienia informacji przez odczyt matrycy CCD (kamery) z częstotliwością 2-3 półobrazów na sekundę [YAM90], przy jednoczesnej akceptacji ograniczenia rejestrowanego zakresu prędkości gałki ocznej. Innym sposobem ograniczenia objętości informacji wizyjnej jest redukcja rozmiarów matrycy CCD do wielkości 190 x 244 piksele [VIE87], czego następstwem jest jednak obniżenie dokładności lokalizacji geometrycznej gałki ocznej. Autor ten zaproponował dalszą redukcję objętości informacji wizyjnej przez ograniczenie ilości rozróżnianych poziomów szarości do 14. Nawet przy zastosowaniu sprzętu oraz algorytmów zoptymalizowanych pod względem prędkości działania uzyskano czas analizy informacji okoruchowej rzędu 0.5 s/półobraz [TEI91]. Jest to wartość ok. 25-krotnie przekraczająca limit czasowy wymagany do analizy sygnału na bieżąco (ang.: *on-line*). Omawiana metoda nie nadaje się więc do wykorzystania w procesie sterowania wymagającym bieżącego przetwarzania informacji.

2.4.3. Zalety metody wizyjnej

Niewątpliwą zaletą metody wizyjnej jest jej nieinwazyjność. Niektórzy autorzy proponują wprowadzić używanie także i w tej metodzie soczewek kontaktowych, większość jednak porzeka na analizie obrazów naturalnych refleksów pochodzących od układu optycznego oka lub środka ciężkości czy też konturu tęczówki. Inną, ważną zaletą tej metody jest możliwość eliminacji efektów fiksacji wzroku dzięki stosowaniu podczerwieni i masek światłoszczelnych, które dodatkowo umożliwiają optokinetyczną stymulację oczopląsu. Wśród zalet metody wizyjnej wymienić jeszcze należy niewrażliwość otrzymywanego sygnału (który właściwiej byłoby nazywać strumieniem informacji) na zakłócenia oraz łatwość jego przechowywania w postaci analogowej (magnetowid) i cyfrowej (dysk magnetyczny lub magnetooptyczny).

2.4.4. Perspektywy rozwoju

Wizyjna metoda analizy ruchu gałki ocznej ma szereg zalet (m. in. jako jedyna łączy cechę nieinwazyjności z możliwością analizy ruchów w trzech stopniach swobody) i pomimo faktu, że wymaga znacznych nakładów obliczeniowych, a co za tym idzie - kosztów, jest metodą ostatnio najefektywniej rozwijaną. Mała podatność na zakłócenia, a w konsekwencji duża wiarygodność informacji okoruchowej w połączeniu z nieinwazyjnością jest przyczyną, dla której metoda wizyjna bywa coraz częściej stosowana w praktyce klinicznej. Jej znaczny jak dotychczas koszt - stanowiący główną barierę w wielu zastosowaniach - jest w znacznej mierze podyktowany wysokimi wymaganiami sprzętowymi i powinien ulec redukcji wraz z postępem technologii elektronicznej. Warto zauważyć fakt, iż opisana metoda wizyjnej akwizycji i analizy ruchu gałki ocznej jest szczególnym przypadkiem stosowanej w wielu dziedzinach analizy ruchu prowadzonej w oparciu o sekwencję próbek w postaci obrazów kontrolowanego obiektu [TAD93].

Tab. 2.2. Zestawienie podstawowych parametrów i zakresów zastosowań metod akwizycji informacji okoruchowej

METODA	ZASTOSOWANIE	ZAKRES	DOKŁADNOŚĆ	PASMO	CENA (tys. zł)
elektryczna	diagnostyka medyczna	-30°...+30°	1,5°	30 Hz	15...20
magnetyczna (search coil)	eksperymenty medyczne	-30°...+30°	0,02°	200 Hz	> 75
fotoelektryczna (refleks rogówkowy)	systemy sterowania	-30°...+30°	0,2°	600 Hz	> 100
fotoelektryczna (refleksy Purkiniego 1-4)	systemy sterowania	-15°...+15°	1°	600 Hz	?
fotoelektryczna z użyciem soczewek kontaktowych z lustrami	eksperymenty medyczne	-5°...+5°	0,001°	300 Hz	?
fotoelektryczna z użyciem promieniowania podczerwonego	diagnostyka medyczna, systemy sterowania	-15°...+15°	0,25° ... 0,5°	300 Hz	30...55
wizyjna 2D (jasny refleks źrenicowo- rogówkowy) - metoda rastrowa [SHE73]	diagnostyka medyczna, systemy sterowania	-30°...+30°	0,5° ... 1°	30 Hz on-line	30...50
wizyjna 2D (ciemny refleks żrenicowo-rogówkowy) - metoda środka ciężkości [RAZ86]	eksperymenty medyczne, ergonomia	-30°...+30°	0,5°	25 ... 30 Hz on-line	450
wizyjna 3D (obserwacja krawędzi źrenicy) - korelacja kołowa [VIE87]	eksperymenty medyczne	-25°...+25°	0,5°	30 Hz on-line	?
wizyjna 3D (naturalne punkty charakterystycz- ne widoczne na tęczówce) - środek ciężkości [YAM90]	eksperymenty medyczne	-25°...+25°	0,1°	30 Hz 2...3 s/obraz	?
wizyjna 3D (obserwacja wyłącznie ruchów torsyjnych źrenicy VTM ¹) - korelacja kołowa [MOO91]	eksperymenty medyczne	-30°...+30°	0,1°	pojedyncze obrazy 2...3 s/obraz	?
wizyjna 3D (śledzenie <i>on-line</i> środka geometrycznego źrenicy) - korelacja kołowa [TEI91]	eksperymenty medyczne	-30°...+30°	0,1°	25...12,5 Hz 0,5 s/obraz	?
¹ VTM - Videotorsjometria					

2.5. Pojęcie sygnału okoruchowego

Zestawienie najczęściej spotykanych rodzajów ruchów gałki ocznej w aspekcie technicznym, tj. bez wchodzenia w fizjologiczne mechanizmy ich powstawania, a następnie zestawienie metod śledzenia pozycji i parametrów ruchu gałki ocznej, prowadzą do wniosku, iż pojęcie **sygnał okoruchowy** obejmuje w istocie cały szereg sygnałów o różnych własnościach. Sygnały te są ściśle zależne od zastosowanej metody akwizycji pozycji oka i charakteryzują się różną wiernością i wiarygodnością zawartych w nich informacji okoruchowych. Z punktu widzenia zastosowań sygnału okoruchowego pewne cechy tego sygnału oraz pewne fragmenty ruchu gałki ocznej stają się szczególnie istotne. Wobec tego, ogólnie pojęty **sygnał okoruchowy** może być w konkretnych zastosowaniach scharakteryzowany kilkoma zaledwie parametrami, wynikającymi przede wszystkim z fizjologicznych uwarunkowań ruchu gałki ocznej. Pozostałe parametry sygnału, w tym wszystkie wielkości "elektryczne" jak napięcie, impedancja źródła, zakres częstotliwości sygnału itp., są właściwe dla zastosowanych metod akwizycji a nie dla sygnału jako takiego (tab. 2.2.).

Bogaty wachlarz stosowanych metod akwizycji wymaga wprowadzić odmiennego potraktowania własności sygnału w każdej metodzie, pozwala jednak znacznie bardziej elastycznie dopasować sposób pobrania informacji okoruchowej do celu w jakim zostanie ona wykorzystana w konkretnym zastosowaniu.

3. DIAGNOSTYCZNE ZASTOSOWANIA SYGNAŁU OKORUCHOWEGO

3.1. Zastosowania sygnału okoruchowego

Przyczyny przyjmowania określonych pozycji przez gałkę oczną są bardzo zróżnicowane. W przeważającej większości przypadków dominującym czynnikiem jest świadomy proces śledzenia wzrokowego. Niektóre z ruchów gałki ocznej wyykają się jednak spod kontroli świadomości (oczopląsy) i w szczególnych warunkach bywają reprezentatywne dla stanu czynnościowego innych narządów (np. narządu równowagi). Dzięki temu, zainteresowanie rejestracją i analizą sygnału okoruchowego okazuje wiele dziedzin nauki, medycyny i techniki. Ogólnie, wśród zastosowań sygnału okoruchowego, wymienić należy:

- ♦ badania naukowe w szerokim zakresie dyscyplin,
- ♦ diagnostykę medyczną,
- ♦ automatykę i sterowanie.

Dalsza część tego paragrafu jest krótkim przeglądem ukazującym różnorodność sposobów wykorzystania sygnału okoruchowego. Zestawienie to nie pretenduje do tego, by być próbą wyczerpania listy wszystkich możliwych zastosowań.

3.1.1. Badania naukowe

Za pomocą sygnału okoruchowego prowadzone są następujące prace badawcze:

- ♦ badanie anatomii i fizjologii układu równowagi,
- ♦ badanie udziału poszczególnych ośrodków receptorów równowagi [SOM87],
- ♦ badanie procesu habituacji - przebieg przyzwyczajania do przyspieszeń kątowych w płaszczyznach pionowej i poziomej [JEA76],
- ♦ badanie zdolności koncentracji uwagi - rejestracja śledzenia wzrokowego w różnych warunkach, pod wpływem alkoholu, środków farmakologicznych, zmęczenia, oświetlenia itp. [COU93],
- ♦ badania nad ruchem gałek ocznych w poszczególnych fazach snu,

- ♦ badanie wpływów otoczenia na dokładność śledzenia wzrokowego - np. wpływu reklam przydrożnych na bezpieczeństwo prowadzenia pojazdu, ergonomii tablic rozdzielczych w centrach sterowania itp.

3.1.2. Diagnostyka medyczna

W celach diagnostycznych rejestruje się sygnał okoruchowy w następujących typach badań medycznych:

- ♦ badanie stanu i określanie przyczyn zaburzeń funkcjonowania układu równowagi przez wywoływanie oczopląsów metodą kaloryczną, rotacyjną bądź optokinetyczną i porównywanie ich symetrii [FIT42],
- ♦ badanie odporności organizmu na trudne warunki pracy związane z dużymi lub rytmicznymi przyspieszeniami (kosmonauci, lotnicy, marynarze, tancerze) [MEI65],
- ♦ badanie refleksu - szybkości i przebiegu czasowego reakcji gałki ocznej na wymuszenie (np. błyskowe) skierowane kątowno do poprzedniej osi fiksacji oczu [FIO77].

3.1.3. Automatyka i sterowanie

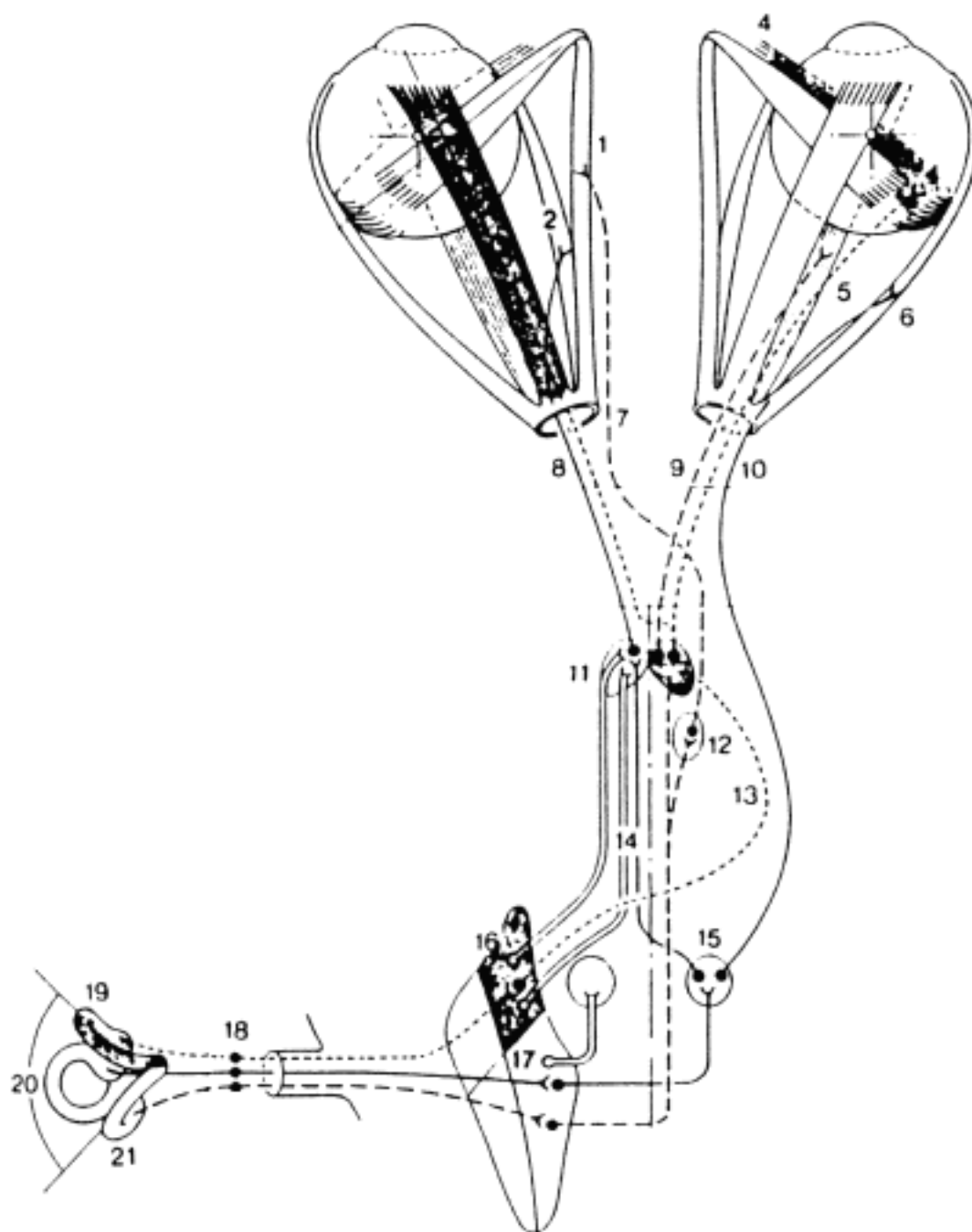
Za pomocą odbioru i odpowiedniej interpretacji sygnału okoruchowego można realizować wybrane zadania automatyki i sterowania. Są to między innymi:

- ♦ sterowanie raket samonaprowadzających poprzez odczyt i analizę pozycji gałki ocznej strzelca w momencie odpalenia [PER93],
- ♦ wybór obiektu w obrębie kadru, na który skierowana jest oś optyczna gałki ocznej fotografującego, w celu automatycznego ustawienia ostrości przez aparat fotograficzny [CAN93],
- ♦ sterowanie robotem obsługującym osobę niepełnosprawną lub częściowo sparaliżowaną za pomocą systemu wyświetlanego menu poleceń i odczytu położenia gałki ocznej użytkownika,
- ♦ poruszanie kursora na ekranie monitora komputerowego (tzw. "mysz optyczna") - pozwala przemieszczać kursor bez angażowania dłoni operatora, co zwiększa szybkość, komfort i efektywność pracy.

3.2. Zastosowanie elektronystagmografii do diagnostyki narządu równowagi

Spośród wymienionych w p. 3.1. sposobów wykorzystania sygnału okoruchowego interesujące z punktu widzenia lekarza klinicysty jest badanie stanu i określanie przyczyn zaburzeń funkcjonowania układu równowagi (rys. 3.1.) przez wywoływanie oczopląsów i porównywania ich parametrów (por. p. 3.1.2.). Według obecnego stanu wiedzy lekarskiej [LAT76] stymulacja fizjologiczna lub sztuczna choćby jednego z trzech podstawowych ośrodków równowagi doprowadza do złożonych reakcji organizmu, wyrażających się zawrotami głowy, oczopląsem, zaburzeniami równowagi statycznej i dynamicznej oraz objawami wegetatywnymi. Proporcje występowania wymienionych zjawisk są uzależnione przede wszystkim od sposobu stymulacji oraz fizjologicznej sprawności narządu przedsionkowego, narządu wzroku i czucia proprioceptywnego. Najczęstszym objawem zakłóceń równowagi jest oczopląs, który choć nie jest jedyną odpowiedzią na zadany bodziec, zawiera wiele cennych informacji diagnostycznych pozwalających na obiektywną ocenę reakcji układu równowagi, a przez to - jego stanu klinicznego. Przez oczopląs rozumiane są poziome, pionowe lub elipsoidalne ruchy gałek ocznych. Podstawową cechą klasycznego oczopląsu jest występowanie w tym zjawisku faz: szybkiej i wolnej, rozróżnialnych na podstawie prędkości kątowej ruchu gałki ocznej. W pracy [LAT76] wymieniono kilkanaście rodzajów oczopląsów rozróżnianych w oparciu o przyczyny powstawania. W praktyce klinicznej do diagnostyki narządu równowagi wykorzystuje się trzy następujące:

- ♦ oczopląs przedsionkowy poobrotowy,
- ♦ oczopląs przedsionkowy postkaloryczny,
- ♦ oczopląs optokinetyczny.

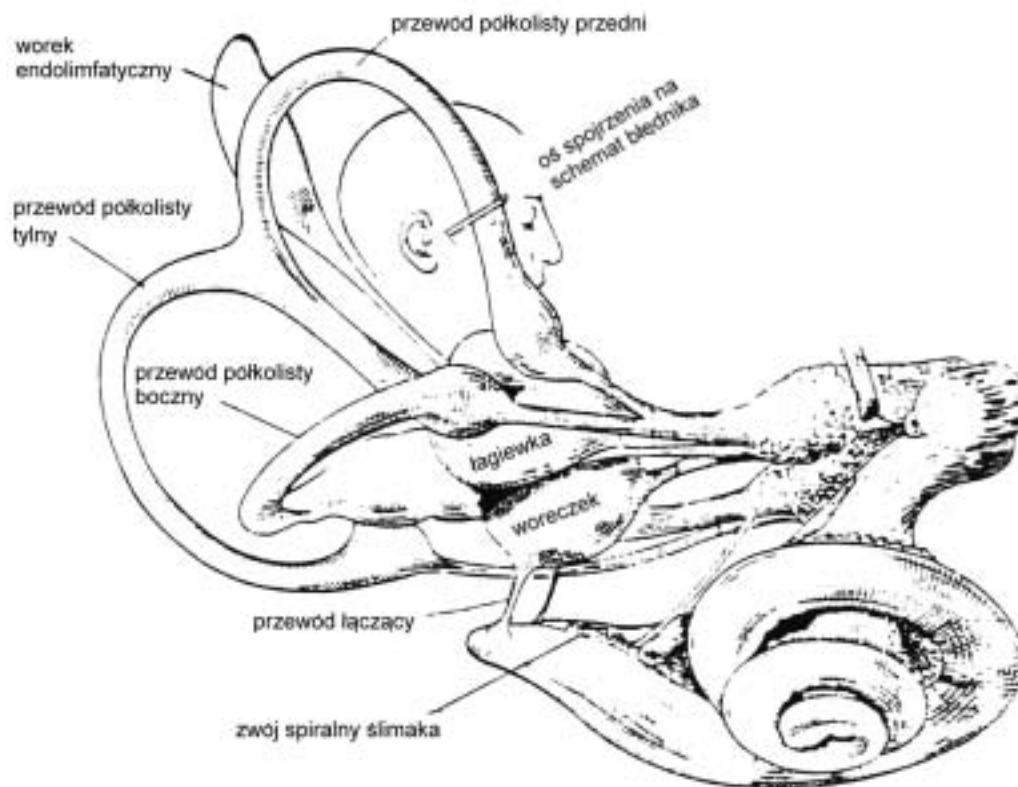


Rys. 3.1. Budowa anatomiczna układu równowagi

3.2.1. Oczopląs poobrotowy

Wywoływanie oczopląsu poobrotowego jest najbardziej zbliżone do fizjologicznych warunków pracy układu równowagi. Na skutek występujących w ruchu obrotowym przyspieszeń następuje przemieszczanie się endolimfy zawartej w trzech wzajemnie prostopadłych kanałach półkolistych błędnika (rys. 3.2.), związane z jej bezwładnością (tzw. limfokineza). Prędkość ruchu endolimfy reprezentuje wartość doznanego przyspieszenia, a proporcje prędkości w trzech kanałach - jego kierunek. Wewnątrz kanałów półkolistych znajdują się rzęski nabłonka zmysłowego (*stereocilia*) (rys. 3.3.), których wychylenia - powodowane ruchem endolimfy - powodują pobudzenie lub hamowanie aktywności bioelektrycznej kanałów, co wyraża się wzrostem lub spadkiem częstotliwości impulsacji włókien nerwu przedsionkowego. Informacja o doznanym przyspieszeniu jest przetwarzana w mózdzku na sygnały sterujące mięśniami poruszającymi gałką oczną (sygnały okulomotoryczne) w taki sposób, aby zapewnić niezmienną oś optyczną patrzenia. Zjawisko to umożliwia np. zatrzymanie wzroku na nieruchomym celu podczas obrotu głowy. Występuje ono nawet w przypadku braku postrzeganego celu (tj. przy zamkniętych oczach), co dowodzi iż przyczyną ruchu gałek ocznych jest bodziec pochodzenia błędnikowego. Ruch "śledzenia" tworzy fazę wolną oczopląsu. Wobec ograniczonego zakresu ruchu gałki ocznej w oczodole (zwykle ok. 90°), naprzemian z opisanymi wyżej ruchami "śledzenia" muszą występować tzw. ruchy kompensacyjne, przemieszczające gałkę oczną w kierunku przeciwnym. Ruchy te tworzą fazę szybką oczopląsu. Prędkość kątowna ruchu gałki ocznej zależy od doznawanego przyspieszenia wyłącznie w fazie wolnej (bodziec błędnikowy), natomiast w fazie szybkiej jest stała.

Dla celów diagnostycznych stosuje się przyspieszenia chwilowe (nagła zmiana prędkości obrotowej) i sinusoidalne. Fotel obrotowy przeważnie umieszczany jest w ciemni w celu eliminacji efektu fiksacji wzroku, a zatem ograniczenia wpływu bodźców okoruchowych pochodzenia pozabłędnikowego. Wadą metody obrotowej jest poddawanie obu błędników takim samym przyspieszeniom, co wynika ze sztywności ich mechanicznego połączenia przez kości czaszki. Wobec powyższego metoda ta nie umożliwia precyzyjnej lokalizacji źródła zaburzeń równowagi.



Rys. 3.2. Budowa anatomiczna błędnika



- KC - kinocilium
- H - stereocilia
- NC - kielich nerwowy
- N - włókno nerwowe
- NE2 - zakończenie nerwu eferentnego
- Nu - jądro komórkowe
- M - mitochondria

Rys. 3.3. Budowa komórki nabłonka zmysłowego przedsionka

3.2.2. Oczopląs postkaloryczny

Kaloryczna metoda wywoływania oczopląsu polega na wprowadzaniu w ruch endolimfy w kanale półkolistym poziomym (w pozycji leżącej pacjenta usytuowanym pionowo) poprzez pośrednie miejscowe ogrzanie lub ochłodzenie. Konwekcyjny ruch endolimfy powoduje - podobnie jak w przypadku użycia przyspieszenia - reakcję systemu nerwowego i ruch gałek ocznych typu oczopląsu. Choć reakcja ta nie jest typowo fizjologiczna, jej powszechne wykorzystanie do diagnostyki układu równowagi wynika z unikalnej możliwości pobudzenia tylko jednego kanału. Pobudzenia kalorycznego dokonuje się zazwyczaj poprzez wprowadzenie do przewodu słuchowego wody o temperaturze różniącej się od temperatury ciała. Powszechnie przyjętym w praktyce klinicznej testem układu równowagi człowieka jest tzw. próba cieplna Hallpilce'a, uważana za jedno z najlepszych kryteriów oceny narządu równowagi. Polega ona na podrażnieniu układu równowagi określonymi bodźcami i rejestracji, a następnie analizie jego odpowiedzi. Próba ta pozwala określić jako źródło niesprawności obwodową lub ośrodkową część przedsionka, co ma istotne znaczenie dla leczenia pacjenta.

Powszechnie do drażnienia błędnika stosuje się wodę o temperaturze 30 °C i 44 °C, zwaną dalej "zimną" i "ciepłą". Tak dobrane wartości temperatur są wystarczająco odległe od średniej temperatury ciała badanego, która wynosi 37 °C, aby na skutek limfokinezy spowodować oczopląs. Oczopląs ten traktowany jest jako mierzalna reakcja badanego systemu. Bezpośrednio po rozpoczęciu pobudzenia cieplnego pojawia się reakcja w postaci oczopląsu, której szczyt (maksimum amplitudy) przypada zazwyczaj ok. 60 ÷ 80 s później. W badaniach klinicznych stosowany jest zatem następujący standard badania: 30 s - pobudzenie, 30 s - przerwa oraz 30 s - rejestracja ruchu gałek ocznych. Taki schemat badania pozwala uzyskać za każdym razem najwłaściwszy do diagnozy zapis na szczycie reakcji.

Reakcja oczopląsowa na wlanie ciepłej wody do prawego ucha (lub: zimnej wody do lewego ucha) jest następująca: wolny ruch gałki ocznej w prawo, a następnie szybki ruch w lewo, określane odpowiednio jako faza wolna i szybka oczopląsu. Reakcja oczopląsowa na wlanie zimnej wody do prawego ucha (lub: ciepłej wody do lewego ucha) jest przeciwna. W przypadku fizjologicznie prawidłowym prędkość kątowa ruchu

gałki ocznej w fazie wolnej oczopląsu jest jednakowa we wszystkich czterech wymienionych przypadkach. Pojawienie się asymetrii reakcji stanowi podstawową przesłankę diagnostyczną.

Według opisanego wyżej schematu przeprowadzane są u każdego pacjenta cztery tzw. próby kaloryczne, a następnie na podstawie analizy statystycznej zarejestrowanych sygnałów, obliczane są dwa współczynniki: CP (ang.: *canal paresis*) określający symetrię pobudzenia błędników oraz DP (ang.: *directional preponderance*) określający przewagę kierunkową oczopląsu.

$$CP = \frac{(UzL+UcL)-(Uzp+Ucp)}{UzL+UcL+Uzp+Ucp} \times 100\%$$

$$DP = \frac{(UzL+Ucp)-(Uzp+UcL)}{UzL+UcL+Uzp+Ucp} \times 100\%$$

gdzie:

U - szybkość fazy wolnej w poszczególnych badaniach:

zl - zimna woda lewe ucho

zp - zimna woda prawe ucho

cl - ciepła woda lewe ucho

cp - ciepła woda prawe ucho

Podane wzory, zaproponowane przez Jongkeesa [JON61], są biologiczną podstawą oceny elektronystagmogramów. Warto zauważyć, że współczynnik CP w sposób istotny zależy tylko od asymetrii reakcji oczopląsu na pobudzenia - z punktu widzenia kierunku pobudzeń (ucho prawe, ucho lewe), natomiast współczynnik DP - tylko od asymetrii reakcji na pobudzenia - z punktu widzenia kierunku fazy wolnej oczopląsu (w prawo, w lewo).

Z literatury przedmiotu wynika, że maksymalne, uważane jeszcze za fizjologicznie prawidłowe, wartości tych współczynników wynoszą odpowiednio:

- ♦ dla CP 22 %,
- ♦ dla DP 28 %.

Każde istotne przekroczenie tych granic wskazuje na obecność patologii i stanowi podstawową informację, interesującą prowadzącego badania lekarza.

Fakt, że analiza oczopląsu podczas próby cieplnej Hallpilce'a polega wyłącznie na obróbce geometrycznej (pomiar nachyleń linii, będących miarą prędkości), a później na analizie statystycznej wprowadzonych danych, szczególnie predestynuje ją do

przeprowadzenia za pomocą komputera oraz pozwala spodziewać się znacznych wynikających z tego korzyści. Mimo to, powszechnie jeszcze spotyka się manualną metodę oceny elektronystagmogramów poprzez mierzenie amplitud linijką i kątów nachylenia wykresów faz wolnych - kątomierzem, następnie uśrednianie i podstawianie do wzoru Jongkeesa.

3.2.3. Oczopląs optokinetyczny

Metoda optokinetyczna wywoływania oczopląsu jest stosowana jako badanie uzupełniające przy badaniu narządu równowagi. Polega ona na wytworzeniu szybko przesuwających się obrazów przed oczyma nieruchomego obserwatora. Ponieważ narząd wzroku współuczestniczy w wytwarzaniu bodźców równowagi, optokinezę można uznać za fizjologiczną stymulację narządu równowagi. Podczas tego rodzaju stymulacji układ wzrokowo-okulomotoryczny dąży do zatrzymania nieruchomych obrazów na siatkówce oka, oczywiście w zakresie dopuszczalnego ruchu gałki ocznej. Na skraju tego zakresu gałka oczna zostaje skokowo przemieszczona w położenie przeciwne. Mamy więc do czynienia z klasycznym oczopląsem, charakteryzującym się występowaniem fazy wolnej i szybkiej. Występuje on w wielu przypadkach podświadomie, bez celowego patrzenia na przesuwające się otoczenie, np. podczas jazdy środkami lokomocji. Badanie oczopląsu optokinetycznego pozwala także stwierdzić niesprawności układu okulomotorycznego jako ewentualnej przyczyny zaburzeń równowagi.

3.3. Parametry diagnostyczne elektronystagmogramu

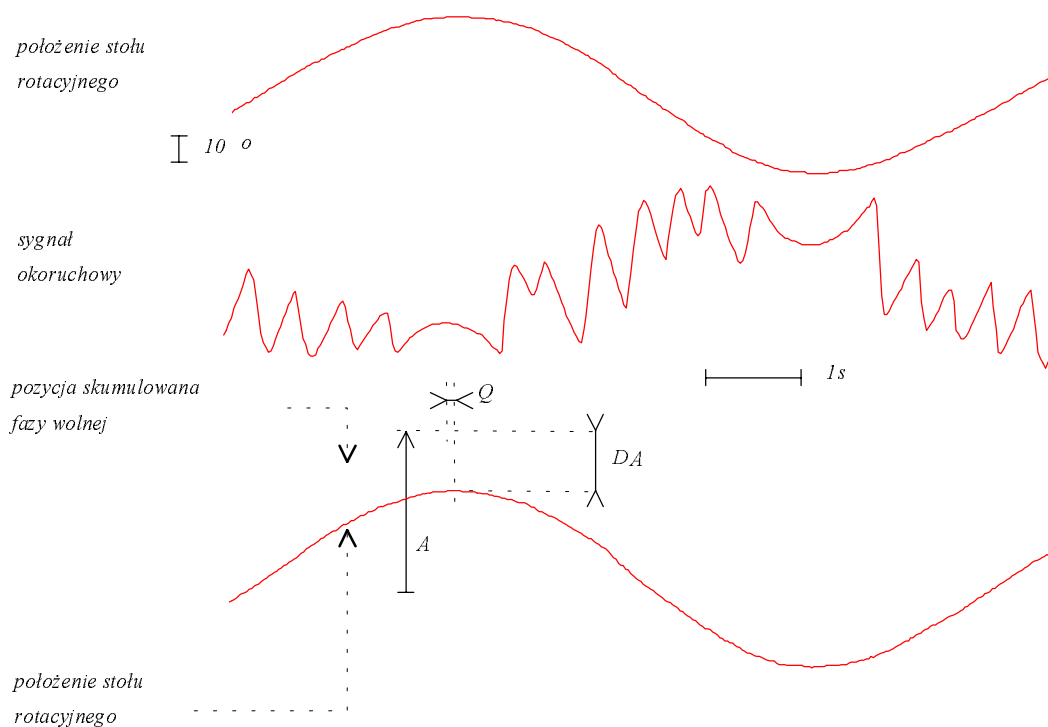
W zależności od zastosowanego bodźca sygnał okoruchowy może nieść różnorodne informacje. Niemożliwe jest więc utworzenie jednolitego systemu parametrów diagnostycznych dla elektronystagmografii. Przykładowo współczynniki CP i DP zaproponowane przez Jongkeesa mają sens kliniczny tylko w odniesieniu do prób kalorycznych. Analogicznie, pewne inne parametry elektronystagmogramu nabierają klinicznej istotności w przypadku prób obrotowych, jeszcze inne dla optokinezy.

Poniższe zestawienie parametrów diagnostycznych możliwych do obliczenia na podstawie elektronystagmogramu jest zbiorem wielkości najczęściej używanych w różnych próbach, przy czym jako kryterium selekcji przyjęto przydatność w ocenie narządu równowagi.

3.3.1. Parametry diagnostyczne oczopląsu dla pobudzeń rotacyjnych sinusoidalnych

Parametrami diagnostycznymi typowymi dla oczopląsów wywołanych rotacyjnym pobudzeniem sinusoidalnym są (rys. 3.4.):

- ♦ DA - współczynnik niedopasowania amplitudy,
- ♦ A - amplituda sinusoidy dopasowanej do pozycji skumulowanej fazy wolnej,
- ♦ Q - przesunięcie fazy pomiędzy sinusoidą dopasowaną do pozycji skumulowanej fazy wolnej, a pozycją stołu rotacyjnego,
- ♦ H - zniekształcenia harmoniczne wyrażające rezonanse w układzie okulomotorycznym.



Rys. 3.4. Parametry diagnostyczne typowe dla oczopląsów wywołanych rotacyjnym pobudzeniem sinusoidalnym (opis w tekście)

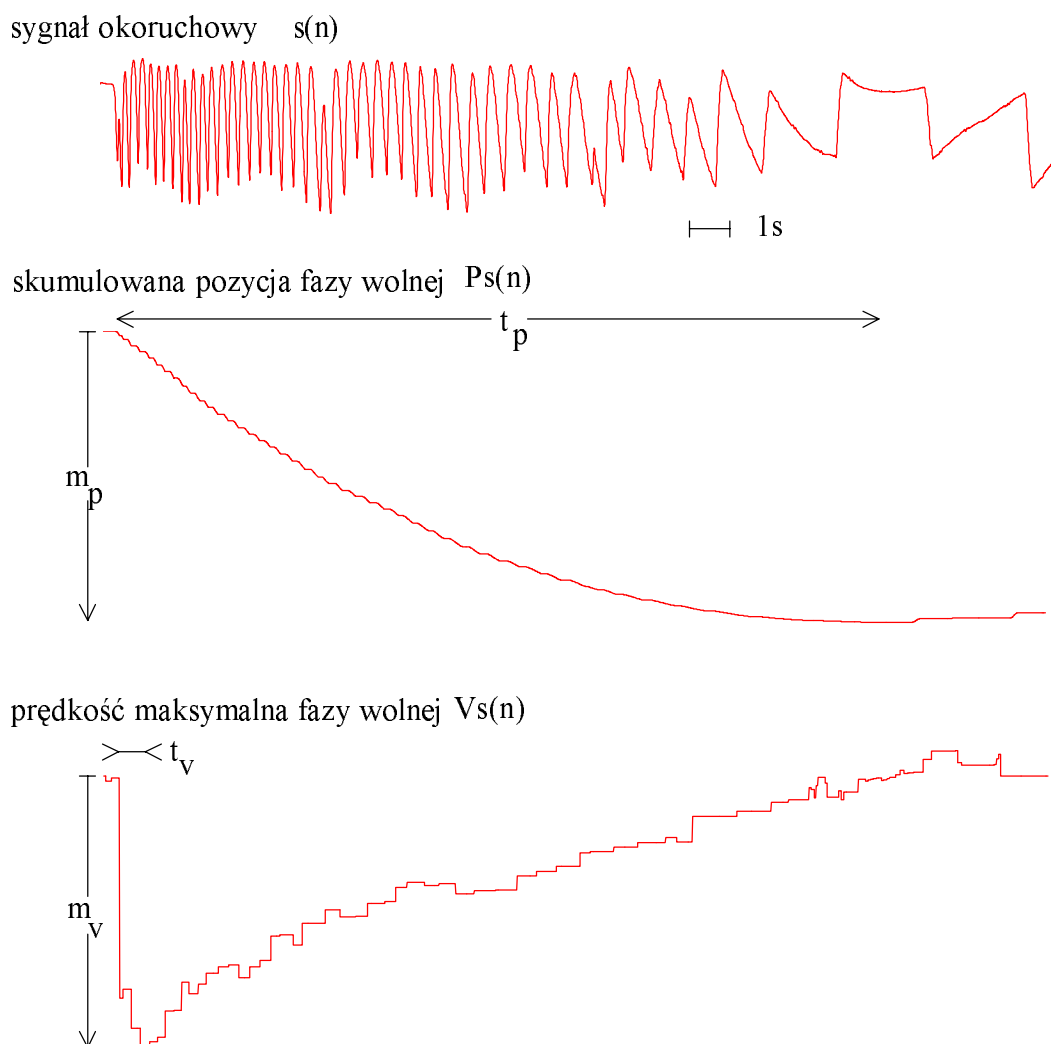
3.3.2. Parametry diagnostyczne oczopląsu dla pobudzeń rotacyjnych skokowych

Na podstawie obliczanych z sygnału okoruchowego $s(n)$ funkcji:

- ♦ $V_s(n)$ - prędkości fazy wolnej,
- ♦ $P_s(n)$ - skumulowanej pozycji fazy wolnej

wyznaczane są parametry diagnostyczne typowe dla oczopląsów wywołanych rotacyjnym pobudzeniem skokowym (rys. 3.5.):

- ♦ m_v, m_p - wartości maksymalne,
- ♦ t_v, t_p - czasy od zadania przyspieszenia do osiągnięcia wartości maksymalnych.

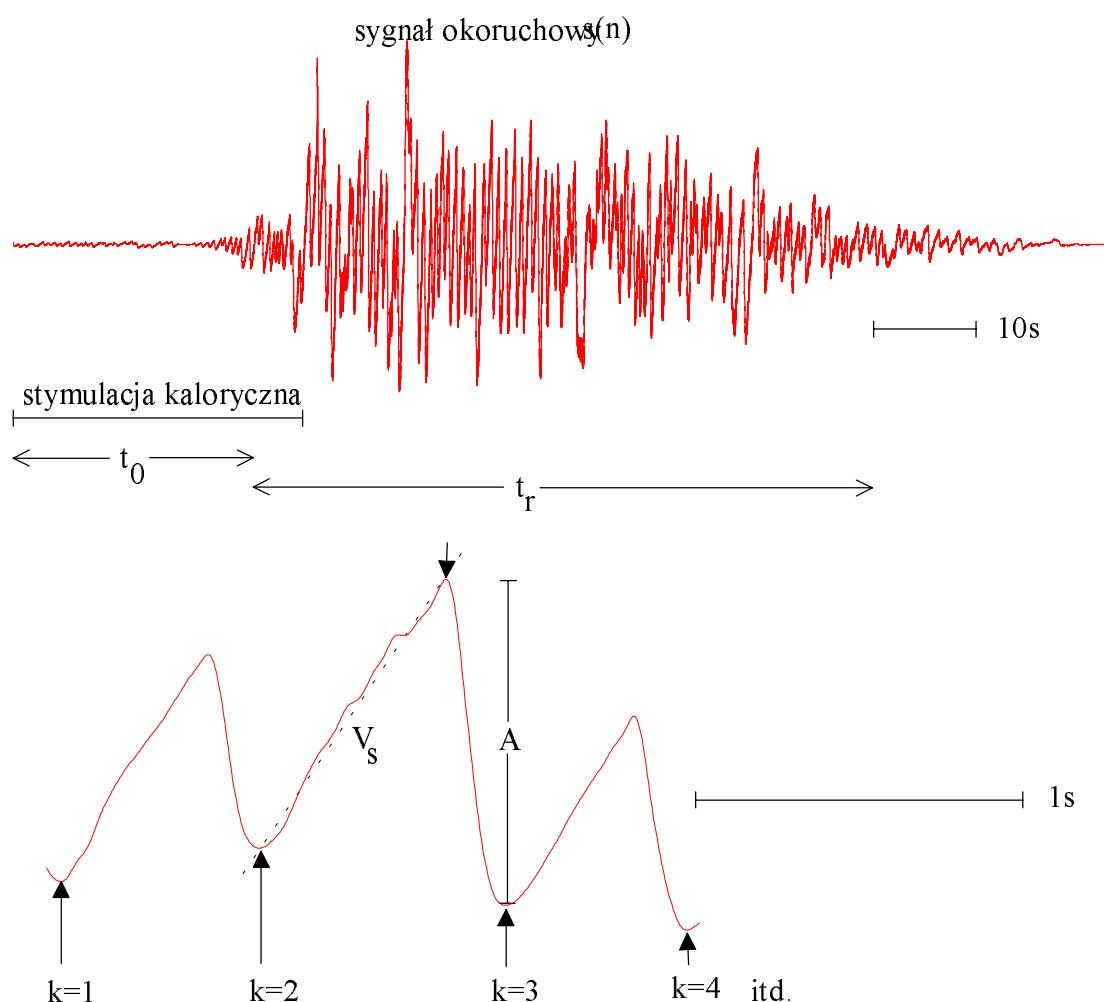


Rys. 3.5. Parametry diagnostyczne typowe dla oczopląsów wywołanych rotacyjnym pobudzeniem skokowym (opis w tekście)

3.3.3. Parametry diagnostyczne oczopląsu dla pobudzeń kalorycznych

Parametrami diagnostycznymi typowymi dla oczopląsów wywołanych pobudzeniem kalorycznym są (rys. 3.6.):

- ♦ A - amplituda (wartość średnia i odchylenie standardowe oraz wartość maksymalna),
- ♦ V_s - prędkość kątowna fazy wolnej oczopląsu,
- ♦ t_R - czas trwania reakcji oczopląsu,
- ♦ t_0 - czas utajenia reakcji,
- ♦ k - liczba wychyleń gałek ocznych (częstotliwość podstawowa oczopląsu).



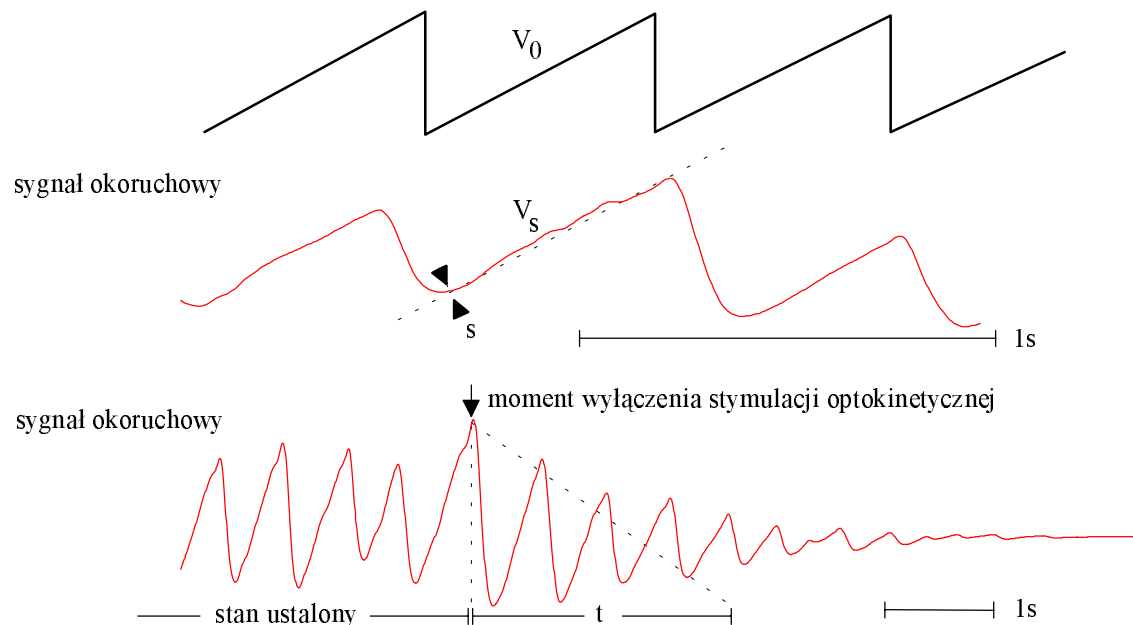
Rys. 3.6. Parametry diagnostyczne typowe dla oczopląsów wywołanych pobudzeniem kalorycznym (opis w tekście)

3.3.4. Parametry diagnostyczne oczopląsu dla pobudzeń optokinetycznych

Parametrami diagnostycznymi typowymi dla oczopląsów wywołanych optokinetycznie są (rys. 3.7.):

- ♦ t - stała czasowa odpowiedzi (prędkość zanikania amplitudy oczopląsu po wyłączeniu przesuwających się obrazów),
- ♦ DV - stosunek prędkości pobudzenia (przesuwających się obrazów) V_0 do prędkościątowej fazy wolnej V_s w stanie ustalonym,
- ♦ s - nieliniowość fazy wolnej w stanie ustalonym.

sygnał ruchu obrazów (stymulacja optokinetyczna)



Rys. 3.7. Parametry diagnostyczne typowe dla oczopląsów wywołanych pobudzeniem optokinetycznym (opis w tekście)

Powyższa lista nie wyczerpuje wszystkich informacji możliwych do uzyskania w wyniku analizy sygnału okoruchowego. Nie podano również metod klinicznej interpretacji poszczególnych parametrów - są one szeroko opisane w fachowej literaturze medycznej [JAN86].

4. OBRÓBKA NUMERYCZNA SYGNAŁU OKORUCHOWEGO

4.1. Źródła zakłóceń sygnału elektronystagmograficznego

4.1.1. Akwizycja sygnału okoruchowego w praktyce klinicznej

W p. 2.1. ... 2.4. zaprezentowanych zostało szereg metod pozyskiwania sygnału okoruchowego. Specyfika poszczególnych zastosowań znacznie ogranicza zestaw użytecznych metod z uwagi na takie czynniki jak wrażliwość, dokładność, inwazyjność czy koszt.

♦WRAŻLIWOŚĆ

Stosownie do zamierzonego wykorzystania sygnału okoruchowego oraz warunków jego pobierania należy dążyć do eliminacji oddziaływania niepożądanych czynników na pozycję gałki ocznej. Przykładowo, w celu rejestracji oczopląsu w diagnostyce układu równowagi należy wyeliminować czynnik stresu i fiksację wzroku, toteż rejestrację sygnału prowadzi się przy oczach zamkniętych, w półmroku, ciszy, koncentrując uwagę badanego na nieistotnych czynnościach (np. dodawaniu liczb co 7).

♦ DOKŁADNOŚĆ

Zależnie od zastosowanej metody pobierania, sygnał okoruchowy może reprezentować pozycję gałki ocznej z większą lub mniejszą dokładnością spowodowaną przez czynniki dodatkowe (np. jakość i niezmienność czasowa kontaktu elektrody ze skórą). Może to być powodem, dla którego przy użyciu pewnych metod akwizycji sygnału okoruchowego, wykluczone będą niektóre obszary jego zastosowań. Jest to szczególnie istotne w zastosowaniach sygnału okoruchowego do sterowania, gdzie rozbieżności pomiędzy rzeczywistą pozycją oka a wynikającą z zakłóconego czynnikami zewnętrznymi sygnału okoruchowego, mogą doprowadzić do mylnej interpretacji poleceń. Należy w tych przypadkach przewidzieć właściwy margines bezpieczeństwa i odpowiednio częste powtarzanie procesu kalibracji sygnału okoruchowego.

♦INWAZYJNOŚĆ

Metody inwazyjne (implantacja elektrod lub pętli indukcyjnych) stosowane mogą być w zasadzie wyłącznie do badań naukowych na pojedynczych egzemplarzach zwierząt doświadczalnych. Przeciwnie, metody nieinwazyjne mogą być stosowane w każdej dziedzinie. Zwłaszcza predestynowane są one w odniesieniu do ludzi, a więc w diagnostyce medycznej i w zastosowaniach do automatyki i sterowania. Niestety, z uwagi na przeważnie niższą jakość sygnału, w niektórych badaniach naukowych muszą być uzupełniane metodami inwazyjnymi.

♦KOSZT

Znaczącym czynnikiem jest także koszt konstrukcji bądź zakupu i eksploatacji urządzeń do akwizycji sygnału okoruchowego. Czynnikiem ten jest wprawdzie ściśle związany z metodą akwizycji, jednakże jego występowanie zostało zaznaczone w tym miejscu, jako że może on skutecznie eliminować metody bardziej kosztowne z pewnych zastosowań (np. prowadzonych jednostkowo badań naukowych).

W celach klinicznej diagnostyki układu równowagi stosuje się przeważnie metodę elektryczną pozyskiwania sygnału okoruchowego. Sygnał pozyskany za pomocą tej metody nazywać będziemy **sygnałem elektronystagmograficznym** (w skrócie: **ENG**). Zaletami elektronystagmografii w tym konkretnym zastosowaniu są:

- ♦ nieinwazyjność,
- ♦ możliwość rejestracji ruchu gałek ocznych za zamkniętymi powiekami (nie ma konieczności stosowania ciemni),
- ♦ niski koszt aparatury,
- ♦ wystarczająca dokładność.

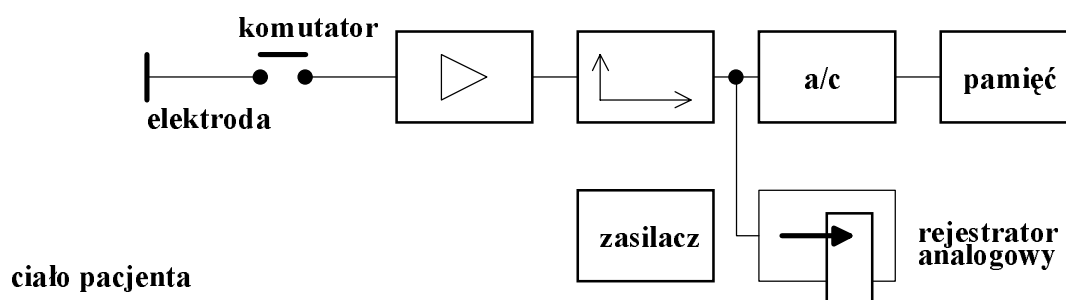
Zbliżonymi cechami charakteryzuje się również metoda oparta na naturalnych refleksach układu optycznego oka w promieniowaniu podczerwonym (dodatkowo jest ona znacznie odporniejsza na zakłócenia). Pomimo tego, na skutek konieczności stosowania ciemni (lub okularów) w celu eliminacji fiksacji wzroku, metoda ta nie przyjęła się w praktyce klinicznej.

4.1.2. Charakterystyki zakłóceń sygnału okoruchowego

Najpoważniejszą wadą metody elektrycznej jest jej znaczna podatność na zakłócenia, których źródła rozproszone są w całym praktycznie torze pozyskiwania sygnału (rys. 4.1.). Jest to spowodowane przede wszystkim niską amplitudą pozyskiwanego sygnału, a także występowaniem w sąsiedztwie lub w samej gałce ocznej organów charakteryzujących się aktywnością elektryczną w podobnym zakresie napięć i częstotliwości.

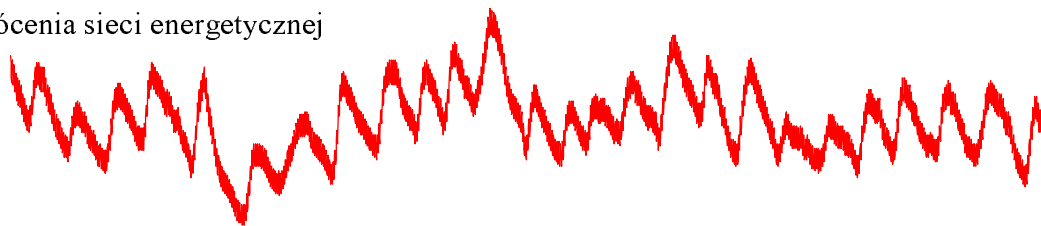
Źródłami zakłóceń są:

- ♦ szумы układów elektronicznych toru wzmacnienia,
- ♦ iskrzenie styków połączeń komutowanych w obrębie aparatury,
- ♦ przydźwięk sieci wynikający z niedostatecznej filtracji tętnień zasilacza,
- ♦ przebiegi wolnozmiennne związane z temperaturowymi zmianami własności elementów elektronicznych toru wzmacnienia,
- ♦ zakłócenia impulsowe i przydźwięk sieci indukowane w doprowadzeniach elektrod i ciele pacjenta przez pole elektromagnetyczne z otoczenia,
- ♦ przebiegi wolnozmiennne związane ze zjawiskami elektrolitycznymi występującymi na styku elektrod z naskórkiem oraz ze zmienną w czasie impedancją naskórka,
- ♦ przebiegi biologiczne wynikające z aktywności mięśni okoruchowych, mięśni powiek, mięśni twarzy, a także elektroretinogramy, elektrokardiogramy oraz elektroencefalogramy nakładające się na rejestrowany sygnał ENG,
- ♦ wahania potencjału rogówkowego w zależności od natężenia padającego światła i innych czynników zewnętrznych.

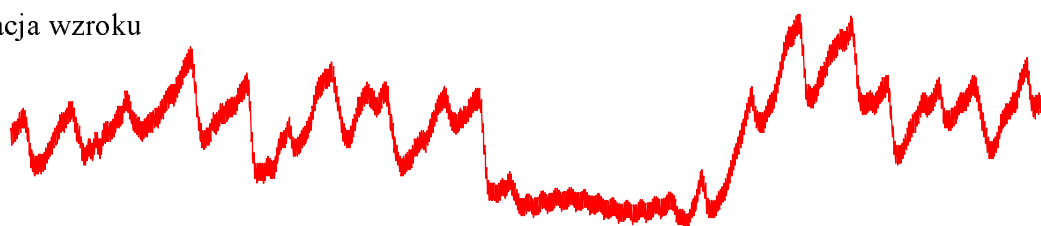


Rys. 4.1. Schemat blokowy toru akwizycji elektronystagmogramów

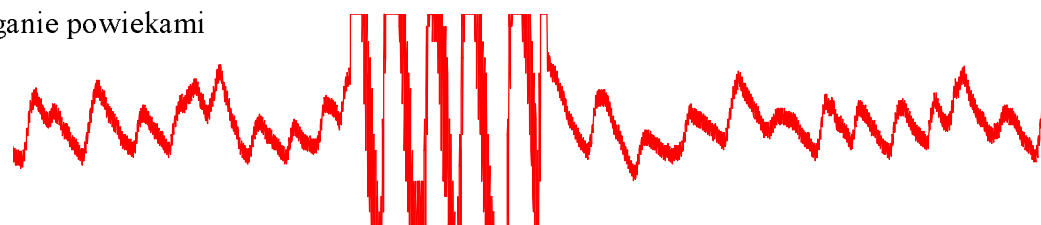
zakłócenia sieci energetycznej



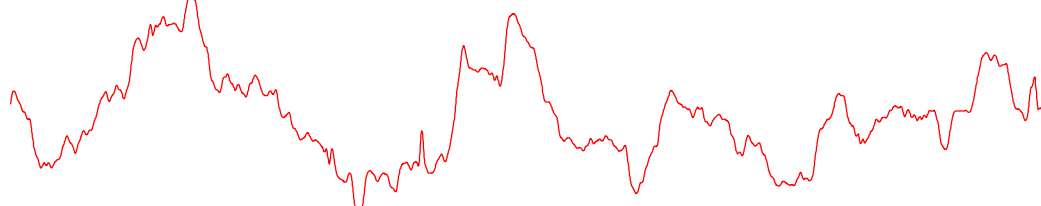
fiksacja wzroku



mruganie powiekami



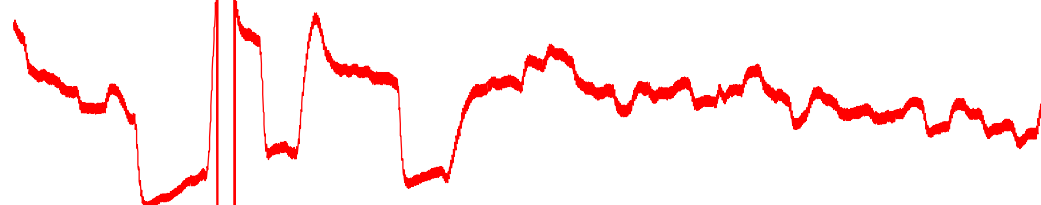
ruchy nystagmoidalne (pozbawione cech oczopląsu) "zakłócenia psychologiczne"



wahania linii izoelektrycznej spowodowane zmiennym kontaktem elektrod



niepokój gałek ocznych (bez cech oczopląsu) "zakłócenia psychologiczne"



└─ 1s

Rys. 4.2. Przykłady zakłóceń sygnałów okoruchowych

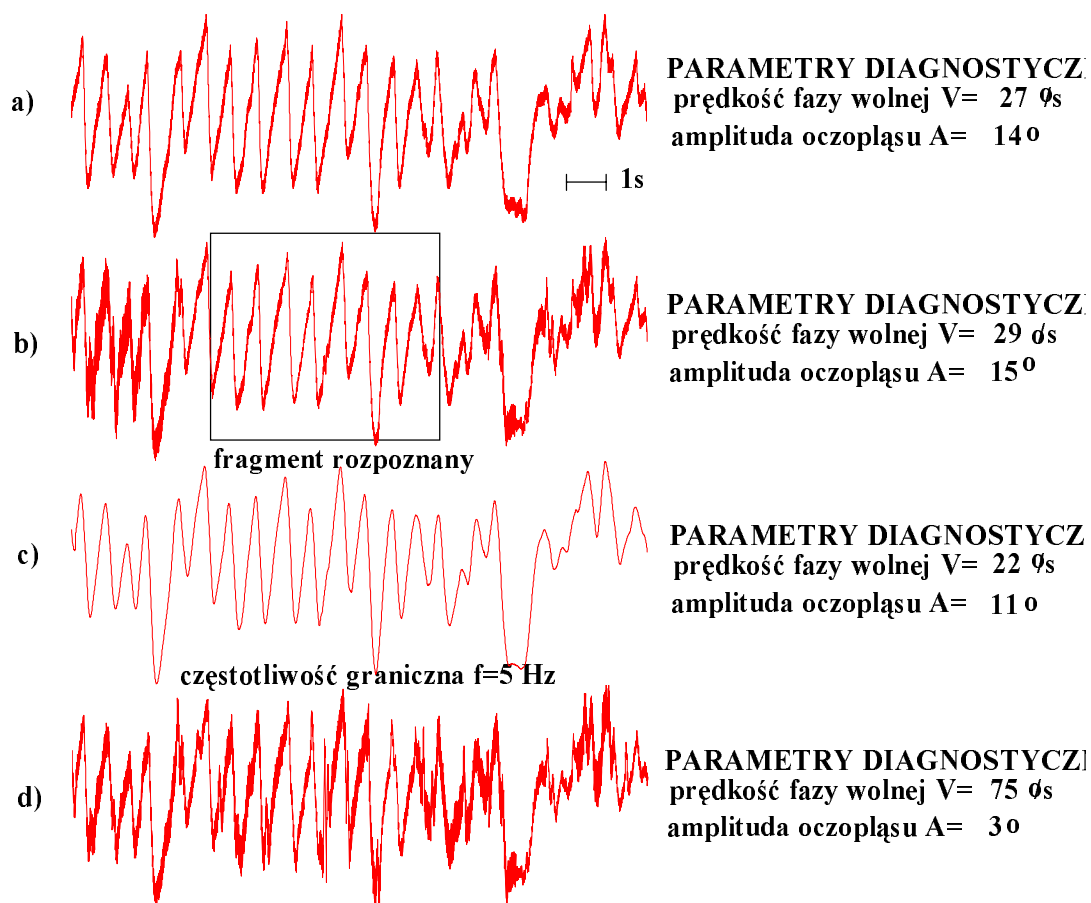
Wpływ niektórych z wymienionych rodzajów zakłóceń może zostać ograniczony poprzez stosowanie niskoszumnej aparatury najwyższej jakości, ekranów elektromagnetycznych oraz przez odpowiednie przygotowanie naskórka w miejscu kontaktu elektrod. Są to obecnie czynności rutynowe stosowane przy rejestracji biopotencjałów.

Dotyczy to jednak wyłącznie zakłóceń pochodzenia "technicznego". Zakłócenia elektronystagmogramu, których przyczyną jest aktywność organizmu spoza zakresu zainteresowań diagnostyki układu równowagi mogą być wprawdzie częściowo zminimalizowane poprzez staranny dobór warunków badania, jednakże sama natura tych zakłóceń nie pozostawia nadziei na ich całkowitą eliminację.

4.2. Powszechnie stosowane metody filtracji sygnału elektronystagmograficznego i ich wpływ na jakość parametrów diagnostycznych

Jak wspomniano w p. 3.2.2. obróbka sygnału elektronystagmograficznego w celu pozyskania parametrów diagnostycznych może być przeprowadzona automatycznie za pomocą maszyny cyfrowej. Warunkiem poprawności tak prowadzonej analizy jest, aby sygnał wejściowy był możliwie najwierniejszą reprezentacją pozycji gałki ocznej. Konsekwencje występujących zakłóceń mogą być następujące (rys. 4.3.):

- ♦ brak wpływu na parametry diagnostyczne (mały poziom zakłóceń),
- ♦ brak wpływu na parametry diagnostyczne (obliczanie parametrów diagnostycznych z wycinków sygnału uznanych za niezakłócone),
- ♦ obniżenie dokładności parametrów diagnostycznych związane z drobnymi pomyłkami interpretacji lub agresywną filtracją elektronystagmogramu,
- ♦ utrata znaczenia diagnostycznego obliczanych parametrów związana z grubymi pomyłkami interpretacji elektronystagmogramu.



Rys. 4.3. Konsekwencje występujących zakłóceń sygnału ENG:

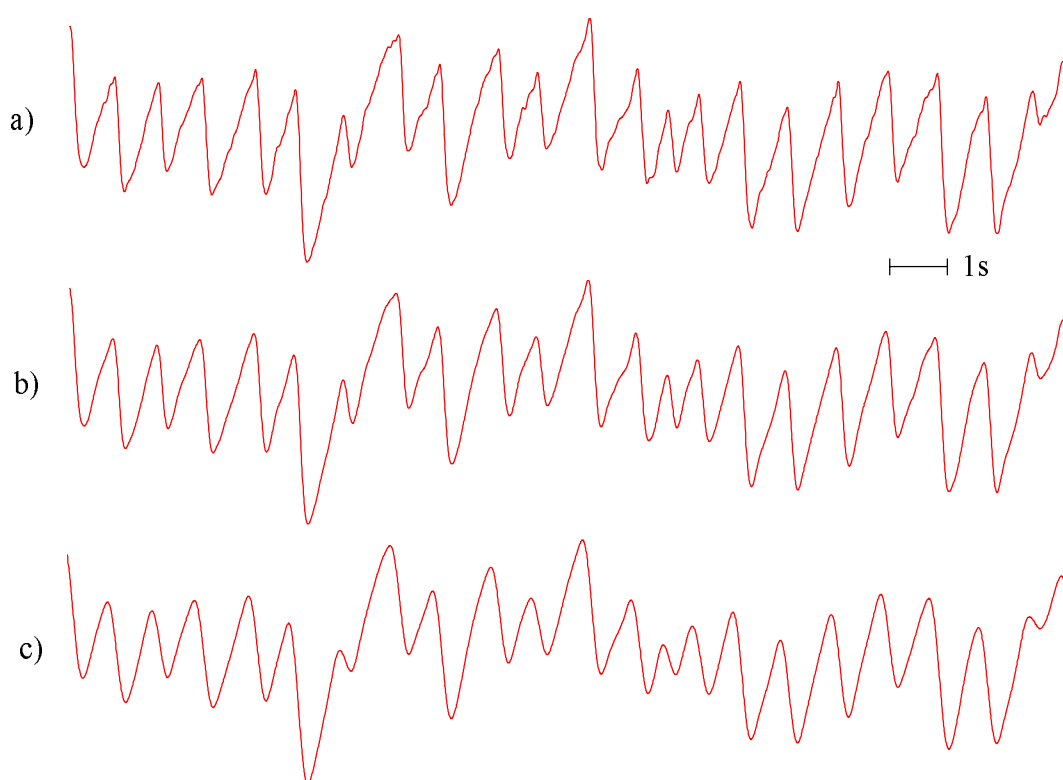
- a) brak wpływu na parametry diagnostyczne (mały poziom zakłóceń),
- b) brak wpływu na parametry diagnostyczne (obliczanie parametrów diagnostycznych z wycinków sygnału uznanych za niezakłócone - "rozpoznawanie" sygnału ENG),
- c) obniżenie dokładności parametrów diagnostycznych związane z drobnymi pomyłkami interpretacji lub agresywną filtracją elektronystagmogramu,
- d) utrata znaczenia diagnostycznego obliczanych parametrów związana z grubymi pomyłkami interpretacji elektronystagmogramu.

W dostępnej literaturze oraz w dotychczasowej własnej praktyce obróbki elektronystagmogramów autor napotkał przykłady różnych operacji mających na celu zmniejszenie wpływu zakłóceń na analizowany sygnał. Generalnie, operacje te można podzielić na dwie grupy:

- ♦ modyfikacja pasma rejestrowanych częstotliwości (filtracja),
- ♦ wybór najmniej zakłóconych partii zapisu (rozpoznawanie).

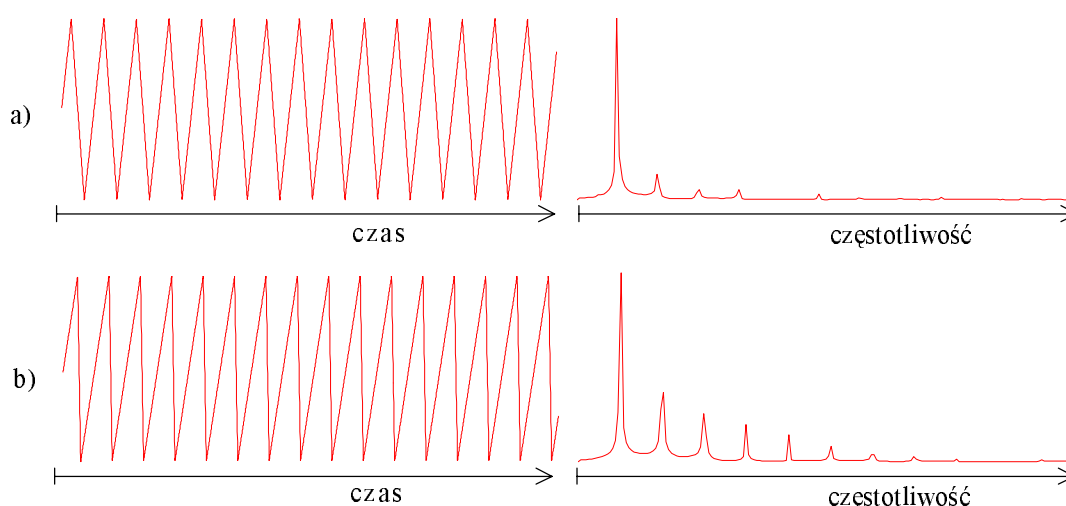
4.2.1. Filtracja sygnału elektronystagmograficznego

Filtracja częstotliwościowa rejestrowanego sygnału elektronystagmograficznego jest podstawową i powszechnie stosowaną metodą poprawy stosunku sygnału do zakłóceń. Wykorzystuje ona fakt znacznego odstępu częstotliwości podstawowej sygnału okoruchowego (0.5 ... 3 Hz) zarówno od zakłóceń sieciowych (50 Hz), jak i od zakłóceń wolnozmiennych (poniżej 0.1 Hz). W zależności od potrzeb stosuje się filtry pasmowoprzepustowe o dolnej częstotliwości odcięcia rzędu 0.2 Hz i górnej - rzędu 5...25 Hz oraz nachyleniu charakterystyk 12...18 dB/oct. Stopień ingerencji filtracji w sygnał jest zazwyczaj dobierany eksperymentalnie dla danych warunków rejestracji (pracowni) z punktu widzenia minimalizacji grubych pomyłek interpretacji [MIS93], [AUG93] (rys. 4.4.).



Rys. 4.4. Sygnał elektronystagmograficzny filtrowany dolnoprzepustowo przy częstotliwościach odcięcia: a) - 25 Hz, b) - 12 Hz, c) - 5 Hz. Agresywna filtracja prowadzi do minimalizacji grubych pomyłek interpretacji, lecz jednocześnie jest przyczyną zaniku istotnych szczegółów sygnału, a w konsekwencji utraty dokładności parametrów diagnostycznych.

Dokonana przez autora szczegółowa analiza częstotliwościowa sygnału elektronystagmograficznego (rys. 4.5.) prowadzi do wniosku, że widmo jest skupione wokół częstotliwości podstawowej dla niewielkich dysproporcji prędkości ruchu gałki ocznej pomiędzy fazą wolną i szybką. W miarę wzrostu prędkości fazy szybkiej widmo sygnału zawiera coraz więcej składowych wysokoczęstotliwościowych o istotnej energii. Praca [JUH85] przedstawia zależność maksymalnej możliwej do zarejestrowania prędkości ruchu gałki ocznej od częstotliwości próbkowania, a więc także górnej częstotliwości granicznej pasma przepustowego toru akwizycji i analizy sygnału. Wynika z niej, że wierna reprezentacja wszystkich fizjologicznie spotykanych ruchów gałki ocznej (w tym sakkad) zawiera częstotliwości do ok. 70 Hz (przy częstotliwości podstawowej oczopląsu rzędu 1...2 Hz). Tak więc, dobór górnej częstotliwości granicznej filtracji pasmowoprzepustowej jest zwykle kompromisem pomiędzy częstością występowania grubych pomyłek interpretacji a dopuszczalnymi zniekształceniami sygnału, spowodowanymi pozbawieniem go składowych wysokoczęstotliwościowych. Zniekształcenia te są przyczyną niedokładności obliczeń parametrów diagnostycznych. Prowadzi to do zaniechania automatycznego wyznaczania niektórych parametrów, lub do stosowania tabel korekcyjnych dostosowanych do częstotliwości odcięcia.



Rys. 4.5.a. Sygnał modelowy o małej dysproporcji modułów prędkości pomiędzy fazą wolną V_s i szybką V_Q ($DV = V_Q/V_s = 1.5$) oraz jego widmo (przedstawiono dodatnią część modułu transformaty Fouriera)

Rys. 4.5.b. Sygnał modelowy o dużej dysproporcji modułów prędkości pomiędzy fazą wolną i szybką ($DV = V_Q/V_s = 9$) oraz jego widmo (przedstawiono dodatnią część modułu transformaty Fouriera)

4.2.2. Rozpoznawanie sygnału elektronystagmograficznego

Badania natury zakłóceń pochodzenia fizjologicznego doprowadziły autora do wniosku, iż w przeważającej większości są to sygnały pojawiające się przypadkowo o ograniczonym czasie trwania. W pracy [AUG95c] autor zaproponował - jako alternatywę dla filtracji częstotliwościowej - proces nazwany "rozpoznawaniem". Polega on na wydzieleniu z nie filtrowanego sygnału okoruchowego fragmentów spełniających określone kryteria podobieństwa do wzorca. Proces ten wykorzystuje szczególne własności formy sygnału elektronystagmograficznego oraz statystyczny charakter większości parametrów diagnostycznych. Własności procesu rozpoznawania pozwalają uznać go za rodzaj filtracji sygnału w dziedzinie czasu. Większość parametrów diagnostycznych obliczanych jest w oparciu o nie zniekształcone fragmenty sygnału, a więc bez straty dokładności. Jest to okupione brakiem możliwości obliczania parametrów wymagających ciągłości sygnału¹. Dodatkowo, utrudnione jest obliczanie długości interwałów czasowych zawierających nieciągłości.

Inna propozycja opisana w [ARZ87] polega na wykorzystaniu oczekiwanej formy oczopląsu wywołanego bodźcem rotacyjnym sinusoidalnym. Pozycja skumulowana fazy wolnej ma w tym wypadku również postać sinusoidy, o częstotliwości i amplitudzie możliwej do przewidzenia na podstawie sygnału pozycji stołu rotacyjnego. Wykorzystując teorię przynależności, dokonuje się wyboru tych partii sygnału okoruchowego, które odpowiadają fazom wolnym, a brakujące fragmenty (zbyt niepodobne do postaci oczekiwanej na skutek np. zakłóceń) uzupełnia się wycinkiem sinusoidy. Metoda ta posiada zalety "rozpoznawania" nie wykazując jej wad, choć odcinkowe zastąpienie sygnału rzeczywistego przebiegiem sztucznym może budzić wątpliwości. Metoda ta może być użyteczna jedynie przy oczopląsach wywołanych rotacjami sinusoidalnymi, przy innych rodzajach bodźców forma wywołanego oczopląsu nie jest ściśle przewidywalna.

¹ Przykładem mogą być:

- wartość maksymalna prędkości fazy wolnej oczopląsu, która może wystąpić w zakłóconym fragmencie sygnału,
- pozycja skumulowana fazy wolnej oczopląsu, której poprawne obliczenie wymaga sumowania amplitud wszystkich faz wolnych.

4.3. Filtracja sygnału oczopląsu w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej

Opisane wyżej rezultaty zastosowania filtracji w dziedzinie częstotliwości oraz filtracji w dziedzinie czasu ("rozpoznawania") do poprawy jakości parametrów diagnostycznych obliczanych automatycznie na podstawie elektronystagmogramu prowadzą do wniosku, że mimo korzyści oferowanych przez każdą z tych metod, żadna z nich nie może być uznana za wystarczająco precyzyjne narzędzie obróbki sygnału. Analiza własności opisanych metod, a także liczne doświadczenia zdobyte podczas konstrukcji, implementacji i testowania algorytmów diagnostyki elektronystagmo- graficznej [AUG92], [IZW95] pozwalają na sformułowanie następujących spostrzeżeń:

- ♦ sygnał składa się z występujących przemiennie faz: wolnej i szybkiej, w sygnale rzeczywistym występują dodatkowo zakłócenia;
- ♦ głównym źródłem grubych pomyłek interpretacji jest uznanie fazy szybkiej lub zakłócenia za fazę wolną albo uznanie fazy wolnej lub zakłócenia za fazę szybką;
- ♦ głównym źródłem niedokładności parametrów diagnostycznych jest nieprecyzyjne określanie punktów zwrotnych rozgraniczających fazy, co jest naturalną konsekwencją agresywnej filtracji sygnału;
- ♦ zakłócenia impulsowe i wysokoczęstotliwościowe na zboczu fazy wolnej powodują znacznie poważniejsze konsekwencje niż identyczne zakłócenia na zboczu fazy szybkiej²;
- ♦ zakłócenia impulsowe i wysokoczęstotliwościowe w środkowej części zboczy faz powodują znacznie poważniejsze konsekwencje niż identyczne zakłócenia w pobliżu punktów zwrotnych³;

² Wynika to z faktu, iż w czasie trwania fazy wolnej zakłócenia tego typu bywają omyłkowo traktowane jako początki fazy szybkiej, co prowadzi do pomyłek interpretacji. Przeciwnie, zakłócenia wysokoczęstotliwościowe na zboczu fazy szybkiej, dzięki wyższym niż w przypadku fazy szybkiej wartościom prędkości, nie będą omyłkowo traktowane jako początki fazy wolnej.

³ Zakłócenia występujące w pobliżu punktów zwrotnych mogą być przyczyną rozbieżności pomiędzy rzeczywistym a wykrytym przez program przełomem faz oczopląsu. Prowadzi to do nieścisłej separacji faz, a więc obniżenia dokładności obliczanych parametrów diagnostycznych. Obniżenie dokładności nie jest tak drastyczne, jak mogłoby się wydawać, dzięki stochastycznej naturze zakłóceń (brak korelacji z sygnałem) oraz statystycznemu charakterowi większości parametrów diagnostycznych. Zakłócenia występujące w środkowej części zboczy faz oczopląsu (zwłaszcza fazy wolnej) są przyczyną pomyłek interpretacji, co prowadzi do omyłkowego sklasyfikowania znacznego niekiedy fragmentu sygnału, jako przeciwnej niż w rzeczywistości fazy oczopląsu. W konsekwencji powstaje trudna do oszacowania niedokładność parametrów diagnostycznych, a w skrajnych przypadkach - utrata znaczenia diagnostycznego obliczanych parametrów.

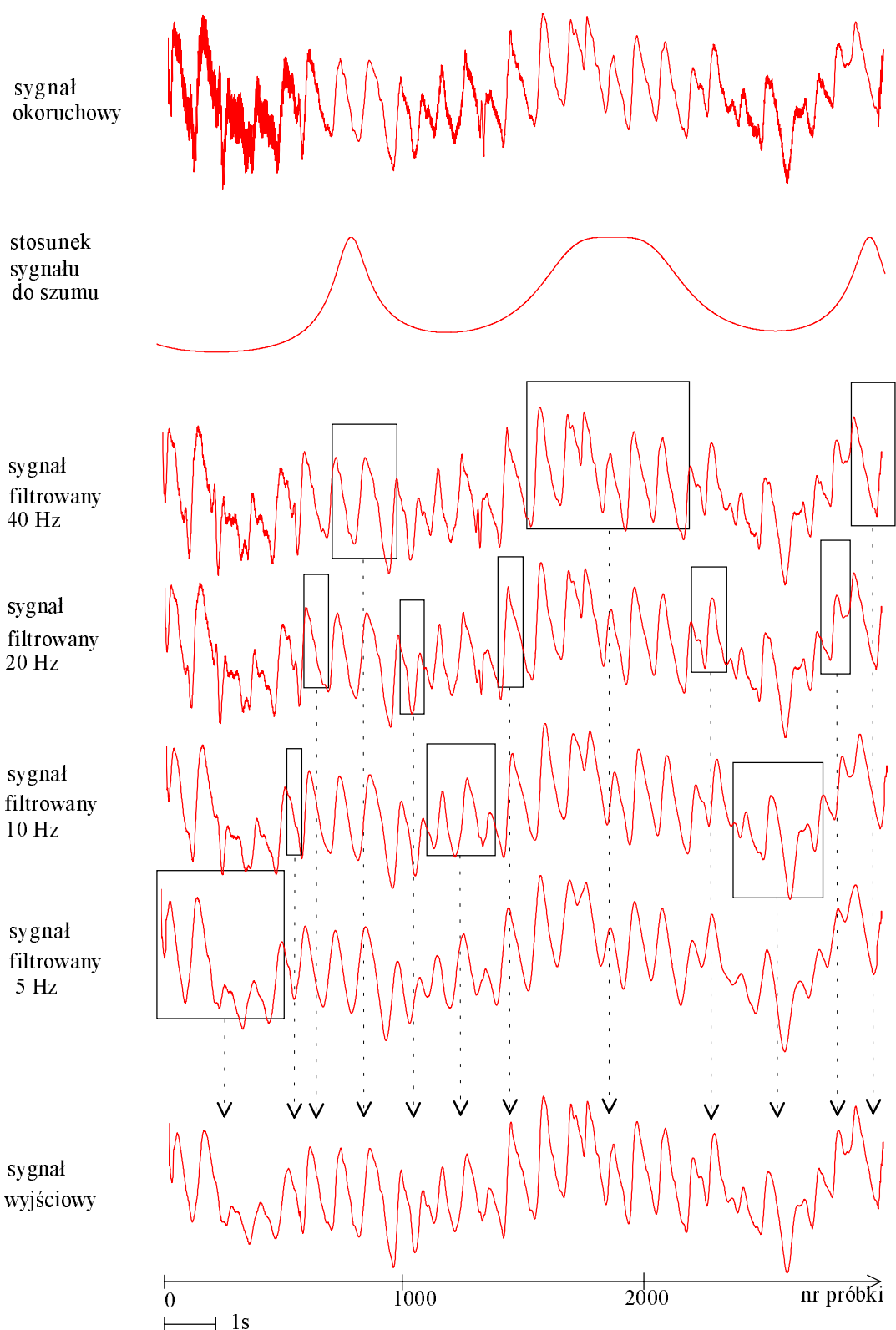
- ♦ silnie zakłócone fragmenty sygnału mogą być odrzucane, zastępowane przebiegiem sztucznym itp., najwłaściwsze jednak wydaje się zastąpienie ich sygnałem filtrowanym w sposób zapewniający eliminację grubych pomyłek interpretacji.

Wobec powyższego, interesujący z punktu widzenia jakości parametrów diagnostycznych jest następujący schemat filtracji:

- ♦ utworzenie na podstawie sygnału wejściowego kilku sygnałów filtrowanych filtrami o różnej częstotliwości granicznej
- ♦ rekonstrukcja sygnału wyjściowego poprzez wybór najkorzystniejszego w danej chwili sygnału filtrowanego.

Powyższy schemat (przedstawiony na rys. 4.6.) jest przykładem filtracji sygnału w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej.

Filtracja sygnału elektronystagmograficznego w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie (tj. na bieżąco dopasowywanych do sygnału) **stanowi główny element rozprawy.** Postulowana metoda filtracji jest logicznym rozwinięciem powyższego schematu (rys. 4.6.), przy zastosowaniu najnowocześniejszych narzędzi matematycznych (transformacji opisanych w rozdziale 5) zapewniających bezstratną konwersję sygnału z dziedziny czasu do dziedziny czasowo-częstotliwościowej i vice-versa. Jest to, w odniesieniu do elektronystagmografii, propozycja całkowicie nowej metody filtracji pozwalającej na precyzyjne wyznaczenie parametrów diagnostycznych z jednoczesnym uniknięciem grubych pomyłek interpretacji. Teza ta, będąca wnioskiem z dotychczasowych rozważań teoretycznych, studiów literaturowych i zgromadzonych doświadczeń została zweryfikowana w praktycznej implementacji, której opis zawiera rozdział 6. Wyniki tej weryfikacji i stopień realizacji oczekiwań wiązanych z zaproponowaną metodą filtracji zawiera rozdział 8.



Rys. 4.6. Przykład filtracji sygnału elektronystagmograficznego w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej. Rekonstrukcja sygnału wyjściowego, poprzez wybór najkorzystniejszego w danej chwili sygnału filtrowanego, jest dokonywana w oparciu o pomiar lokalnej wartości stosunku sygnału do szumu. Podejście takie wymaga wcześniejszego zdefiniowania pojęć: *sygnału* i *szumu* oraz sposobu ich rozróżniania z wykorzystaniem wiedzy nt. sygnału ENG. Kryteria adaptacyjnego doboru charakterystyk filtracji przedstawia p. 6.3.

5. ZASADY KONSTRUKCJI ODWRACALNYCH TRANSFORMACJI CZASOWO-CZĘSTOTLIWOŚCIOWYCH I ICH WYKORZYSTANIA DO FILTRACJI SYGNAŁU

Realizacja postulowanej w p. 4.3. metody filtracji sygnału elektronystagmograficznego wymaga na wstępie wyboru transformacji zapewniającej wzajemnie jednoznaczne odwzorowanie sygnału w dziedzinie czasu oraz w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej. W rozprawie proponuje się wykorzystanie do tego celu odwracalnych transformacji czasowo-częstotliwościowych Meyera [MEY87] i Mallata [MAL89]. Wyboru prezentowanych transformacji dokonano w oparciu o poznane (w wyniku przeprowadzonych przez autora testów) własności tych narzędzi, a także ze względu na prostotę ich implementacji. Szczegółowe studia literaturowe oraz doświadczenia własne autora w zakresie stosowania prezentowanych transformacji do dekompozycji i rekonstrukcji innych sygnałów biologicznych (elektrokardiogramów [MOR92], elektroencefalogramów [BAR92], itp.), pozwalają spodziewać się zadowalającego wyniku również w przypadku użycia ich do obróbki sygnału okoruchowego.

W pracach [AUG95a] oraz [AUG95b] przedstawiono szczegóły implementacji wykonanych przez autora w oparciu o [MEY87], [BER89] i [MAL89]. Tam też zamieszczono wyniki licznych testów numerycznych dotyczących ortogonalności rodzin falkowych, równoważności sygnału i jego reprezentacji czasowo-częstotliwościowej i precyzji rekonstrukcji sygnału. Praca [AUG95a] zawiera ponadto propozycję ujednoliconego formatu reprezentacji czasowo-częstotliwościowej w postaci wektora współczynników falkowych, co umożliwia m. in. zamienne porównawcze stosowanie transformacji falkowych i jest wykorzystane w opisywanym w rozdziale 7 rozprawy eksperymencie numerycznym.

Rozdział niniejszy przedstawia zarys metody konstrukcji ortogonalnej rodziny falek klasy C^∞ (Meyera) oraz falek "generowanych" przez filtry stowarzyszone przy użyciu dekompozycji piramidowej (Mallata), a także opis idei filtracji sygnału w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej i najważniejszych własności takiej filtracji.

5.1. Transformacja falkowa

Jedną z pierwszych transformacji odwzorowujących sygnał w dziedzinie czasu na dwuwymiarową funkcję, której argumentami były: **czas** i **częstotliwość** jest transformacja Gabora [GAB46] (w różnych odmianach powszechnie stosowana do dziś). W swej klasycznej postaci była to zmodyfikowana przez "okienkowanie" (ang.: *windowing*) transformacja Fouriera, co zapewniało prowadzenie analizy częstotliwościowej z przyjętym (wyznaczonym szerokością okna) krokiem czasowym. Najpoważniejszą niedogodnością tej transformacji była, wynikająca z raz dobranej szerokości okna, stała rozdzielczość w dziedzinie czasu, co eliminowało z analizy składowe o częstotliwościach niskich, których okresy były dłuższe niż szerokość okna, a dla częstotliwości wysokich analiza prowadzona była nieoptymalnie. Pokonanie ograniczeń rozdzielczości transformacji Gabora, związanej ze stosowaniem funkcji okna, było możliwe dzięki zaproponowaniu omówionej dalej transformacji o zmiennej rozdzielczości czasowej Dt i częstotliwościowej Df (ang.: *multiresolution analysis*), w której:

$$\frac{\Delta f}{f} = c \text{ onst} \quad (5.1.)$$

natomiast Dt i Df są związane zasadą nieoznaczoności:

$$\Delta t \cdot \Delta f \approx 1 \quad (5.2.)$$

Przykładem analizy o zmiennej rozdzielczości jest transformacja falkowa (ang.: *wavelet transform*). Transformacja falkowa przekształcająca jednowymiarową funkcję $s(t)$ na dwuwymiarową funkcję argumentów pochodzących z powierzchni czasowo-skalowej $n(t, a)$ jest dana wzorem:

$$\mathcal{W}(\tau, a) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \cdot \int s(t) \cdot h_a(t - \tau) dt \quad (5.3.)$$

gdzie poszczególne funkcje analizujące $h_a(t)$ (zwane z racji swej natury **falkami**) są zdefiniowane jako skalowane (rozciągnięte lub ściśnięte) w dziedzinie czasu wersje prototypu $h(t)$ (zwanego **falką-matką**):

$$h_a(t) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \cdot h(t, a) \quad (5.4.)$$

gdzie a jest współczynnikiem skali,

natomiast czynnik: $\frac{1}{\sqrt{|a|}}$ jest używany dla normalizacji energii.

Konstrukcja transformacji falkowej składa się z dwóch etapów:

- ♦ wybór odpowiedniej funkcji pełniącej rolę **falki-matki** $h(t)$,
- ♦ konstrukcja **rodziny falek analizujących** $h_a(t)$ poprzez **skalowanie** falki-matki.

Zastosowanie w transformacji falkowej ortonormalnej rodziny falek analizujących $h_a(t)$ ma podstawowe znaczenie dla istnienia transformacji odwrotnej, mającej za zadanie odtworzenie sygnału w postaci czasowej na podstawie jego reprezentacji czasowo-częstotliwościowej.

Ogólnym warunkiem wystarczającym i koniecznym ortonormalności rodziny falek analizujących $h_a(t-t)$ jest zależność:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} h_a(t-\tau) \cdot h_{a'}^*(t-\tau') = \begin{cases} 0 & \text{dla } a \neq a' \text{ lub } \tau \neq \tau' \\ 1 & \text{dla } a = a' \text{ i } \tau = \tau' \end{cases} \quad (5.5.)$$

wynikająca z wzoru Parsewala [MAL89]. Była ona używana do weryfikacji ortogonalności dalej prezentowanych systemów Meyera i Mallata [AUG95a].

5.2. Transformacja Meyera

Prace Y. Meyera [MEY87] opierały się na hipotezie istnienia falki rzędu nieskończonego i były prowadzone niezależnie od sformułowanej nieco później przez S. Mallata teorii analizy o zmiennej rozdzielczości. Ich rezultatem było podanie w roku 1987 ogólnej reguły konstrukcji rodziny falek klasy C^∞ tworzących ortogonalną bazę dekompozycji. W stosunku do wcześniej stosowanych reguł [GRO84] istotną nowością stało się konstruowanie falki-matki i "skalowanie" jej - w celu otrzymania funkcji

analizujących - w dziedzinie częstotliwości, konsekwencją czego jest brak analitycznej postaci czasowej falek Meyera.

Meyer zaproponował utworzenie falki-matki w dziedzinie częstotliwości $\hat{h}_1(f)$ przy użyciu funkcji $\Theta(f)$:

$$\hat{h}_1(f) = e^{-i\pi f} \cdot \Theta(f) \quad (5.6.)$$

spełniającej następujące warunki:

1. $\Theta(f) = \Theta(-f) \quad \forall f$
 2. $\Theta(f) \neq 0 \quad \forall f: |f| \in [\frac{1}{2} - \varepsilon, 1 + 2\varepsilon]$
 3. $\Theta(f) = 1 \quad \forall f: |f| \in [\frac{1}{2} + \varepsilon, 1 - 2\varepsilon]$
 4. $\Theta^2(f) + \Theta^2(1-f) = 1 \quad \forall f: |f| \in [\frac{1}{2} - \varepsilon, \frac{1}{2} + \varepsilon]$
 5. $\Theta(2f) = \Theta(1-f) \quad \forall f: |f| \in [\frac{1}{2} - \varepsilon, \frac{1}{2} + \varepsilon]$
- g* *dzie* $0 < \varepsilon < \frac{1}{6}$

Pomimo że analityczny przepis funkcji Q pozostawia pewną dowolność, parametry falki Meyera zależą w sposób istotny jedynie od wartości ε . Przy ε zbliżonych do zera otrzymujemy falkę o stromych zboczach widma, precyzyjnie zlokalizowaną w dziedzinie częstotliwości, jednakże bardzo rozciągniętą w dziedzinie czasu. Przeciwnie, wybór wartości ε zbliżonych do $1/6$ spowoduje, że falka o łagodnych zboczach widma będzie nieco gorzej zlokalizowana w dziedzinie częstotliwości, ale bardziej skupiona w dziedzinie czasu. Utworzenie falki dyskretnej wymaga ponadto (dla zachowania możliwie idealnej ortogonalności) takiego doboru wartości ε , aby dla argumentów $f \in [-1 - 2\varepsilon, 1 + 2\varepsilon]$ funkcja $\hat{h}(f)$ reprezentowana była przez całkowitą ilość próbek. Dla sygnałów testowych o długości 256 próbek wybrano wartość $\varepsilon=0.1015$. Funkcję $Q(f)$ można skonstruować w oparciu o funkcję $d(f)$ zdefiniowaną w przedziale $[-\varepsilon, \varepsilon]$, która reprezentuje funkcję $Q(f)$ w otoczeniu punktu $\frac{1}{2}$ [BER89]. Przyjęto, że:

$$\left. \begin{aligned} \delta(f) &= \gamma(f) & \text{dla } 0 \leq f \leq \varepsilon \\ \delta(f) &= \sqrt{1-\gamma^2(f)} & \text{dla } -\varepsilon \leq f < 0 \end{aligned} \right\} \quad (5.8.)$$

Jako funkcję pomocniczą $g(f)$ wybrano funkcję:

$$\gamma(f) = 1 - e^{-\frac{\alpha \varepsilon^2}{(f-\varepsilon)^2}} \quad (5.9.)$$

o ciągłych kolejnych pochodnych, przy:

$$\alpha = \log\left(1 - \frac{1}{\sqrt{2}}\right) \quad (5.10.)$$

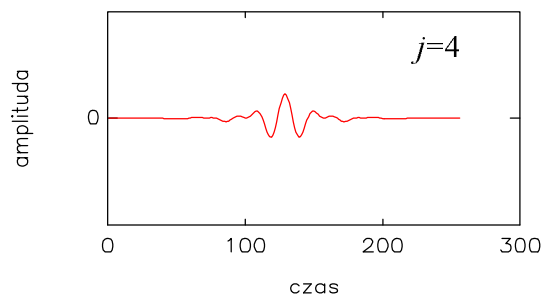
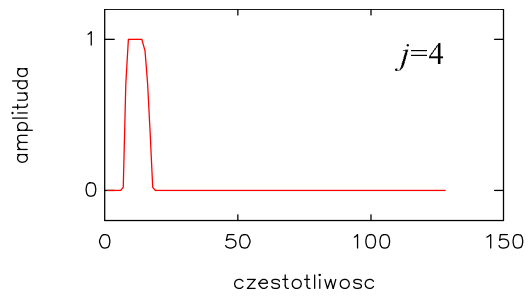
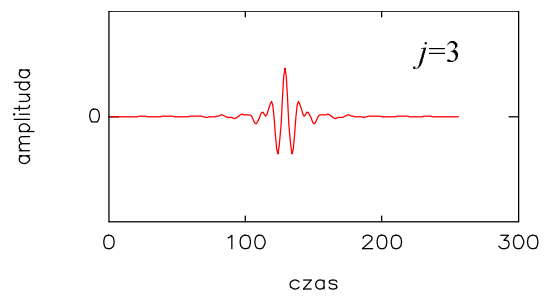
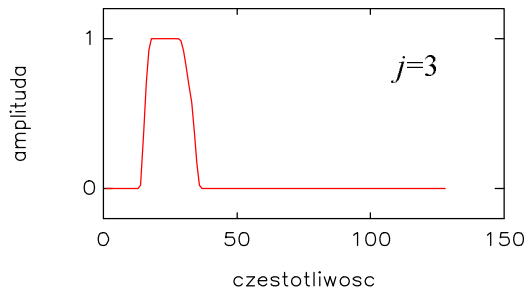
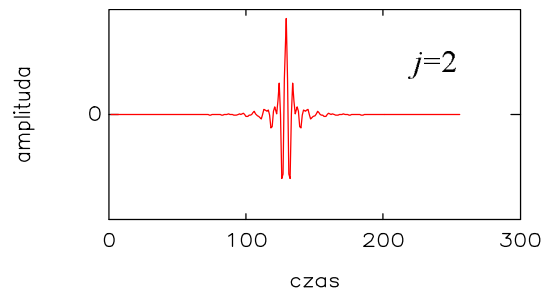
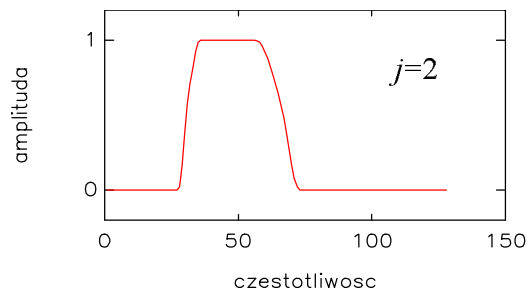
Otrzymana funkcja $g(f)$ pozwala za pomocą przekształceń: przesunięcia i symetrii otrzymać funkcję $Q(f)$ spełniającą sformułowane przez Meyera warunki, a w konsekwencji również widmo falki-matki $\hat{h}_1(f)$. Widma $\hat{h}_a(f)$ rodziny falek $h_a(t)$ można otrzymać z widma falki-matki przez skalowanie. W konkretnym przypadku widm dyskretnych, gdy kolejne częstotliwości różnią się o oktawę (tj. $a = 2, j=1,2,\dots$), widmo wszystkich falek analizujących można otrzymać przez "podpróbkiowanie" (ang.: *subsampling*) widma falki-matki. Otrzymanie widma falki $h_{2^{j'}}(t)$ dla $j'=j+1$ będzie polegało na odrzuceniu co drugiej próbki widma falki $h_{2^j}(t)$ i uzupełnieniu tak otrzymanej połowy widma drugą połową, złożoną z próbek o wartości zerowej. Postępujemy tak kolejno, począwszy od widma falki-matki ($j=1$ dla częstotliwości najwyższych), aż do otrzymania widma dla częstotliwości najniższych ($j=p$, gdzie $p=\log_2 N$), w którym tylko jedna próbka będzie niezerowa (rys. 5.1.). Należy zwrócić uwagę, że dla sygnałów dyskretnych operacja podpróbkiowania widma nie jest identyczna z rozciąganiem falki w dziedzinie czasu. Różnice są szczególnie widoczne dla częstotliwości niskich, gdzie widmo składa się z coraz mniejszej ilości niezerowych próbek a falki przyjmują postać zbliżoną do sinusoidy. Zastosowany sposób konstrukcji widm rodziny falek gwarantuje idealną symetrię każdej pary przecinających się zboczy widm (rys. 5.2.). Tabela 5.1. przedstawia przykładowe (dla $N = 256$) wartości dwóch sąsiednich widm oktaw 1 i 2 na ich styku.

Tabela 5.1. Przykładowe wartości dwóch sąsiednich widm oktav 1 i 2 na ich styku (dla $N = 256$)

nr próbki	widmo $j = 2$	widmo $j = 1$
52.	1.000000	0.000000
53.	1.000000	0.000000
54.	1.000000	0.000013
55.	0.999976	0.002158
56.	0.999717	0.022282
57.	0.996831	0.079144
58.	0.985522	0.169544
59.	0.960935	0.276771
60.	0.922850	0.385157
61.	0.874472	0.485075
62.	0.820048	0.572294
63.	0.763340	0.645996
64.	0.707106	0.707106
65.	0.645996	0.763340
66.	0.572294	0.820048
67.	0.485075	0.874472
68.	0.385157	0.922850
69.	0.276771	0.960935
70.	0.169544	0.985522
71.	0.079144	0.996831
72.	0.022282	0.999717
73.	0.002158	0.999976
74.	0.000013	1.000000
75.	0.000000	1.000000
76.	0.000000	1.000000

Odpowiednie ukształtowanie zboczy widm sąsiednich falek ma podstawowe znaczenie dla ortogonalności bazy dekompozycji. Widmo falki analizującej dla najwyższej oktawy $j=1$ powinno być jednak zmodyfikowane w następujący sposób:

$$\Theta_1(f) = 1 \quad \forall f: |f| \in \left[\frac{1}{2} + \varepsilon, 1\right] \quad (5.11.)$$

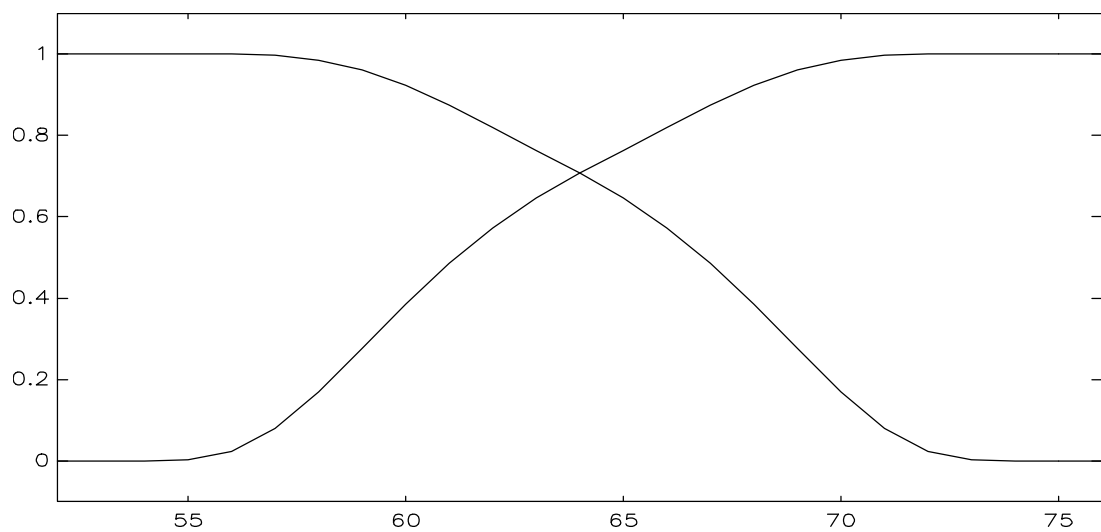


rys. 5.1.a

rys. 5.1.b

Rys. 5.1.a Dodatnia połowa widma falek Meyera dla $j = 2$, $j = 3$ i $j = 4$

Rys. 5.1.b Odpowiadające tym widmom falki w dziedzinie czasu ($N=256$)



Rys. 5.2. Wykresy dwóch sąsiednich widm oktafów 1 i 2 na ich styku (dla $N = 256$, por. tab. 5.1.)

Dzięki tej modyfikacji możliwe jest równoprawne objęcie analizą najwyższych częstotliwości mogących wystąpić w sygnale. Modyfikacja taka nie zakłóca ortogonalności bazy dekompozycji, gdyż dotyczy "górnej części" widma dla najwyższych częstotliwości, za którym nie następuje widmo kolejnej falki. W konsekwencji tej modyfikacji uzyskujemy możliwość spełnienia przez transformację (przeprowadzoną w oparciu o rodzinę ze zmodyfikowaną falką) zasady zachowania energii, tj. równości energii sygnału i energii jego reprezentacji czasowo-częstotliwościowej.

Skonstruowanej w dziedzinie częstotliwości rodziny widm falek analizujących odpowiada w dziedzinie czasu rodzina falek analizujących. Z uwagi na symetrię widm - w dziedzinie czasu falki Meyera są funkcjami czysto rzeczywistymi.

5.2.1. Dekompozycja sygnału

Dysponując ortogonalną rodziną falek analizujących (rys. 5.1.) można dokonać dekompozycji postaci czasowej sygnału $s(t)$ do postaci czasowo-częstotliwościowej $v(t, a)$, poprzez konwolucję sygnału $s(t)$ z każdą falką $h_a(t)$ rodziny analizującej w wyznaczonych rozdzielczością momentach czasowych $t = n Dt_a$.

Współczynnikami dekompozycji sygnału $s(t)$ nazwał Meyer wielkości $v_{t, a}$, takie że:

$$v_{t, a} = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) * h_a(t - \tau) d\tau \quad (5.12.)$$

gdzie $h_a(t-t)$ oznacza ortogonalną rodzinę falek Meyera w dziedzinie czasu we wszystkich możliwych wariantach przesunięć czasowych (t) i częstotliwościowych (a). Współczynniki $v_{t, a}$ stanowią reprezentację sygnału $s(t)$ w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej. Kwadrat $v_{t, a}$ reprezentuje przybliżoną energię sygnału $s(t)$ w otoczeniu chwili t w pasmie częstotliwości wyznaczanym przez a . Jeżeli konwolucja będzie dokonywana przy zastosowaniu prostej i odwrotnej transformacji Fouriera, dodatkowym atutem upraszczającym dekompozycję jest wyjściowa postać częstotliwościowa rodziny falek analizujących.

W praktycznych zastosowaniach konieczna jest pewna modyfikacja transformacji Meyera, tak aby mogła ona służyć do obróbki sygnału dyskretnego $s(n)$ danego w

postaci ciągu próbek. W tym przypadku, po jednorazowym skonstruowaniu dyskretnej falki-matki $h_l(n)$ i falek analizujących $h_a(n)$ w dziedzinie częstotliwości i po przeniesieniu także sygnału $s(n)$ w dziedzinę częstotliwości, pozostaje jedynie mnożenie widma sygnału kolejno przez widma każdej falki rodziny, a następnie - po przeniesieniu produktu z powrotem w dziedzinę czasu - zatrzymywanie wyłącznie tych jego próbek, które odpowiadają chwilom $n = 2^j k$, dla $k = 0, 1, 2 \dots 2^j N$. Dla celów dekompozycji sygnałów nie jest więc użyteczna czasowa postać falek analizujących.

5.2.2. Format reprezentacji sygnału w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej

Wobec zmiennej rozdzielczości czasowej dekompozycji, sygnał dyskretny $s(n)$ o długości N próbek jest reprezentowany w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej przez:

- ♦ $N/2$ współczynników $v_{l,1} \dots v_{N/2,1}$ dla częstotliwości najwyższej oktawy,
- ♦ $N/4$ współczynników $v_{l,2} \dots v_{N/4,2}$ dla częstotliwości niższej oktawy,
- ♦
- ♦ 1 współczynnik $v_{l,j}$ dla częstotliwości najniższej oktawy.

Wymienione $N-1$ współczynników $v_{k,a}$ tworzy wektor, którego pierwsza połowa zawiera współczynniki $v_{k,1}$, trzecia ćwiartka $v_{k,2}$ itd. aż do ostatniego elementu $v_{l,j}$. Dla pełnej reprezentacji sygnału $s(n)$ w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej zdefiniować należy jeszcze współczynnik $v_{a,0}$ równy wartości średniej sygnału. Położenie danej próbki w wektorze zależne jest od dwóch zmiennych: czasu i częstotliwości, przy czym oczywiście dla każdego zakresu częstotliwości, reprezentowanego przez współczynnik skali a , czasowa odległość między próbkami Dt_a jest inna. Tak skonstruowany wektor współczynników falkowych został zaproponowany w pracy [AUG95a] jako standardowy format dla reprezentacji sygnałów w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej. Przedstawiono tam również szereg zalet wynikających z przyjęcia takiego właśnie formatu reprezentacji sygnałów.

5.2.3. Rekonstrukcja postaci czasowej sygnału na podstawie jego reprezentacji czasowo-częstotliwościowej

Dzięki ortogonalności bazy dekompozycji, utworzonej przez rodzinę falek dyskretnych Meyera, możliwa jest rekonstrukcja sygnału pierwotnego $s(n)$ za pomocą skończonych sum przebiegających zakres zmienności j i k .

$$s(n) = \sum_{j=1}^p \sum_{k=0}^{2^{-j}N-1} v_{k, 2^j} \cdot h_{2^j}(n - k) + v_{0, 0} \quad (5.)$$

W rekonstrukcji sygnału pierwotnego bierze udział $N-1$ współczynników falkowych $v_{k, 2^j}$, będących reprezentacją sygnału w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej, oraz $v_{0, 0}$ - wartość średnia sygnału.

5.2.4. Implementacja systemu Meyera

W celu zastosowania praktycznego systemu Meyera, została przez autora wykonana implementacja w środowisku 'Matlab-386'. Przed zastosowaniem wymagana była weryfikacja poprawności oraz określenie własności wykonanej implementacji:

- ♦ określenie czasowo-częstotliwościowych zakresów analizy (rys. 5.3.),
- ♦ weryfikacja ortogonalności w oparciu o twierdzenie Parsewala (wzór 5.5.),
- ♦ sprawdzenie niedokładności zachowania energii DE :

$$E_t = \sum_{n=0}^{N-1} |s(n)|^2 \quad (5.14.)$$

$$E_v = N^2 |v_{0, 0}|^2 + \sum_{j=1}^p \sum_{k=0}^{2^{-j}N-1} |v_{k, j}|^2 \quad (5.15.)$$

$$\Delta E = |E_t - E_v| \quad (5.16.)$$

gdzie: E_t - energia sygnału w dziedzinie czasu

E_v - energia sygnału w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej

DE - niedokładność zachowania energii przez transformację

- ♦ określenie średniego poziomu zniekształceń L wnoszonych przez złożenie prostej i odwrotnej transformacji falkowej:

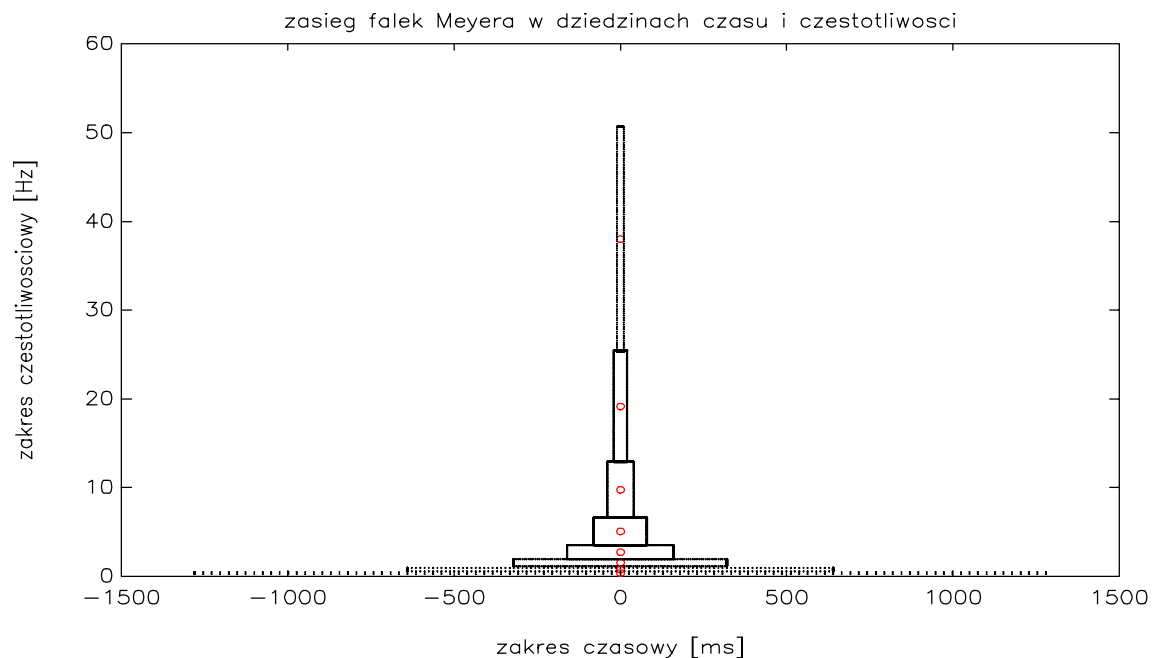
$$L = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |s_0(n) - s_r(n)| \quad (5.17.)$$

gdzie: $s_0(n)$ - sygnał pierwotny

$s_r(n)$ - sygnał otrzymany w wyniku złożenia prostej i odwrotnej transformacji Meyera

Powyższe testy numeryczne zostały przeprowadzone na sygnałach o długości $N = 256$ próbek. Uzyskane wyniki: maksymalny błąd ortogonalności rzędu $1.3 \cdot 10^{-14}$ oraz poziom zniekształceń sygnału nie przekraczający $2 \cdot 10^{-17}$ pozwalają stwierdzić, że implementacja została wykonana prawidłowo, a rozbieżności przypisać należy skończonej dokładności procesora zmiennoprzecinkowego.

Transformacja czasowo-częstotliwościowa oparta na ortogonalnej rodzinie falek zaproponowanej przez Meyera charakteryzuje się prostotą implementacji, idealną niemal odwracalnością oraz możliwością regulacji charakterystyk poprzez dobór wartości ϵ z przedziału $\langle 0 \dots 0.166 \rangle$ (por. wzór 5.7.). Poważniejszą wadę stanowi znaczny koszt obliczeń związany głównie z procesem rekonstrukcji.



Rys. 5.3. Zasięgi czasowo-częstotliwościowe analizy falek rodziny Meyera (długość sygnału $N = 256$, $f_p = 100$ Hz). Wykres zasięgu czasowo-częstotliwościowego rodziny falek sporządzono przyjmując za granice zasięgu częstotliwościowego falki takie wartości f , dla których moduł widma falki obniża się o 3dB w stosunku do wartości maksymalnej, oraz za granicę zasięgu czasowego takie wartości t dla których obwiednia czasowej postaci falki obniża się o 3dB w stosunku do wartości maksymalnej.

5.3. System Mallata

Odmienny sposób transformacji sygnału do dziedziny czasowo-częstotliwościowej zaproponował S. Mallat, jako konsekwencję sformułowanej przez siebie (opisanej w Dodatku 1) teorii aproksymacji przestrzeni $L^2(R)$ ze zmienną rozdzielczością [MAL89], [VET92]. Transformacja ta z założenia dotyczy sygnału dyskretnego - sygnał pierwotny $s(n)$ uznaje się bowiem za aproksymatę sygnału ciągłego $s(t)$ przy rozdzielczości $j=1$. Rozdzielczość, charakteryzująca aproksymatę sygnału ciągłego, znajduje fizyczne uzasadnienie w interwale czasowym t_p pomiędzy kolejnymi próbkami aproksymaty. Dla wygody, za jednostkę czasu przyjęto odtąd wartość tego interwału równą $1/f_p$, gdzie f_p jest częstotliwością próbkowania sygnału ciągłego. Długość interwału czasowego t_j pomiędzy sąsiednimi próbkami aproksymaty przy rozdzielczości j jest dana zależnością:

$$t_j = 2^{j-1} t_p \quad (5.18.)$$

Aproksymacie sygnału przy rozdzielczości j odpowiada maksymalna wartość częstotliwości f_j , jaka może w niej wystąpić, charakteryzująca tę aproksymatę. Przy rozdzielczości $j = 1$ częstotliwość f_1 jest - na mocy twierdzenia Shannona - połową częstotliwości próbkowania.

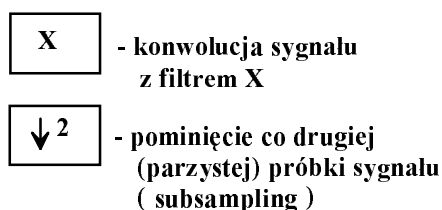
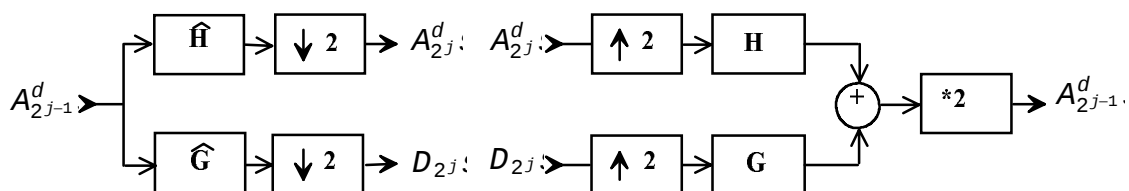
5.3.1. Konstrukcja ortogonalnej bazy dekompozycji sygnału

Korzystając z faktu, że aproksymata przy rozdzielczości j zawiera wszystkie informacje niezbędne do uzyskania aproksymaty przy rozdzielczości $j+1$ (tj. charakteryzowanej przez dwukrotnie większą wartość interwału czasowego między próbkami¹), można dokonać dekompozycji aproksymaty przy rozdzielczości $j=1$ (faktycznie sygnału $s(n)$) na dwie składowe, z których jedna będzie aproksymatą przy rozdzielczości $j+1$, a druga - sygnałem różnicowym (rys. 5.4.a). Ponieważ aproksymata przy rozdzielczości $j+1$ zawiera $N/2$ próbek, w przypadku dokonania dekompozycji

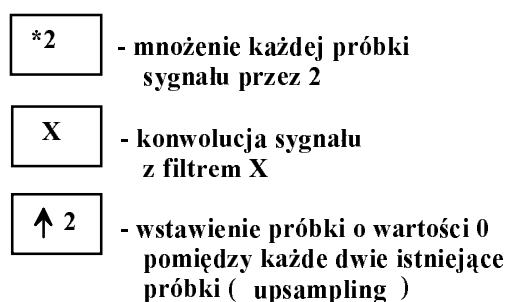
¹ Należy zauważyć, że przeciwnie do potocznego znaczenia pojęcia "rozdzielczość" - w przypadku systemu Mallata niższa wartość rozdzielczości j odpowiada aproksymacie wierniej reprezentującej sygnał ciągły, natomiast wyższa wartość rozdzielczości j (związana z większą długością interwału czasu między próbkami) jest charakterystyczna dla aproksymaty przybliżającej sygnał w sposób zgrubny.

bezstratnie i bez redundancji informacji, również sygnał różnicowy powinien zawierać $N/2$ próbek.

Aproksymata przy rozdzielczości $j+1$ charakteryzowana jest przez częstotliwość maksymalną $f_{j+1} = 0.5 * f_j$ co powoduje, że dekompozycja powinna być wykonywana przy pomocy funkcji o charakterystyce filtra dolnoprzepustowego $H(w)$ (w celu otrzymania aproksymaty przy rozdzielczości $j+1$) oraz stowarzyszonej z nią funkcji o charakterystyce filtra górnoprzepustowego $G(w)$ (w celu otrzymania sygnału różnicowego). Mallat zaproponował adaptację algorytmu dekompozycji piramidowej (ang.: *pyramid multiresolution*) [BUR83], polegającego na sukcesywnym budowaniu aproksymat począwszy od sygnału $s(n)$ ($j = 1$), aż do otrzymania aproksymaty w postaci pojedynczego punktu ($j = p$, gdzie $p = \log_2 N$) i zapamiętywaniu sygnałów różnicowych otrzymywanych na kolejnych poziomach dekompozycji (rys. 5.5.). Sygnały różnicowe zawierają składowe sygnału $s(n)$ o częstotliwościach zawartych w pasmach, które wyznaczane są wartościami częstotliwości f_j i f_{j+1} , charakteryzującymi aproksymaty przy rozdzielczościach odpowiednio: j i $j+1$.



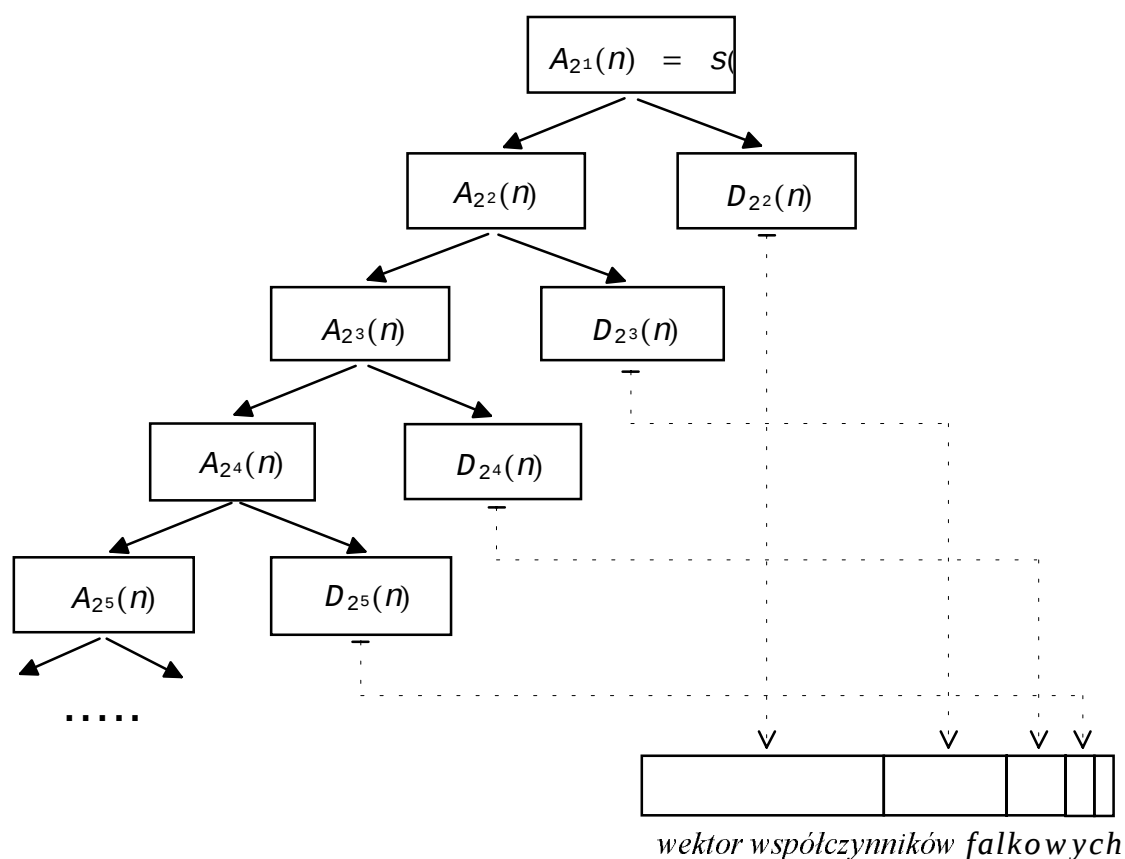
rys. 5.4.a



rys. 5.4.b

Rys. 5.4.a. Jeden krok dekompozycji sygnału

Rys. 5.4.b. Jeden krok rekonstrukcji sygnału



Rys. 5.5. Schemat dekompozycji piramidowej

5.3.2. Format reprezentacji czasowo-częstotliwościowej sygnału

Sygnały różnicowe powstające na kolejnych poziomach dekompozycji stanowią reprezentację sygnału $s(n)$ w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej. Aby przedstawić tę reprezentację w formacie zaproponowanym w p. 5.2.2., należy uporządkować sygnały różnicowe w wektor, którego pierwszą połowę stanowi sygnał różnicowy otrzymany przy rozdzielczości $j=1$, trzecią ćwiartkę - sygnał różnicowy otrzymany przy rozdzielczości $j=2$ itd. aż do ostatniego punktu - sygnału różnicowego przy rozdzielczości $j=p$. Jak można zauważyć, suma ilości próbek wszystkich sygnałów różnicowych wynosi $N-1$ i dla uzyskania kompletnego wektora współczynników falkowych wymaga uzupełnienia ostatnim pozostałym po sygnale punktem (aproxymatą przy rozdzielczości $j=p$).

Zastosowanie postaci rekurencyjnej algorytmu dekompozycji piramidowej do konstrukcji systemu Mallata powoduje, że wektor współczynników falkowych wydaje się być w tym przypadku najbardziej "naturalnym" formatem reprezentacji czasowo-częstotliwościowej sygnału. Podobnie jak w systemie Meyera, format ten odzwierciedla wzajemną jednoznaczność informacji w dziedzinach czasowej i czasowo-częstotliwościowej (przy spełnieniu warunku ortogonalności funkcji "filtrów").

5.3.3. Funkcje filtrów bi-ortogonalnych systemu Mallata

Konstrukcja funkcji analizujących ("filtrów") w tym przypadku, podobnie jak w systemie Meyera, będzie prowadzona w dziedzinie częstotliwości. Mallat zaproponował użycie jako pierwszej bazowej funkcji dekompozycji (funkcji skalującej $\hat{\phi}(\omega)$ związanej z aproksymacją o zmiennej rozdzielczości - por. Dodatek 1) - funkcji wielomianowej sklejanej opisanej w pracach [LEM89] i [BAT87]. Ponieważ zmianie rozdzielczości o 1 towarzyszy dwukrotna zmiana częstotliwości, charakterystykę $H(\omega)$ filtra dolnoprzepustowego można zapisać jako:

$$\hat{\phi}(2\omega) = \hat{H}(\omega)\hat{\phi}(\omega) \quad (5.19.)$$

Podstawiając [LEM89]:

$$\hat{\phi}(\omega) = \frac{1}{\omega^n \sqrt{\Sigma_{2n}(\omega)}} \quad (5.20.)$$

otrzymujemy wzór opisujący funkcję $H(\omega)$ - charakterystykę częstotliwościową filtra dolnoprzepustowego:

$$\hat{H}(\omega) = \sqrt{\frac{\Sigma_{2n}(\omega)}{2^{2n}\Sigma_{2n}(2\omega)}} \quad (5.21.)$$

gdzie $S_{2n}(\omega)$ jest funkcją sklejaną rzędu $r = n - 1$

Zaproponowana przez Mallata aproksymacja o zmiennej rozdzielczości wykorzystuje funkcje sklejane 3 rzędu (ang.: *cubic splines*). Funkcja $S_{2n}(\omega)$ jest dana wzorem:

Przebieg funkcji $\hat{\phi}(\omega)$, otrzymanej dla długości sygnału $N=256$ próbek, oraz

$$\Sigma_8(\omega) = \frac{N_1(\omega) + N_2(\omega)}{1 - \left(\sin \frac{\omega}{2}\right)^8} \quad (5.22.)$$

$$\text{gdzie: } N_1(\omega) = 5 + 30\left(\cos \frac{\omega}{2}\right)^2 + 30\left(\sin \frac{\omega}{2}\right)^2\left(\cos \frac{\omega}{2}\right)^2 \quad (5.23.)$$

$$N_2(\omega) = 2\left(\sin \frac{\omega}{2}\right)^4\left(\cos \frac{\omega}{2}\right)^2 + 70\left(\cos \frac{\omega}{2}\right)^4 + \frac{2}{3}\left(\sin \frac{\omega}{2}\right)^6$$

odpowiadającej jej w dziedzinie czasu funkcji $f(t)$ przedstawia rys. 5.6.

Następnie, na podstawie funkcji $H(\omega)$ i warunku ortonormalności, otrzymać można [MAL89] wzór opisujący charakterystykę $G(\omega)$ filtra górnoprzepustowego:

$$\hat{G}(\omega) = e^{-j\omega} \overline{\hat{H}(\omega + \pi)} \quad (5.25.)$$

gdzie $\bar{H}$ oznacza liczbę zespoloną sprzężoną do H .

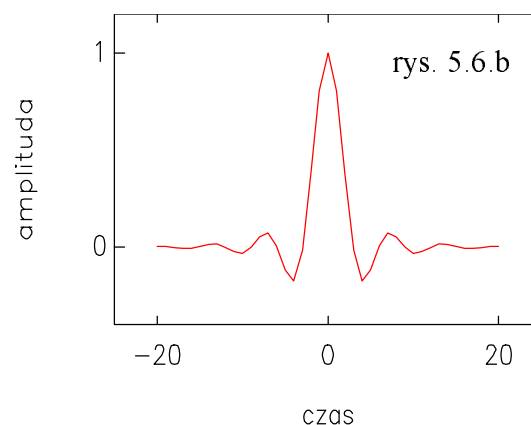
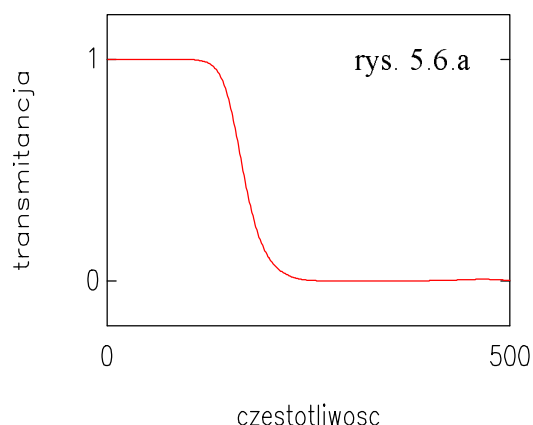
Funkcje $H(\omega)$ i $G(\omega)$ mogą być uważane za charakterystyki dwóch sprzężonych filtrów kwadraturowych (ang.: *quadrature filter*). Wychodząc z analogicznej do wzoru 5.19. zależności:

$$\hat{\psi}(2\omega) = \hat{G}(\omega)\hat{\phi}(\omega) \quad (5.26.)$$

można otrzymać funkcje:

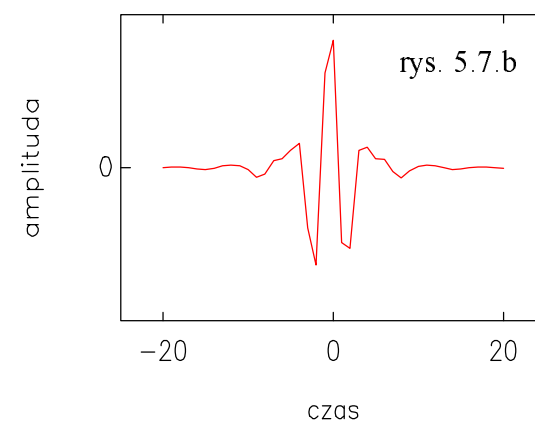
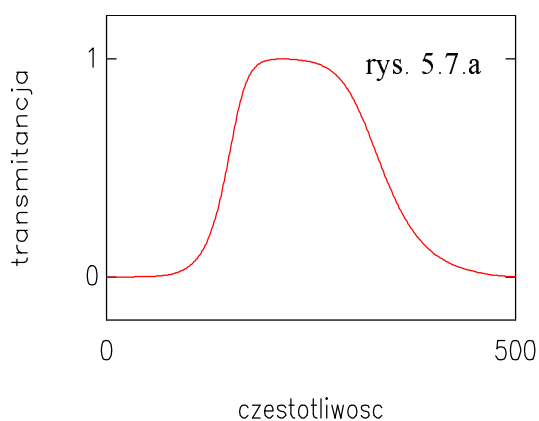
- ♦ $\hat{\psi}(\omega)$ - będącą drugą funkcją bazową dekompozycji,
- ♦ $y(t)$ - zwaną ortogonalną falką stowarzyszoną.

Przebieg funkcji $\hat{\psi}(\omega)$ otrzymanej dla długości sygnału $N=256$ próbek oraz odpowiadającej jej w dziedzinie czasu funkcji $y(t)$ przedstawia rys. 5.7.



Rys. 5.6.a Przebieg funkcji filtra dolnoprzepustowego w dziedzinie częstotliwości

Rys. 5.6.b Przebieg funkcji filtra dolnoprzepustowego w dziedzinie czasu (w pobliżu zafalowania)



Rys. 5.7.a Przebieg funkcji filtra górnoprzepustowego w dziedzinie częstotliwości

Rys. 5.7.b Przebieg funkcji filtra górnoprzepustowego w dziedzinie czasu (w pobliżu zafalowania)

5.3.4. Rekonstrukcja czasowego przebiegu sygnału na podstawie jego reprezentacji czasowo-częstotliwościowej

Rekonstrukcja sygnału na podstawie reprezentacji w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej przebiega analogicznie do opisanego w p. 5.3.2. procesu dekompozycji (rys. 5.4.b). Aproksymata przy rozdzielczości $j+1$ pochodzi z poprzedniego etapu rekonstrukcji, a odpowiadający jej sygnał różnicowy pobierany jest z wektora współczynników falkowych. Najpierw uzupełniane są one do długości obowiązującej przy rozdzielczości j przez wstawienie próbki o wartości zerowej po każdej istniejącej próbce (ang.: *upsampling*). Następnie aproksymata poddawana jest filtracji dolnoprze-

pustowej, a sygnał różnicowy - górnoprzepustowej z użyciem tzw. filtrów lustrzanych (ang.: *mirror filter*) H i G o funkcjach przejścia symetrycznych do funkcji przejścia używanych w procesie dekompozycji filtrów $\hat{H}$ i $\hat{G}$:

$$\left. \begin{aligned} G(n) &= \hat{G}(-n) \\ H(n) &= \hat{H}(-n) \end{aligned} \right\} \quad (5.27.)$$

Ostatecznie, oba ciągi próbek są sumowane, dając w wyniku aproksymatę przy rozdzielczości j . Przedstawiony algorytm rekonstrukcji obowiązuje na każdym z poziomów dekompozycji.

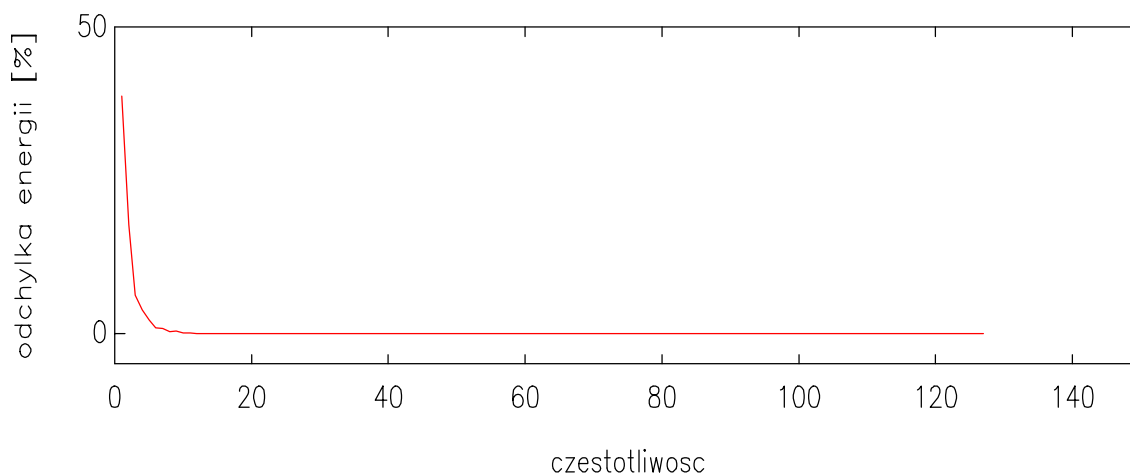
5.3.5. Implementacja systemu Mallata

Podobnie jak w przypadku systemu Meyera, implementacja systemu Mallata została przez autora wykonana w środowisku 'Matlab-386'. Następnie dokonano weryfikacji poprawności i określenia własności wykonanej implementacji.

Trudno jest w tym przypadku mówić o zasięgach czasowo-częstotliwościowych analizy (por. p. 5.2.4., rys. 5.3.), gdyż system Mallata nie korzysta z rodziny falek analizujących. W tym miejscu należy powrócić do algorytmu dekompozycji piramidowej, aby zauważyć że nie jest konieczne (jak to miało miejsce w systemie Meyera) skalowanie funkcji przejścia filtrów, gdyż skalowaniu w dziedzinie czasu podlega sygnał analizowany. Sygnał przenoszony na poziom dekompozycji o niższej rozdzielczości traci co drugą próbkę (ang.: *subsampling*), przez co podwaja się interwał czasowy pomiędzy kolejnymi próbkami, co z kolei odpowiada dwukrotnej kompresji sygnału w dziedzinie czasu i dwukrotnemu obniżeniu częstotliwości charakterystycznych filtrów.

Niezależnie od faktu, że warunek ortogonalności był jednym ze składników konstrukcji funkcji przejścia filtrów (wzór 5.25.), ich ortogonalność została dodatkowo sprawdzona eksperymentalnie w oparciu o twierdzenie Parsewala (wzór 5.5.). Wyliczona maksymalna odchyłka ortogonalności wyniosła $7.6 \cdot 10^{-18}$, co pozwala uznać implementację za poprawną, a wszelkie niedokładności ortogonalności przypisać skończonej precyzji procesora zmiennoprzecinkowego.

Zniekształcenia sygnału, wnoszone przez złożenie transformacji falkowych prostej i odwrotnej, w systemie Mallata wynoszą średnio $3 \cdot 10^{-3}$ i są zdecydowanie większe od zniekształceń obserwowanych w systemie Meyera (rys. 5.8.). Dotyczy to zwłaszcza sygnałów o najniższych częstotliwościach, które są znacznie zniekształcone (do $4 \cdot 10^{-1}$).



Rys. 5.8. Wykres zależności procentowej różnicy energii sygnałów sinusoidalnych pierwotnego i zrekonstruowanego od częstotliwości sygnału. Użyto 256 sygnałów testowych o długości 256 próbek pokrywających zakres wszystkich możliwych częstotliwości.

Jest to łatwe do wytłumaczenia faktem, że na skutek kompresji sygnału w dziedzinie czasu związanej z podpróbkowaniem, aproksymata sygnału przy najwyższych rozdzielczościach (duże wartości j) składa się z coraz mniejszej ilości próbek. Pomimo znacznego skupienia funkcji $f(t)$ i $y(t)$, aproksymaty przy najwyższych rozdzielczościach są krótsze niż niezerowa część tych funkcji (por. rys. 5.6.b, rys. 5.7.b).

Praktyczną zaletą transformacji czasowo-częstotliwościowej prowadzonej przy użyciu algorytmu dekompozycji piramidowej i pary filtrów kwadraturowych zaproponowanej przez Mallata jest przede wszystkim łatwość implementacji i niski koszt obliczeń numerycznych, zwłaszcza przy użyciu algorytmu rekurencyjnego.

Wadą jest znaczny poziom zniekształceń sygnału, mogący wykluczać tę transformację z pewnych zastosowań.

Jak wynika z doniesień naukowych dotyczących praktycznych zastosowań [BAR92], [RIO91], [MAL89] transformacja Mallata zyskała sobie znaczną liczbę zwolenników. Znana jest także sprzętowa jej realizacja [KRO87].

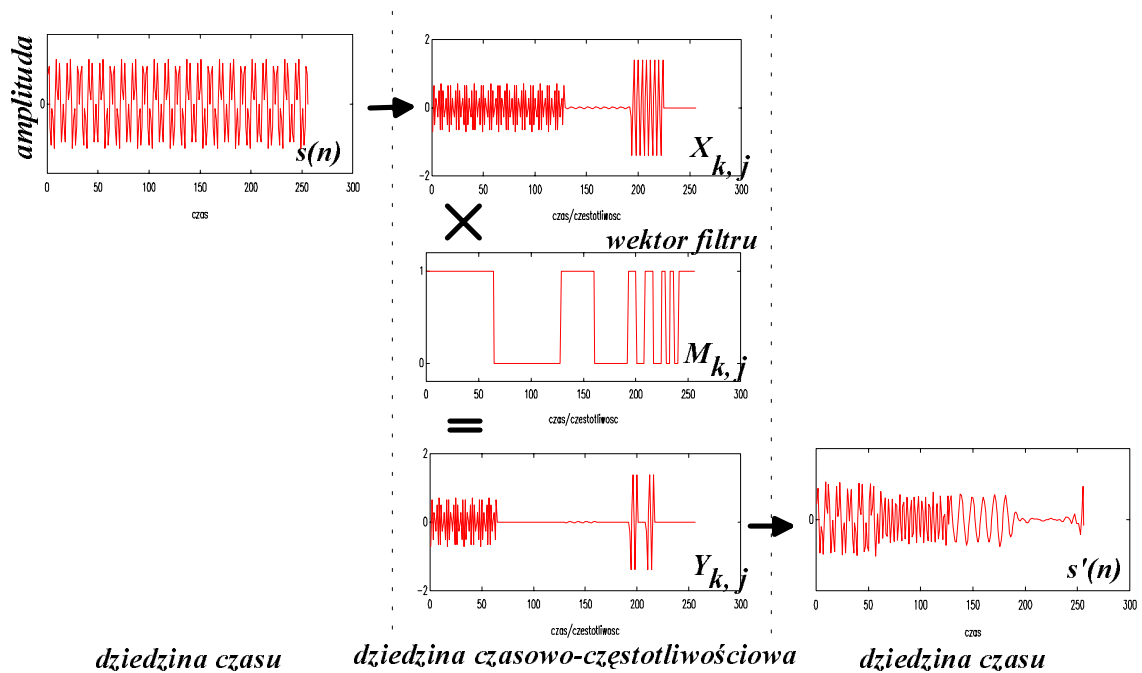
5.4. Idea filtracji czasowo-częstotliwościowej

Dzięki zastosowaniu wspólnego dla obu transformacji formatu reprezentacji czasowo-częstotliwościowej sygnału, proces filtracji sygnału przebiega identycznie w obu przypadkach. Zgodnie z zastosowaną formułą, typową dla procesu cyfrowej filtracji sygnału bez sprzężenia zwrotnego (FIR):

$$Y_{k,j} = M_{k,j} \cdot X_{k,j} \quad (5.28.)$$

gdzie: $j = 1, 2, 3 \dots \log_2 N$ wyznacza zakres częstotliwościowy

Filtracja sprowadza się do mnożenia każdego z elementów wektora współczynników falkowych $X_{k,j}$ przez odpowiadający mu element wektora filtru $M_{k,j}$. Otrzymany wektor $Y_{k,j}$ jest reprezentacją czasowo-częstotliwościową sygnału filtrowanego i może być podstawą rekonstrukcji postaci czasowej sygnału przy zastosowaniu odwrotnej transformacji falkowej (rys. 5.9.).



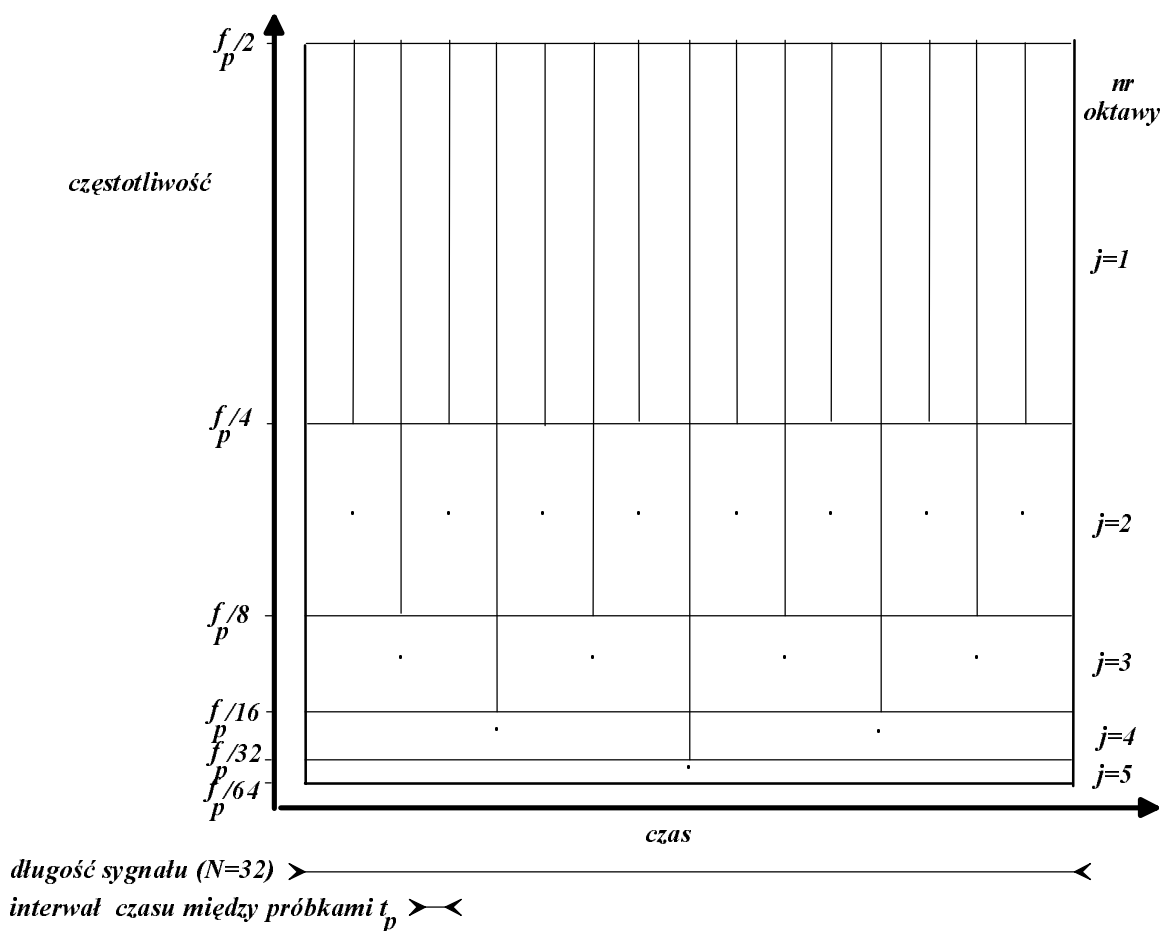
Rys. 5.9. Idea filtracji sygnału w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej

5.5. Ograniczenia filtracji czasowo-częstotliwościowej

Dotychczasowe rozważania dotyczące idei filtracji czasowo-częstotliwościowej były prowadzone przy założeniu możliwości dowolnego wyboru parametrów filtru. Oznaczałoby to dowolny wybór przedziałów częstotliwościowych i czasowych sygnału podlegającego filtracji. Dowolność taka nie jest jednak dopuszczalna, co wynika z przedstawionego w poprzednich rozdziałach opisu metody dekompozycji i rekonstrukcji sygnału. Konieczne jest skwantowanie dziedzin czasu i częstotliwości, tj. określenie najmniejszego separowalnego w każdej z dziedzin elementu. Należy tego dokonać w ten sposób, aby każdy taki element był reprezentowany przez dokładnie jeden współczynnik reprezentacji czasowo-częstotliwościowej [RIO91], [VET92].

- ♦ W dziedzinie częstotliwości podstawową jednostką jest oktawa, co wynika z przyjęcia podstawy wykładniczej funkcji skalującej równej 2. Oznacza to, że dwa sygnały wchodzące w skład tej samej oktawy są częstotliwościowo nierozróżnialne i jeżeli występują synchronicznie - nie są separowalne. Za najwyższą (pierwszą) oktawę przyjmuje się zakres częstotliwości od $f_p/2$ (najwyższej mogącej wystąpić w sygnale) do $f_p/4$, gdzie f_p jest częstotliwością próbkowania sygnału ciągłego. Za najniższą oktawę przyjmuje się tę, do której należy częstotliwość o okresie równym długości sygnału (najniższa mogąca wystąpić w sygnale). Przykładowo - sygnał o długości 256 próbek zawiera osiem oktaw, a sygnał o długości 1024 - dziesięć. Przyjmujemy tutaj założenie o długości sygnału możliwej do wyrażenia jako 2^j , gdzie $j \in N$ jest liczbą oktaw. Jeżeli dla konkretnego sygnału nie jest to prawdą - możliwe jest zawsze wycięcie z sygnału podciągu o takiej własności i długości większej niż połowa długości sygnału. Należy zwrócić uwagę, że jedyną wielkością łączącą reprezentację czasowo-częstotliwościowej sygnału w postaci ciągu oktaw z zewnętrzną, "fizyczną" dziedziną częstotliwości jest częstotliwość próbkowania sygnału. Dwa synchroniczne sygnały różniące się częstotliwością np. o 20% mogą więc być separowalne - jeżeli tylko poprzez odpowiedni dobór częstotliwości próbkowania znajdą się w dwóch różnych oktawach. Nie jest to jednak sposób umożliwiający separację większej ilości synchronicznych sygnałów o zbliżonych częstotliwościach.

- ♦ W dziedzinie czasu jednostka zostaje narzucona przez zasadę nieoznaczoności (wzór 5.2.) i pozostaje w ścisłej zależności od częstotliwości. Zgodnie z zasadą nieoznaczoności, maksymalna precyzja czasowa określenia położenia paczki fal o częstotliwości f jest równa odpowiadającemu tej częstotliwości okresowi. Tak więc, w najwyższej (pierwszej) oktawie precyzja ta wynosi $2/f_p$, w kolejnych oktawach maleje kolejno o połowę, by w najniższej osiągnąć wartość równą długości sygnału. Odpowiednio, ilość współczynników reprezentacji czasowo-częstotliwościowej sygnału o długości N próbek wynosi w najwyższej (pierwszej) oktawie $N/2$, w następnej (drugiej) - $N/4$, w najniższej zaś - 1. Mamy więc do czynienia ze zmianą jednostki czasu w kolejnych oktawach, przy czym w dwóch sąsiednich oktawach jednostki pozostają w stałym stosunku 1:2 (rys. 5.10.).



Rys. 5.10. Wzajemne proporcje jednostek czasu i częstotliwości (dla $N = 32$)

Głównym ograniczeniem filtracji czasowo-częstotliwościowej przeprowadzanej z użyciem omawianych tu metod jest więc fakt, że zmiana parametrów częstotliwościowych filtru nie może odbywać się w dowolnej chwili. Momenty możliwych zmian są wyznaczone ściśle, a gęstość ich występowania zależy od częstotliwości (numeru oktawy) - dla oktaw wyższych (małe wartości j) występują "gęściej", dla niższych - "rzadziej", wreszcie dla najniższej oktawy ($j=p$) jest tylko jeden taki moment - na początku sygnału.

Wymienione ograniczenia filtracji czasowo-częstotliwościowej wynikają z ogólnej natury sygnału (zasady nieoznaczoności) i są niezależne od zespołu parametrów jakościowych odwracalnej transformacji falkowej. Można powiedzieć, że zakładają stosowanie teoretycznej "idealnej" transformacji. W praktyce, istnieje jeszcze druga grupa ograniczeń filtracji - ściśle związana z zastosowaną transformacją falkową. W przeciwieństwie do ograniczeń pierwszej grupy, możliwe jest częściowe wyeliminowanie ograniczeń grupy drugiej, przez wybranie transformacji falkowej bardziej zbliżonej do "idealnej".

5.6. Parametry jakościowe filtracji w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej

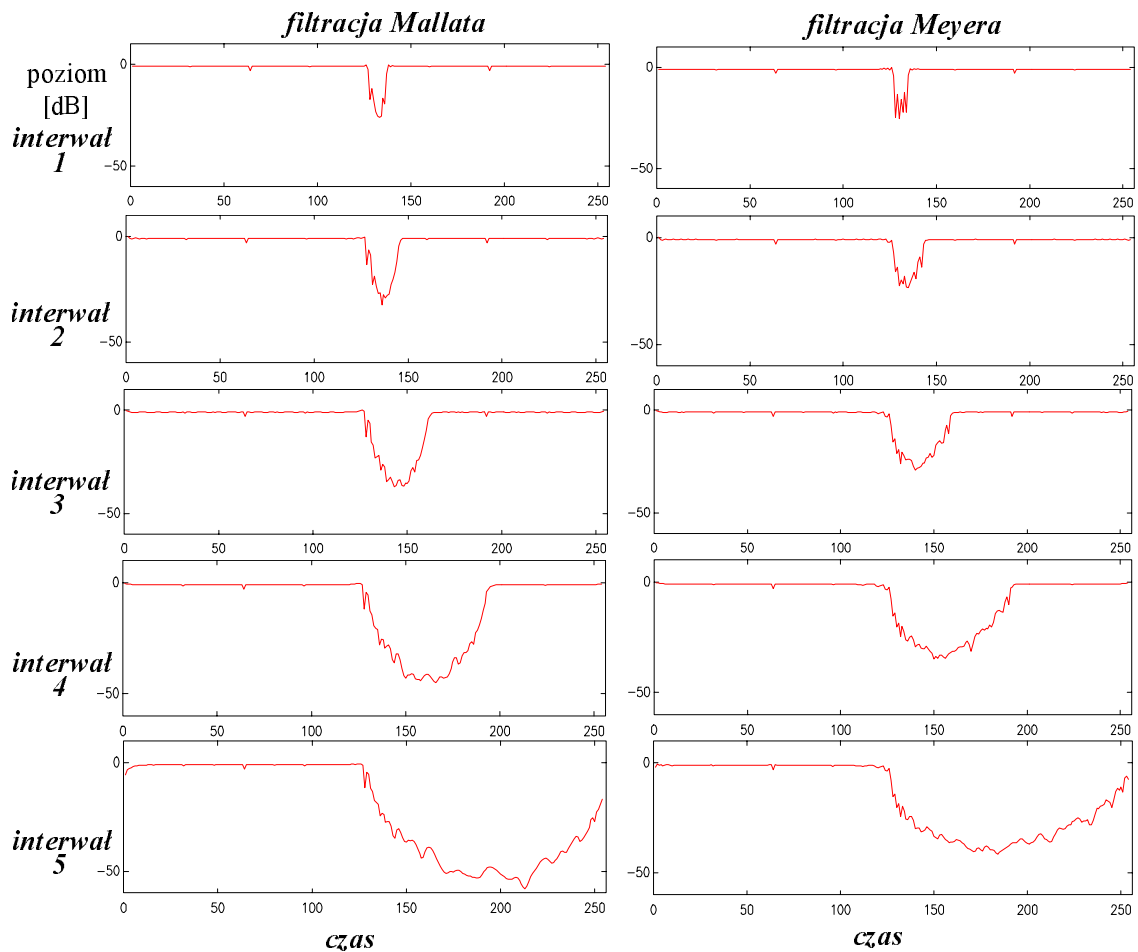
W wyniku przeprowadzonych przez autora badań praktycznej stosowalności różnych transformacji do filtracji czasowo-częstotliwościowej sygnałów [AUG95b] pojawiła się konieczność zdefiniowania zespołu parametrów jakościowych właściwych dla tego procesu. Nie chodzi przy tym o parametry dotyczące np. odwracalności transformacji, a raczej o parametry określające przydatność danej transformacji do filtracji czasowo-częstotliwościowej. Do oceny filtracji użyto standardowych parametrów jakościowych filtracji częstotliwościowej, analogicznych parametrów zdefiniowanych dla filtracji w dziedzinie czasu, oraz parametrów czasowo-częstotliwościowych, będących oryginalną propozycją autora pracy. Oceny jakości filtracji czasowo-częstotliwościowej dokonano na drodze szeregu eksperymentów numerycznych przeprowadzonych w środowisku 'Matlab-386', przy wykorzystaniu opisanych wcześniej implementacji odwracalnych transformacji falkowych. Wszystkie eksperymenty wykonano przy użyciu sygnałów testowych o długości $N=256$ próbek.

5.6.1. Parametry czasowe

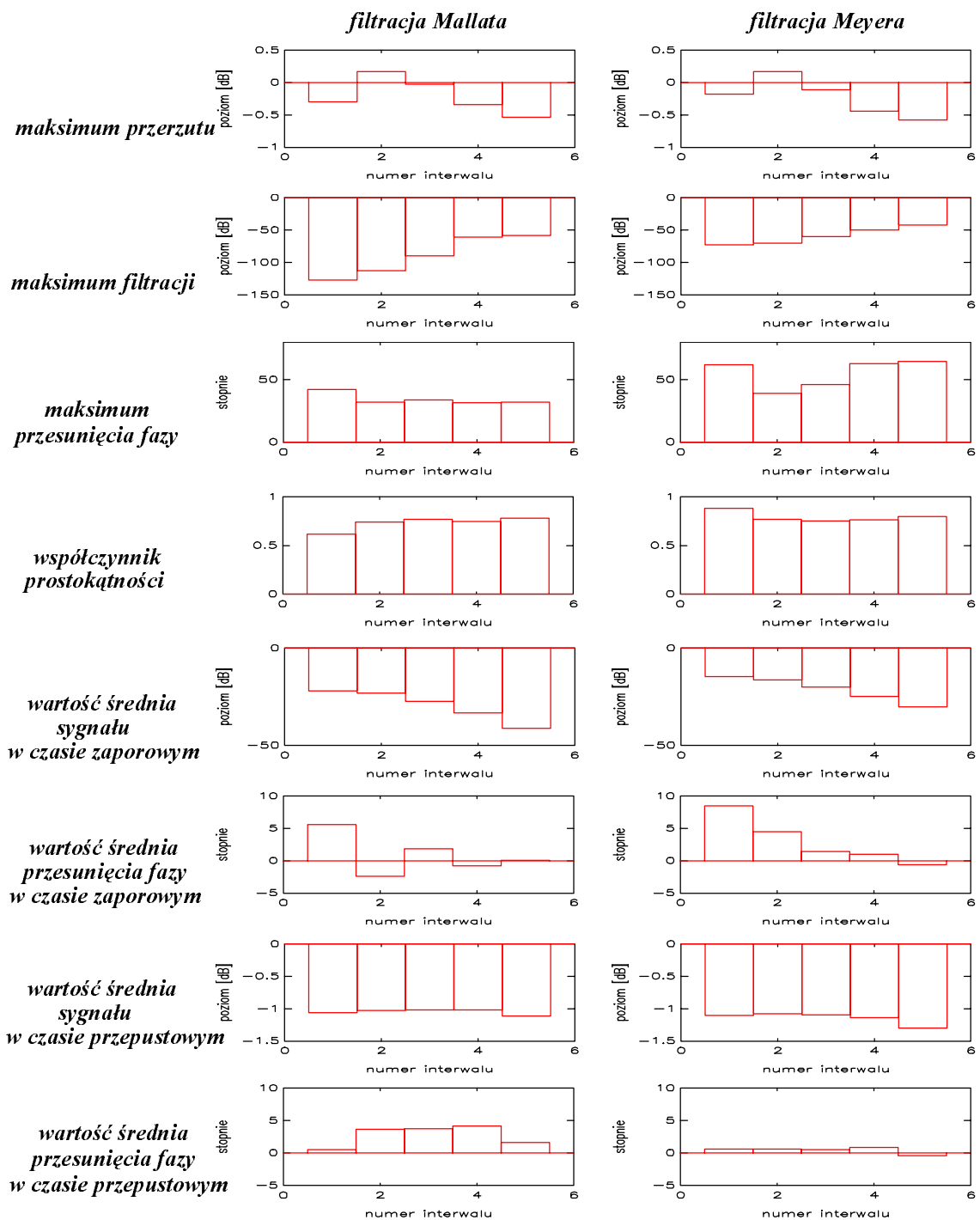
Parametry czasowe filtracji były obliczane przy założeniu filtracji czasowozaporowej w interwałach o różnej długości dla wszystkich oktaw, dla których - przy danej długości interwału - było to możliwe. Dla filtrowanych interwałów 1 ... 5 (rys. 5.11.) obliczono następujące parametry:

- ♦ współczynnik prostokątności w dziedzinie czasu,
- ♦ moduł transmitancji w czasie przepustowym,
- ♦ przesunięcie fazy w czasie przepustowym,
- ♦ moduł transmitancji w czasie zaporowym,
- ♦ przesunięcie fazy w czasie zaporowym,

Wartości wymienionych parametrów dla poszczególnych interwałów obliczonych dla filtracji Meyera i Mallata przedstawia rys. 5.12.



Rys. 5.11. Charakterystyki przenoszenia filtracji czasowozaporowej poszczególnych izolowanych interwałów otrzymane z użyciem falek Meyera i Mallata



Rys. 5.12. Uśrednione w interwałach parametry filtracji w dziedzinie czasu

5.6.2. Parametry częstotliwościowe

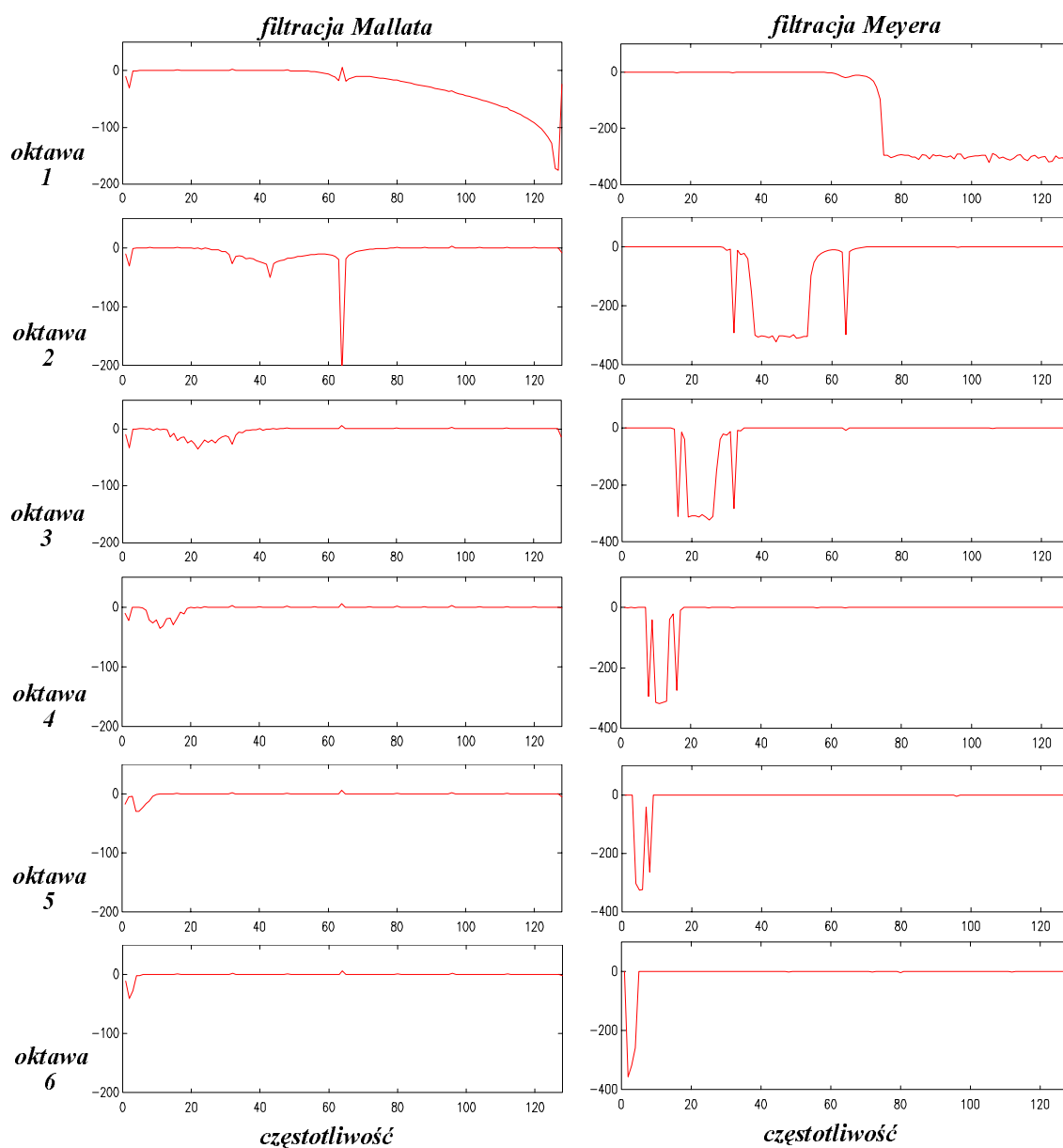
Parametry częstotliwościowe filtracji były obliczane przy założeniu niezmiennej w czasie filtracji pasmowozaporowej pojedynczych oktaw. Dla filtrowanych oktaw 1 ... 6 (rys. 5.13.) obliczono następujące parametry:

- ♦ współczynnik prostokątności w dziedzinie częstotliwości,
- ♦ moduł transmitancji w paśmie przepustowym,
- ♦ przesunięcie fazy w paśmie przepustowym,
- ♦ moduł transmitancji w paśmie zaporowym,
- ♦ przesunięcie fazy w paśmie zaporowym.

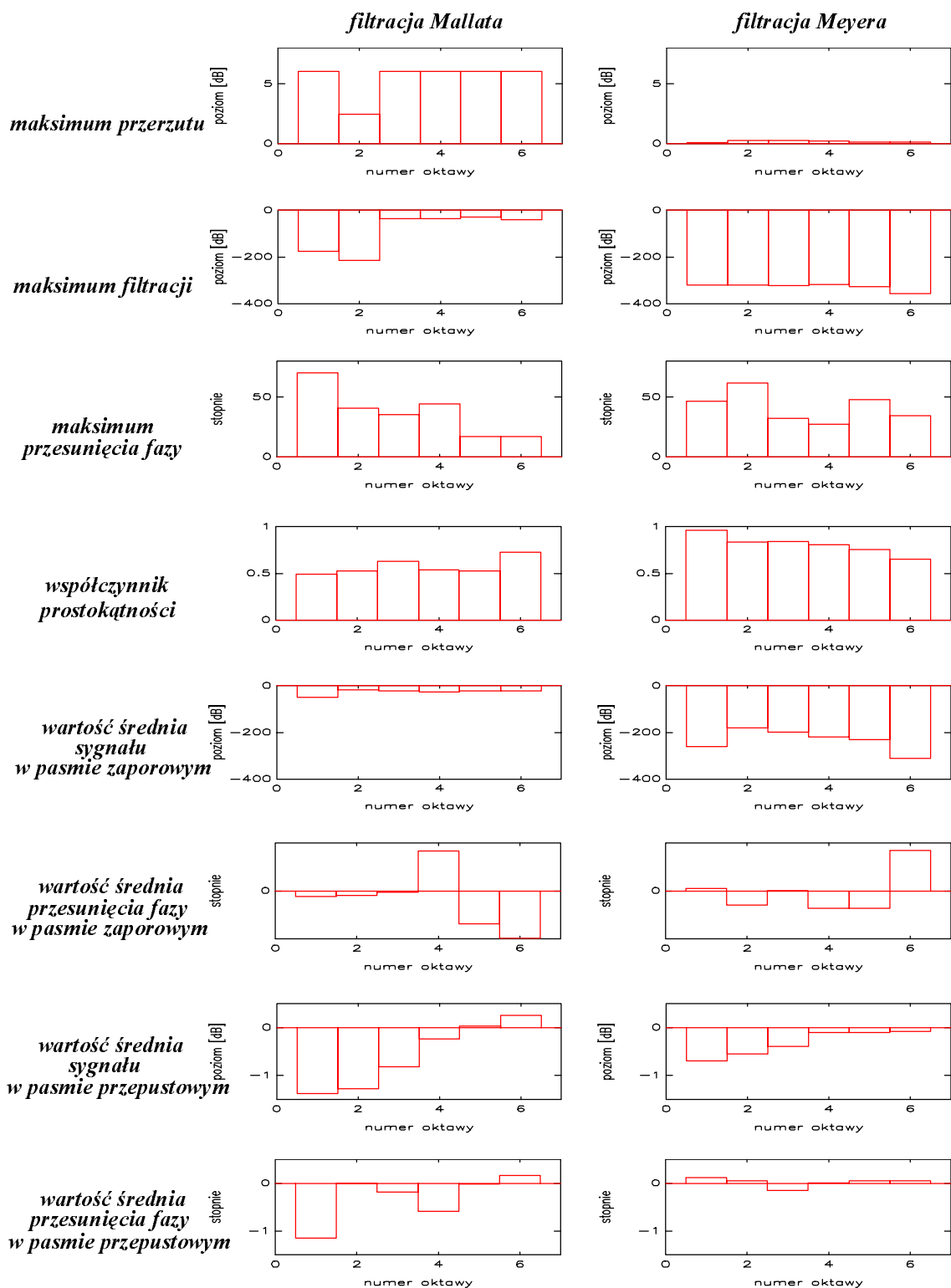
Wartości wymienionych parametrów dla poszczególnych oktaw obliczonych dla filtracji Meyera i Mallata przedstawia rys. 5.14.

5.6.3. Parametry czasowo-częstotliwościowe

Podane i przebadane w p. 5.6.1. oraz 5.6.2. parametry czasowe i częstotliwościowe są powszechnie stosowanymi miarami jakości filtracji [JAC86]. Szczególnie dotyczy to parametrów częstotliwościowych. Jest to jednak zestaw parametrów niewystarczający do opisu filtracji czasowo-częstotliwościowej, brak w nim bowiem wielkości opisujących procesy zachodzące podczas zmiany własności częstotliwościowych filtru w czasie (czy też zmiany charakterystyki czasowej z częstotliwością). Jest to konsekwencją faktu, że filtracja czasowo-częstotliwościowa z użyciem odwracalnej transformacji falkowej stanowi nową jakość w dziedzinie obróbki sygnałów. W dostępnej literaturze nie znaleziono dotychczas żadnej propozycji metody ilościowej oceny filtracji czasowo-częstotliwościowej ani definicji właściwych dla takiej filtracji parametrów. Przyjętym przez autora założeniem jest, że wprowadzone parametry powinny opisywać różnice pomiędzy sygnałem testowym filtrowanym przy użyciu transformacji rzeczywistej, a tym samym sygnałem filtrowanym z użyciem transformacji "idealnej". Tak więc, rzeczywisty sygnał filtrowany jest porównywany z sygnałem "oczekiwanym", którego przebieg czasowo-częstotliwościowy jest wyznaczony teoretycznie na podstawie charakterystyki czasowo-częstotliwościowej filtru.



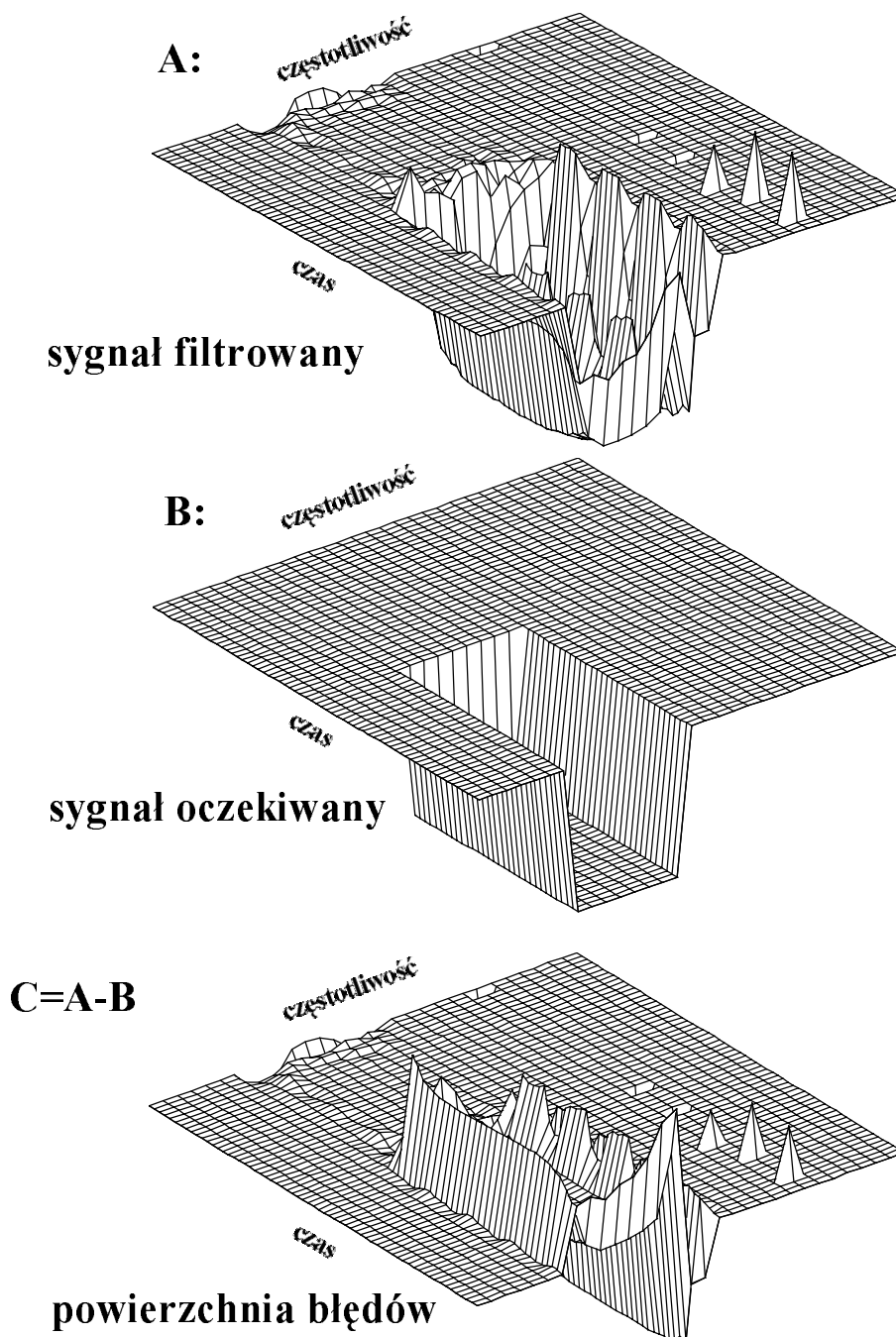
Rys. 5.13. Charakterystyki przenoszenia filtracji pasmowozaporowej poszczególnych izolowanych oktaf otrzymane z użyciem falek Meyera i Mallata



Rys. 5.14. Uśrednione w oktawach parametry filtracji w dziedzinie częstotliwości

Najprostszym sposobem porównania jest obliczenie różnicy dwuwymiarowych funkcji reprezentujących energię w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej dla sygnałów rzeczywistego i oczekiwanego (rys. 5.15.).

Otrzymana dwuwymiarowa funkcja, reprezentująca energię błędów filtracji w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej, została nazwana **powierzchnią błędów**.

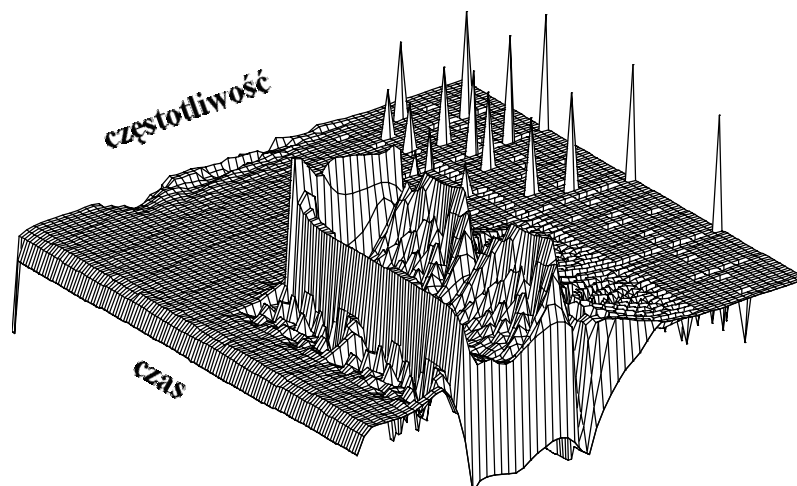


Rys. 5.15. Konstrukcja powierzchni błędów (C) jako różnicy sygnału otrzymanego w wyniku filtracji (A) i sygnału oczekiwanego obliczonego teoretycznie (B). W przykładzie użyto filtru eliminującego drugą oktawę ($j = 2$) w interwale czasowym równym drugiej połowie czasu trwania sygnału ($n = 129 \dots 256$).

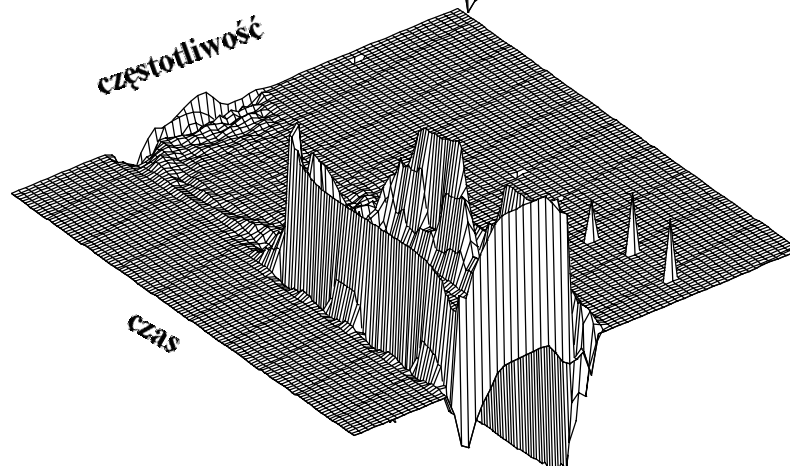
Zawiera ona wszystkie informacje dotyczące rozbieżności filtracji otrzymanej w przypadku rzeczywistym i filtracji oczekiwanej. W miarę wzrostu jakości filtracji energia tych rozbieżności dąży do zera, a powierzchnia błędów jest zbieżna do płaszczyzny o wartościach zerowych.

Powierzchnia błędów, mimo iż stanowi najwierniejsze odzwierciedlenie jakości filtracji (rys. 5.16.), ze względu na swe znaczne rozmiary nie może być parametrem czasowo-częstotliwościowym filtracji. W związku z tym, należy przeprowadzić redukcję informacji, polegającą na uśrednieniu wartości bezwzględnych powierzchni błędów w poszczególnych obszarach wyznaczonych przez przecięcie odpowiednich zakresów czasowych i częstotliwościowych. Od wyboru tych zakresów zależy sposób odzwierciedlenia zjawisk obserwowalnych na powierzchni błędów w parametrach czasowo-częstotliwościowych.

**powierzchnia błędów
filtracji Mallata**



**powierzchnia błędów
filtracji Meyera**



Rys. 5.16. Przykładowe powierzchnie błędów dla filtracji Mallata (wyżej) i Meyera (niżej). W przykładzie użyto filtru, eliminującego drugą oktawę ($j = 2$) w interwale czasowym równym drugiej połowie czasu trwania sygnału ($n = 129 \dots 256$).

Przedstawione przez autora propozycje definicji parametrów jakościowych filtracji czasowo-częstotliwościowej wraz z dyskusją ich praktycznej użyteczności zostały zawarte w [AUG95b]. W tym miejscu przedstawiona zostanie skrótowo metoda **uśredniania polowego**, interpretacja fizyczna obliczanych parametrów czasowo-częstotliwościowych oraz wartości tych parametrów otrzymanych dla filtracji z użyciem transformacji Meyera i Mallata.

5.6.3.1. Współczynniki jakościowe filtracji czasowo-częstotliwościowej otrzymane metodą uśredniania polowego powierzchni błędów

Uśrednianie polowe przeprowadzane jest w obszarach powierzchni błędów wyznaczanych przez przecięcie częstotliwościowych zakresów zaporowego i przepustowego z czasowymi zakresami zaporowym i przepustowym. Jako wynik uśredniania zdefiniowano następujące parametry (rys. 5.17.):

- ♦ **błąd czasowy - BT** : uśrednianiu podlega obszar wycięty z powierzchni błędów przez przecięcie częstotliwościowego zakresu zaporowego i czasowego zakresu przepustowego;
- ♦ **błąd częstotliwościowy - BF** : uśrednianiu podlega obszar wycięty z powierzchni błędów przez przecięcie częstotliwościowego zakresu przepustowego i czasowego zakresu zaporowego;
- ♦ **błąd zerowy - $B0$** : uśrednianiu podlega obszar wycięty z powierzchni błędów przez przecięcie częstotliwościowego zakresu przepustowego i czasowego zakresu przepustowego;
- ♦ **błąd filtrowy - BTF** : uśrednianiu podlega obszar wycięty z powierzchni błędów przez przecięcie częstotliwościowego zakresu zaporowego i czasowego zakresu zaporowego.

Należy zwrócić uwagę, że przecięcie dwóch zakresów czasowego i częstotliwościowego, w przypadku gdy co najmniej jeden z nich składa się z rozłącznych podzakresów, daje w wyniku rozłączne podobszary reprezentowane wspólnie przez

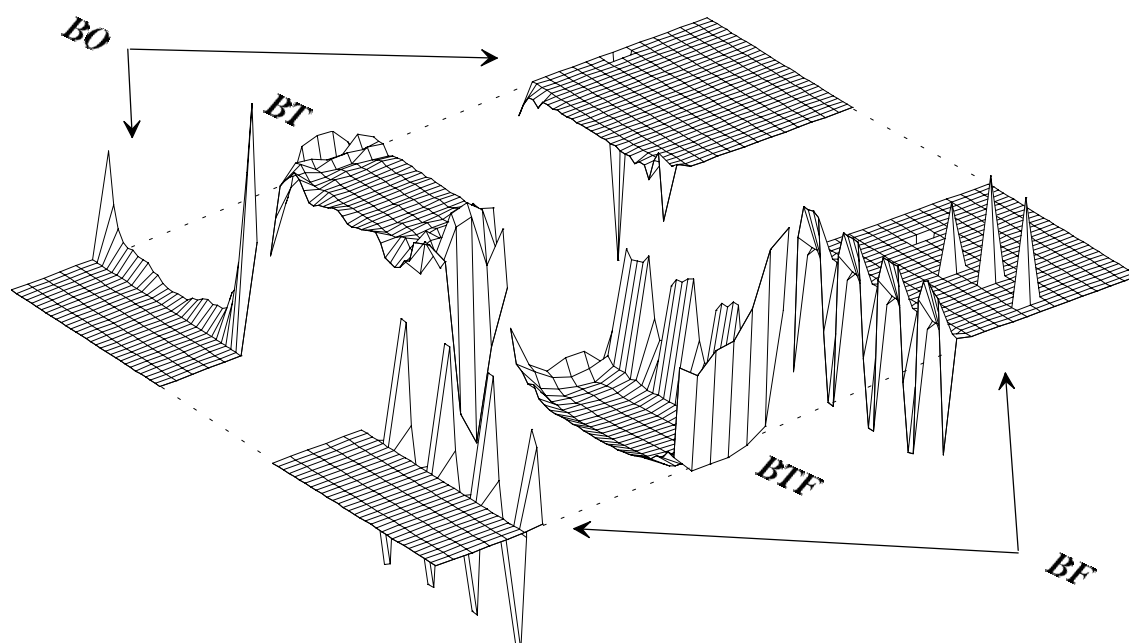
odpowiedni współczynnik (będący wartością uśrednioną w tych podobzarach). Zdefiniowane w ten sposób obszary uśredniania pokrywają w sposób rozłączny całą powierzchnię błędów. Parametry zdefiniowane przy uśrednianiu polowym są reprezentatywne dla błędów filtracji w kontekście ich przyczyn: `

BT - reprezentuje niedoskonałość falki w dziedzinie czasu,

BF - reprezentuje niedoskonałość falki w dziedzinie częstotliwości,

BTF - wyraża skuteczność filtru w paśmie i czasie zaporowym,

B0 - wyraża zniekształcenia wnoszone przez filtr w paśmie i czasie przepustowym.



Rys. 5.17. Podział powierzchni błędów filtracji przy określaniu parametrów jakościowych filtracji czasowo-częstotliwościowej metodą uśredniania polowego. W przykładzie użyto filtru eliminującego drugą oktawę ($j = 2$) w interwale czasowym równym drugiej połowie czasu trwania sygnału ($n = 129 \dots 256$).

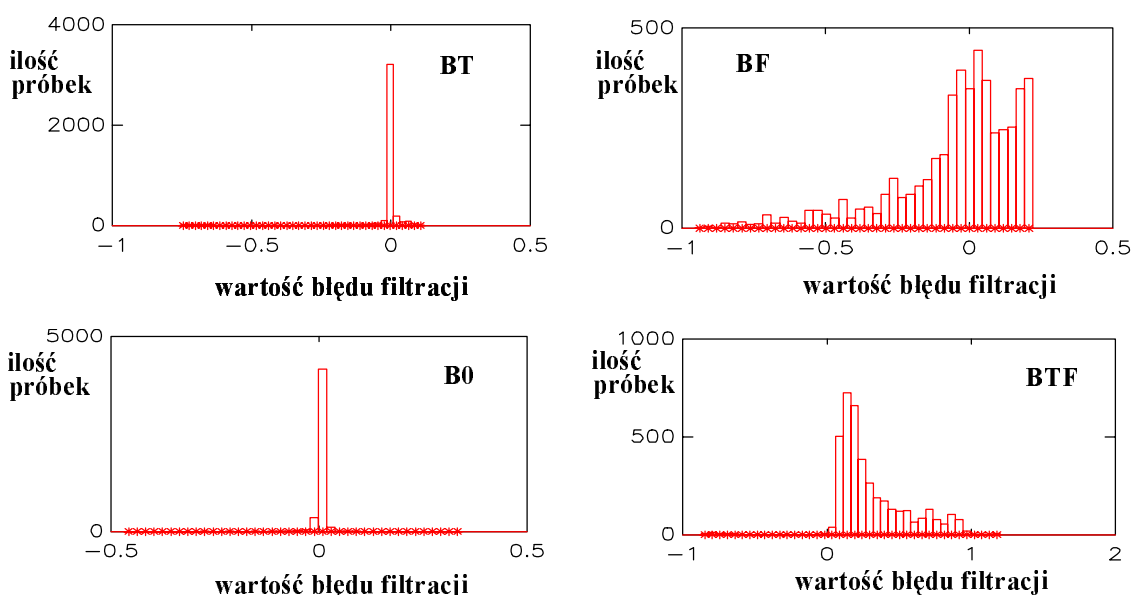
Niezależnie od sposobu uśredniania, należy mieć na uwadze, że poszczególne współczynniki są miarami błędów filtracji. Wynika stąd wniosek, że wyższa jakość filtracji jest charakteryzowana przez niższe wartości poszczególnych współczynników. Dotyczy to porównywania procesów filtracji tego samego sygnału z użyciem tego samego filtru i różnych transformacji falkowych.

5.6.3.2. Wartości współczynników uśredniania połowego dla filtracji z użyciem transformacji Meyera i Mallata

Powierzchnie błędów podzielono do uśredniania na obszary zgodnie z rys. 5.17. W związku z występowaniem (zwłaszcza w przypadku filtracji Mallata) silnych zniekształceń w górnej części pierwszej (nie filtrowanej) oktawy, do uśredniania połowego używane były odpowiednio obustronnie częstotliwościowo okrojone powierzchnie błędów:

- ♦ dla filtracji oktawy 2: od środka oktawy 1 do środka oktawy 3;
- ♦ dla filtracji oktawy 3: od środka oktawy 2 do środka oktawy 4;
- ♦ dla filtracji oktawy 4: od środka oktawy 3 do środka oktawy 5;
- ♦ dla filtracji oktawy 5: od środka oktawy 4 do środka oktawy 6.

Okrojenie powierzchni błędów przyczyniło się do znacznie lepszego skorelowania wartości $B0$ i BF ze zniekształceniami obserwowanymi w odpowiednich obszarach powierzchni błędów. Rysunek 5.18. prezentuje przykładowe histogramy rozkładów błędów w obszarach uśredniania BT , BF , $B0$ i BTF związanych z eliminacją oktawy drugiej w interwale czasowym równym drugiej połowie czasu trwania sygnału.



Rys. 5.18. Przykładowe histogramy rozkładów błędów w poszczególnych obszarach uśredniania połowego BT , BF , $B0$ i BTF . W przykładzie użyto filtru eliminującego drugą oktawę ($j = 2$) w interwale czasowym równym drugiej połowie czasu trwania sygnału ($n = 129 \dots 256$).

Tabela 5.2. zestawia wartości parametrów BT , BF , $B0$ i BTF (w promilach) dla oktafów 2 ... 5 i obu metod filtracji.

Tab. 5.2. Wartości parametrów BT , BF , $B0$ i BTF (w promilach) uzyskane dla oktafów 2 ... 5 i metod filtracji Mallata i Meyera (przy założeniu długości sygnału $N = 256$ i eliminacji interwału czasowego równego drugiej połowie czasu trwania sygnału $n = 129 \dots 256$)

numer oktawy j	filtracja Mallata				filtracja Meyera			
	BT	BF	B0	BTF	BT	BF	B0	BTF
2.	20.088	152.724	5.563	320.060	33.335	59.414	4.030	173.309
3.	39.769	130.816	7.610	306.015	73.802	49.322	5.447	211.972
4.	54.573	119.059	12.279	326.233	138.393	27.577	4.712	284.157
5.	84.852	93.657	19.405	368.324	263.289	4.288	1.381	409.512

Z przeprowadzonych porównań sformułowane zostały następujące wnioski:

- ♦ Istnieją duże różnice własności obu metod filtracji wynikające jedynie z zastosowania istotnie różnych transformacji falkowych (patrz rys. 5.7.).
- ♦ Metodę filtracji Mallata można uznać za ok. 1,5 -krotnie skuteczniejszą w dziedzinie czasu. Z wyjątkiem najkrótszego interwału czasowego, współczynniki prostokątności obliczane dla filtracji Mallata nie różnią się znacząco od wielkości otrzymanych dla filtracji Meyera.
- ♦ Metodę filtracji Meyera należy uznać za prawie 5-krotnie skuteczniejszą w dziedzinie częstotliwości w porównaniu z metodą filtracji Mallata.

Wystarczające uzasadnienie znacznych różnic parametrów opisujących obie metody filtracji (a co za tym idzie obie transformacje falkowe) jest możliwe przez porównanie funkcji bazowych systemów dekompozycji. Zwraca uwagę fakt nieco lepszej lokalizacji czasowej falki Mallata (jest ona bardziej skupiona), co dostatecznie tłumaczy pewną przewagę parametrów filtracji Mallata w dziedzinie czasu (por. rys. 5.1.b, rys. 5.6.b oraz rys. 5.7.b). Przeciwnie, w dziedzinie częstotliwości, mijające się zbocza widm dwóch

falek Meyera dla sąsiednich oktav są znacznie stromsze niż zbocza filtrów bi-ortogonalnych (por. rys. 5.1.a, rys. 5.6.a oraz rys. 5.7.a). Filtracja Mallata w porównaniu z filtracją Meyera jest nieco skuteczniejsza w dziedzinie czasu i znacznie mniej skuteczna w dziedzinie częstotliwości. Jest to podstawowa różnica między dwoma badanymi transformacjami i główny wniosek wynikający z przeprowadzonych testów numerycznych.

Stwierdzone na drodze eksperymentu numerycznego różnice własności prezentowanych transformacji nie wykazują znacznych dysproporcji jakości i nie uprawniają do jednoznacznego wyboru jednej z nich.

6. FILTRACJA SYGNAŁU ELEKTRONYSTAGMOGRAFICZNEGO W DZIEDZINIE CZASOWO-CZĘSTOTLIWOŚCIOWEJ

Jako wniosek z przeglądu własności dotychczas stosowanych metod obróbki sygnału elektronystagmograficznego uznano, iż metodą optymalną z punktu widzenia jakości obliczanych parametrów diagnostycznych może okazać się filtracja w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie, tj. na podstawie pewnych lokalnych własności sygnału (por. p. 4.3.). Praktyczna implementacja zaproponowanej metody filtracji (wykonana obecnie w celu poznania jej własności, a docelowo jako program użytkowy) wymaga jednak ścisłego sprecyzowania następujących zagadnień:

- ♦ wybór odwracalnej transformacji czasowo-częstotliwościowej,
- ♦ określenie granic zakresu zmienności charakterystyk filtracji,
- ♦ sformułowanie reguł adaptacyjnego doboru charakterystyk filtracji.

Ponieważ w dostępnej literaturze nie znaleziono żadnych przykładów podobnych rozwiązań uznano, iż prowadzone prace badawcze mają charakter precedensowy. Wobec braku jakichkolwiek podstaw decyzyjnych, rozwiązania niektórych spośród wymienionych zagadnień podano w sposób wariantowy, aby w toku badań doświadczalnych wybrać ostatecznie metodę optymalną.

6.1. Wybór odwracalnej transformacji czasowo-częstotliwościowej

Prowadzone przez autora prace, mające na celu określenie własności transformacji czasowo-częstotliwościowych z użyciem ortogonalnej rodziny falkowej Meyera oraz schematu dekompozycji piramidowej Mallata opisane w rozdziale 5, nie dały jednoznacznej odpowiedzi w kwestii przewagi którejś z wymienionych metod, w zastosowaniu do filtracji czasowo-częstotliwościowej sygnału. Zrezygnowano więc z podejmowania ostatecznych rozstrzygnięć na tym etapie i zdecydowano się na przeprowadzenie eksperymentów numerycznych z użyciem obu wymienionych transformacji. Podejście takie nie wyklucza stosowania innych odwracalnych transformacji czasowo-częstotliwościowych.

6.2. Określenie granic zakresu zmienności charakterystyk filtracji

Proponowana metoda filtracji wykorzystuje adaptacyjny dobór charakterystyk filtracji, co oznacza ciągłą, automatyczną ich modyfikację opartą jedynie na określanych na bieżąco lokalnych własnościach sygnału. Wobec wielkiej różnorodności sygnałów, wzbogaconej dodatkowo gamą występujących w nich nieprzewidywalnych zakłóceń, w celu ścisłej kontroli procesu filtracji pożądane jest określenie granic zakresu zmienności charakterystyk filtracji w dziedzinie czasu oraz w dziedzinie częstotliwości.

Przeciwnie do adaptacyjnego doboru charakterystyk, dokonywanego w oparciu o konkretny filtrowany sygnał, określenie granic zakresu zmienności charakterystyk filtracji odbywa się z wykorzystaniem posiadanej a priori wiedzy na temat natury sygnału, który dopiero będzie obrabiany.

Narzucając ograniczenia zakresu zmienności charakterystyk filtracji należy brać pod uwagę następujące konsekwencje:

- ♦ zbyt wąski zakres zmienności upodabnia filtrację do filtracji o charakterystykach stałych, co prowadzi do utraty zalet wynikających z adaptacyjnego doboru charakterystyk,
- ♦ zbyt szeroki zakres zmienności zwiększa ryzyko utraty kontroli nad procesem filtracji w sytuacji, gdy występujący incydentalnie określony komponent sygnału zmieni jej charakterystykę w sposób nieprzewidywany.

6.2.1. Czasowe ograniczenia zmienności charakterystyk filtracji

W przypadku ogólnym filtracji (z jakim mamy do czynienia w tej implementacji), sygnał elektronystagmograficzny nie jest w żaden sposób związany z momentami rozpoczęcia i zakończenia jego rejestracji. Wobec tego brak jakichkolwiek przesłanek sugerujących nierównomierność rozkładu prawdopodobieństwa wystąpienia poszczególnych komponentów częstotliwościowych w poszczególnych partiach rejestrowanego sygnału. Ponieważ wystąpienie każdej z częstotliwości składowych sygnału jest jednakowo prawdopodobne w każdym jego momencie, nie ma podstaw do nakładania jakichkolwiek czasowych ograniczeń zmienności charakterystyk filtracji.

W przypadku implementacji użytkowych wykorzystujących wyzwalanie rejestracji sygnału (ang.: *trigger*) współbieżne ze stymulacją oczopląsu, wprowadzenie ograniczeń czasowych może okazać się użyteczne¹.

6.2.2. Częstotliwościowe ograniczenia zmienności charakterystyk filtracji

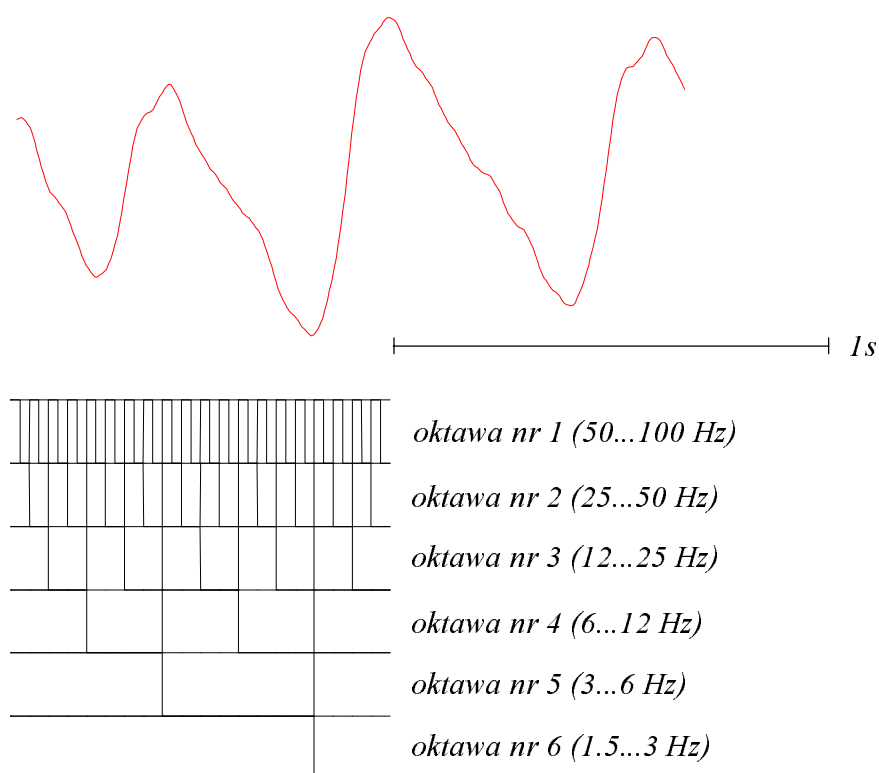
Zgodnie z wnioskami opublikowanymi w [JUH85], nie ma uzasadnienia dla stosowania częstotliwości próbkowania sygnału elektronystagmograficznego większych niż 200 Hz. Taka właśnie częstotliwość próbkowania została więc przyjęta przez autora dla wszystkich sygnałów używanych w prowadzonych testach numerycznych. Przyjęcie na wstępie tak ścisłego założenia umożliwia określenie częstotliwościowych granic zmienności charakterystyk filtracji. Wobec logarytmicznej (oktawowej) rozdzielczości częstotliwościowej obu transformacji granice zmienności charakterystyk filtracji mogą być przyjęte jedynie na styku kolejnych oktaw (przy częstotliwościach f stanowiących kolejne potęgi częstotliwości próbkowania f_p , wyrażalne w postaci: $f = 2^k f_p$, gdzie $k = 0, 1, 2, \dots$). Analiza własności czasowo-częstotliwościowych sygnałów oraz rozdzielczości analizy czasowo-częstotliwościowej oferowanych przez użyte transformacje uzasadniają następujący wybór granic zmienności charakterystyk filtracji:

- ♦ oktawa nr 1 (zawierająca częstotliwości z przedziału 50 ... 100 Hz) jest eliminowana niezależnie od lokalnych własności sygnału. Decyzję tę uzasadnia ubóstwo informacji okoruchowych niesionych w tym paśmie sygnału oraz mogące wystąpić znaczne impulsowe zniekształcenia sygnału związane ze zmianą charakterystyki filtracji najwyższej oktawy (por. rys. 5.16.).
- ♦ oktawa nr 2 (zawierająca częstotliwości z przedziału 25 ... 50 Hz), oktawa nr 3 (12.5 ... 25 Hz) oraz oktawa nr 4 (6.25 ... 12.5 Hz) są filtrowane w sposób adaptacyjny -

¹ Przykładowo, w przypadku filtracji sygnału ENG oczopląsu wywołanego optokinetycznie, początek rejestracji może być związany z chwilą skokowej zmiany prędkości obrotowej źródła światła. Podczas rejestracji takiego sygnału **można się spodziewać** początkowo okresu utajenia reakcji, następnie jej nasilenia, wreszcie stopniowego wygasania. Ponieważ każdy z tych etapów charakteryzowany jest przez inne komponenty częstotliwościowe sygnału, rozkład prawdopodobieństwa ich wystąpienia w sygnale nie jest (jak w przypadku ogólnym) równomierny. Stanowi to podstawę do ewentualnego ograniczenia czasowego zakresu zmienności charakterystyk filtracji. Ograniczenia takie muszą oczywiście uwzględniać rozdzielczość czasową oferowaną przez zastosowane transformacje czasowo-częstotliwościowe (brak możliwości wyodrębnienia krótkiego interwału czasowego przy niskich częstotliwościach wynikający z zasady nieoznaczoności).

głębokość filtracji wyznaczają reguły adaptacyjnego doboru charakterystyki, na podstawie lokalnych własności sygnału.

- ♦ oktawy zawierające częstotliwości niższe przechodzą do sygnału wyjściowego niezależnie od lokalnych własności sygnału wejściowego. Podyktowane jest to dużą rozpiętością czasową falek dla tych oktaw (przykładowo: zasięg czasowy falek oktawy 5 (3.125 ... 6.25 Hz) wynosi ok. 225 ms), przewyższającą niejednokrotnie czas trwania fazy szybkiej oczopląsu (rys. 6.1.). Z tych samych względów zdecydowano się na sztywny dobór dolnej częstotliwości granicznej przyjmując wartość 0.1 Hz. Dla częstotliwości tak niskich rozdzielczość czasowa transformacji jest rzędu 10 s, trudno więc już mówić o adaptacyjnym doborze parametrów filtracji w oparciu o lokalne własności sygnału.



Rys. 6.1. Zestawienie fragmentu sygnału okoruchowego z diagramem rozdzielczości transformacji czasowo-częstotliwościowej w dziedzinie czasu

6.3. Sformułowanie reguł adaptacyjnego doboru charakterystyk filtracji

Jest to niewątpliwie najważniejszy element opisywanego projektu procesu filtracji sygnału elektronystagmograficznego w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie. Reguły doboru charakterystyk filtracji wyznaczają parametry jakościowe całego procesu filtracji i muszą być oparte zarówno na umiejętnym wyzyskaniu lokalnych własności sygnału elektronystagmograficznego, jak i rozdzielczości czasowo-częstotliwościowych oferowanych przez użyte transformacje. Reguły adaptacyjnego doboru charakterystyk filtracji są w całym procesie filtracji jedynym ogniwem reprezentującym wiedzę w zakresie rozróżniania sygnału ENG i zakłóceń. Prawidłowe ich określenie leży więc u podstaw poprawnej identyfikacji komponentów sygnału, a w konsekwencji takiego doboru charakterystyk filtracji, który zapewnia zwiększenie odstepu sygnału od zakłóceń. Należy zdać sobie sprawę, że niewłaściwie określone reguły adaptacyjnego doboru charakterystyk mogą prowadzić do znacznych zakłóceń sygnału w procesie filtracji, powodując w konsekwencji pogorszenie odstepu sygnału od zakłóceń. W takim przypadku nastąpiłby wzrost stopnia trudności automatycznej interpretacji tego sygnału, a więc spadek jakości obliczanych parametrów diagnostycznych.

Zaproponowane w niniejszym rozdziale reguły doboru charakterystyk filtracji są oparte na spostrzeżeniach sformułowanych w p. 4.3. Niezależnie od tego, są one tematem otwartym i mogą stanowić przedmiot odrębnych badań jako potencjalne źródło dalszej poprawy jakości parametrów diagnostycznych obliczanych na podstawie elektronystagmogramu. Poniżej opisano szczegółowo dwie zaproponowane reguły (o odmiennych naturach), oparte na różnych własnościach lokalnych przetwarzanego sygnału. Podobnie jak w p. 6.1. (dotyczącym wyboru odwracalnej transformacji czasowo-częstotliwościowej), wobec braku dostatecznie umotywowanych przesłanek, starano się unikać ostatecznych rozstrzygnięć w kwestii wyboru którejś z reguł doboru charakterystyk filtracji. Zdecydowano się więc na przeprowadzenie testów numerycznych dla obu zaproponowanych tu reguł doboru charakterystyk filtracji, by następnie - w oparciu o uzyskane wyniki - wskazać regułę optymalną.

Obie zaproponowane reguły doboru parametrów filtracji zakładają dostęp w kilku przebiegach do całego zarejestrowanego sygnału (przetwarzanie ma więc charakter *off-line*) oraz przyjmują, że dobór charakterystyk filtracji zadawany będzie poprzez wektor filtru o formacie odpowiadającym formatowi wektora współczynników falkowych (zaproponowanej przez autora reprezentacji sygnału w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej) - zgodnie z rys. 5.9. i wzorem 5.28.

Cechą wspólną obu zaproponowanych reguł doboru charakterystyk częstotliwościowych filtracji jest także wykorzystanie idei tzw. **funkcji detekcyjnej**, choć to właśnie różna natura funkcji detekcyjnej i odmienny sposób jej obliczania są podstawą istotnie różnych własności obu reguł. Idea funkcji detekcyjnej jest szeroko wykorzystywana w procesach automatycznej obróbki sygnałów biologicznych², w których zazwyczaj można wtedy wyodrębnić dwa etapy:

- ♦ wyznaczanie wartości funkcji detekcyjnej $f_d(n)$ - polega wyłącznie na przekształcaniu sygnału biologicznego $s(n)$ przy użyciu operacji matematycznych (różniczkowanie, potęgowanie, filtracja przez uśrednianie w ruchomym oknie itp.). Zestaw stosowanych operacji jest dobierany z punktu widzenia jak najlepszej reprezentacji interesujących szczegółów sygnału $s(n)$ w funkcji detekcyjnej $f_d(n)$.
- ♦ progowanie funkcji detekcyjnej - jest operacją decyzyjną, w której jednym z argumentów jest wartość funkcji detekcyjnej $f_d(n)$, a pozostałymi - wartości progu (stałe lub dobierane adaptacyjnie na podstawie przebiegu funkcji detekcyjnej).

Funkcje detekcyjne, określone - podobnie jak sygnał - w dziedzinie czasu, reprezentują w przypadku każdej z proponowanych reguł pewne charakterystyczne cechy sygnału ENG. Na podstawie ich wartości konstruowane są wektory filtrów $M_{k,j}$ (wzór 5.28.) w postaci odpowiadającej formatowi wektora współczynników falkowych.

Pierwsza z zaproponowanych reguł adaptacyjnego doboru charakterystyk filtracji wykorzystuje funkcję detekcyjną, której zbiorem wartości jest zbiór dwuelementowy $\{0, 1\}$. Nazwano ją więc **binarnym doborem charakterystyk filtracji**.

² Przykładowo, za pomocą funkcji detekcyjnej wyznaczane są załamki QRS elektrokardiogramu.

Druga z zaproponowanych reguł wykorzystuje funkcję detekcyjną, której zbiorem wartości jest przedział $<0, 1>$. Tą z kolei, stosownie do natury funkcji detekcyjnej, nazwano **proporcjonalnym doborem charakterystyk filtracji**.

6.3.1. Binarny dobór charakterystyk filtracji

Adaptacyjny dobór charakterystyk filtracji czasowo-częstotliwościowej sygnału ENG z wykorzystaniem binarnej funkcji detekcyjnej jest metodą automatycznej konstrukcji wektora filtru $M_{k,j}$ (wzór 5.28.) opartą na następujących własnościach sygnału i spostrzeżeniach (por. p. 4.3.):

- ♦ sygnał filtrowany zbyt agresywnie charakteryzuje się sztucznym wydłużeniem fazy szybkiej oczopląsu kosztem fazy wolnej;
- ♦ przeprowadzona w oparciu o sygnał filtrowany zbyt agresywnie detekcja faz oczopląsu nie może być podstawą dokładnego obliczania parametrów diagnostycznych, lecz z powodzeniem może być podstawą modyfikacji charakterystyki filtracji³;
- ♦ sygnał ENG powinien być filtrowany silniej na odcinkach reprezentujących fazę wolną oczopląsu, niż na odcinkach reprezentujących fazę szybką;
- ♦ w obrębie zgrubnie określonych faz oczopląsu charakterystyka filtracji nie jest modyfikowana - implikuje to konieczność istnienia dla każdej oktawy j dwóch wartości wektora filtru $M_{k,j}$, z których jedna - w_j jest użyta do konstrukcji wektora filtru w czasie fazy wolnej ($f_d(n)=0$), a druga - s_j - w czasie fazy szybkiej ($f_d(n)=1$).

Na podstawie powyższych założeń zaproponowany został algorytm realizujący binarny dobór charakterystyk filtracji (tab. 6.1.) w następujących etapach (rys. 6.2.):

- ♦ 1- Na podstawie sygnału elektronystagmograficznego (rys. 6.2.a) tworzona jest binarna funkcja detekcyjna, której zadaniem jest zgrubne rozróżnienie fazy wolnej i szybkiej. W tym celu określana jest częstotliwość podstawowa sygnału wejściowego - jest to częstotliwość, której odpowiada pierwsze maksimum lokalne widma sygnału (rys. 6.2.b).

³ modyfikacja charakterystyki filtracji musi uwzględniać ponadto rozdzielczość czasową transformacji czasowo-częstotliwościowej (wynikającą z zasady nieoznaczoności), więc z założenia obarczona jest niedokładnością.

- ♦2 - Następnie dokonywana jest filtracja dolnoprzepustowa sygnału przy częstotliwości odcięcia półtorakrotnie wyższej od obliczonej częstotliwości podstawowej. Jest oczywiste, że filtracja taka jest bardzo agresywna i jej konsekwencją jest utrata składowych wysokoczęstotliwościowych sygnału (rys. 6.2.c). Zostaje w ten sposób zminimalizowane prawdopodobieństwo grubych pomyłek interpretacji, tj. detekcji zakłóceń jako punktów zwrotnych separujących fazy.
- ♦3 - Następnym krokiem jest detekcja poszczególnych faz oczopląsu na takim silnie filtrowanym sygnale (rys. 6.2.d). Konsekwencją wykluczenia składowych wysokoczęstotliwościowych jest spłaszczenie stromych zboczy faz szybkich, co powoduje detekcję punktów zwrotnych na zewnątrz prawdziwych faz szybkich. Faza szybka wyznaczana jest "z nadmiarem" (jako dłuższa niż w rzeczywistości), natomiast faza wolna - "z niedomiarem" (jako krótsza niż w rzeczywistości). Tak wyznaczony sygnał detekcji faz jest binarną funkcją detekcyjną $f_d(n)$, używaną dalej do modyfikacji czasowych charakterystyk przenoszenia sygnału w poszczególnych oktawach.
- ♦4 - Modyfikacja przebiega niezależnie dla każdej z modyfikowanych oktaw, jednak w ten sposób, że w obrębie fazy wolnej sygnał filtrowany jest silniej niż w obrębie fazy szybkiej. Oczywiście pojęcie "w obrębie fazy" dotyczy tu zgrubnego określenia punktów zwrotnych faz i dodatkowo musi uwzględniać rozdzielczość czasową transformacji w danym zakresie częstotliwościowym (oktawie). Każdej z oktaw j przyporządkowane są dwa stałe współczynniki w_j i s_j o wartościach z przedziału $<0...1>$, będące wartościami wektora filtru $M_{k,j}$ (wzór 5.28.) w danej oktawie odpowiednio w fazie wolnej i szybkiej:

$$M_{k,j} = \begin{cases} w_j & \text{dla } f_d(n) = 0 \\ s_j & \text{dla } f_d(n) = 1 \end{cases} \quad (6.1.)$$

dla $n = 2^j k$.

gdzie: $M_{k,j}$ - wektor filtru czasowo-częstotliwościowego

w_j - wartość wektora filtru dla wolnej fazy oczopląsu w oktawie j .

s_j - wartość wektora filtru dla szybkiej fazy oczopląsu w oktawie j .

Rola funkcji detekcyjnej polega więc na odpowiednim przełączaniu tych wartości podczas konstruowania wektora filtru w zależności od wykrytej fazy oczopląsu i

analizowanej oktawy (rys. 6.2.e). W konkretnym rozwiązaniu zastosowano następujące wartości wektora filtru:

nr oktawy j	zakres częstotliwościowy [Hz]	zakres czasowy [ms]	S_j (wartość wektora filtru dla fazy szybkiej)	w_j (wartość wektora filtru dla fazy wolnej)
1.	50...100	14.14	0	0
2.	25...50	28.28	0.25	0
3.	12.5...25	56.57	1	0
4.	6.25...12.5	113.1	1	0.25
5.	3.125...6.25	226.3	1	1
6.	1.5625...3.125	452.5	1	1

```
function f=autof1(s, par) /* binarny dobór charakterystyki filtracji */
l=length(s); /* wyznaczenie częstotliwości podstawowej */
f=abs(fft(s));
for(i=1:4) f(i)=0; end;
g=mwin_fdp(f(1:l/8), 10);
h=findextr(g);
mg=max(g)/2;
for(i=1:l/8) if(h(i)==1 & g(i)>mg) m=i; end; end;
w=round(0.67*l/(2*m)); /* wyznaczenie rozmiaru okna filtracji */
a=mwin_fdp(x, w); /* filtracja dolnoprzepustowa sygnału w
ruchomym oknie */
y=engphase(a')+1; /* wyznaczenie faz oczopląsu na sygnale
filtrowanym agresywnie */
f=zeros(l,1); /* konstrukcja wektora filtru */
for(i=63*l/64+1:l) f(i)=1; end;
for(i=1:l/2)
if(y(2*i) >= 0.5); f(i)=par(1,2); else f(i)=par(1,3); end;
end;
.....
end;

function b=mwin_fdp(a, w) /* filtracja dolnoprzepustowa w ruchomym oknie
*/
w=round(w/2);
b=zeros(l,1);
b(1)=a(1);
for(i=2:l)
if(i <= w)
b(i)=mean(a(1:i));
elseif(i >= l-w)
b(i)=mean(a(i:1));
else
b(i)=mean(a(i-w:i+w));
end;
end;
end;
```

Tab. 6.1. Uproszczony zapis algorytmu binarnego doboru charakterystyk filtracji czasowo-częstotliwościowej sygnału elektronystagmograficznego

6.3.2. Proporcjonalny dobór charakterystyk filtracji

Adaptacyjny dobór charakterystyk filtracji czasowo-częstotliwościowej sygnału ENG z wykorzystaniem proporcjonalnej funkcji detekcyjnej jest metodą automatycznej konstrukcji wektora filtru $M_{k,j}$ (wzór 5.28.) opartą na następujących własnościach sygnału i spostrzeżeniach (por. p. 4.3.):

- ♦ prędkość ruchu gałki ocznej, możliwa do wyliczenia na podstawie sygnału ENG $s(n)$ jako: $v(n) = s(n) - s(n - 1)$, przyjmuje wartości przeciwnych znaków w fazach wolnej i szybkiej. Znak prędkości ruchu gałki ocznej może być podstawą przybliżonej separacji faz oczopląsu.
- ♦ prędkość ruchu gałki ocznej obliczona w oparciu o rzeczywisty sygnał nie filtrowany nie może być uważana za parametr diagnostyczny z uwagi na obecność zakłóceń wysokoczęstotliwościowych i szumu, lecz z powodzeniem może być podstawą modyfikacji charakterystyki filtracji⁴,
- ♦ sygnał ENG powinien być filtrowany agresywniej na odcinkach reprezentujących fazę wolną oczopląsu, niż na odcinkach reprezentujących fazę szybką;
- ♦ w obrębie zgrubnie określonych faz wolnych oczopląsu charakterystyka filtracji nie jest modyfikowana, natomiast w obrębie faz szybkich filtracja dopuszcza przechodzenie składowych wysokoczęstotliwościowych w stopniu proporcjonalnym do wartości prędkości. Wynika to z faktu, że większe wartości prędkości w fazie szybkiej świadczą o istnieniu znaczących składowych wysokoczęstotliwościowych, których przepuszczenie zapewnia utrzymanie zniekształceń sygnału ENG, a więc również niedokładności parametrów diagnostycznych na minimalnym poziomie. Implikuje to konieczność istnienia dla każdej oktawy j dwóch wartości a_j i b_j , zwanych modyfikatorami, z których jeden - b_j - jest wartością wektora filtru $M_{k,j}$ w czasie fazy wolnej ($f_d(n)=0$), a drugi - a_j - maksymalnym dodatkowym przyrostem wartości wektora filtru w czasie fazy szybkiej ($f_d(n)=1$).

⁴ modyfikacja charakterystyki filtracji musi uwzględniać ponadto rozdzielczość czasową transformacji czasowo-częstotliwościowej (wynikającą z zasady nieoznaczoności), więc z założenia obarczona jest niedokładnością.

Na podstawie powyższych założeń zaproponowany został algorytm realizujący proporcjonalny dobór charakterystyk filtracji (tab. 6.2.) w następujących etapach (rys. 6.3.):

- ♦1 - Na podstawie sygnału elektronystagmograficznego $s(n)$ (rys. 6.3.a) tworzona jest funkcja detekcyjna $f_d(n)$ w oparciu o fakt przemienności kierunków prędkości w fazach wolnej i szybkiej. Na podstawie nie filtrowanego sygnału dokonuje się więc detekcji faz i obliczeń prędkości chwilowej ruchu gałki ocznej:

$$v(n) = s(n) - s(n-1) \quad (\text{rys. 6.3.b}).$$

- ♦2 - Następnie, prędkości odpowiadające wykrytym fazom wolnym są anulowane, a prędkości odpowiadające fazom szybkim - normalizowane do przedziału $<0...1>$. Tak utworzona funkcja detekcyjna

$$f_d(n) = \begin{cases} \frac{v(n)}{\max[v(n)]} & \text{dla } v(n) \geq 0 \\ 0 & \text{dla } v(n) < 0 \end{cases} \quad (6.2.)$$

może przyjmować dowolne wartości z przedziału $<0...1>$ (rys. 6.3.c), stąd możliwa jest modyfikacja charakterystyk filtracji w sposób proporcjonalny do prędkości kątowej ruchu gałki ocznej w fazie szybkiej.

- ♦3 - Podobnie jak w metodzie binarnej, modyfikacja przebiega niezależnie dla każdej z modyfikowanych oktav jednak tak, że w obrębie fazy wolnej sygnał filtrowany jest silniej niż w obrębie fazy szybkiej. Przez "obręb fazy szybkiej" należy w tym przypadku rozumieć takie czasowe podzakresy funkcji detekcyjnej, w których przyjmuje ona wartości niezerowe. Podzakresy czasowe są oczywiście dodatkowo zmodyfikowane przez rozdzielczość czasową transformacji w danym zakresie częstotliwościowym (oktawie). Każdej z oktav j przyporządkowane są ponadto dwa stałe współczynniki a_j i b_j , o wartościach z przedziału $<0...1>$, będące proporcjonalnymi modyfikatorami funkcji detekcyjnej $f_d(n)$ w tej oktawie podczas konstruowania wektora filtru $M_{k,j}$ (rys. 6.3.d) zgodnie z zależnością:

$$M_{k,j} = a_j \cdot f_d(n) + b_j \quad (6.3.)$$

dla $n = 2^k$.

gdzie: $M_{k,j}$ - wektor filtru czasowo-częstotliwościowego

a_j - wartość mnożnika funkcji detekcyjnej dla szybkiej fazy oczopląsu w oktawie j .

b_j - wartość stałej wektora filtru w oktawie j .

W konkretnym rozwiązaniu zastosowano następujące wartości modyfikatorów:

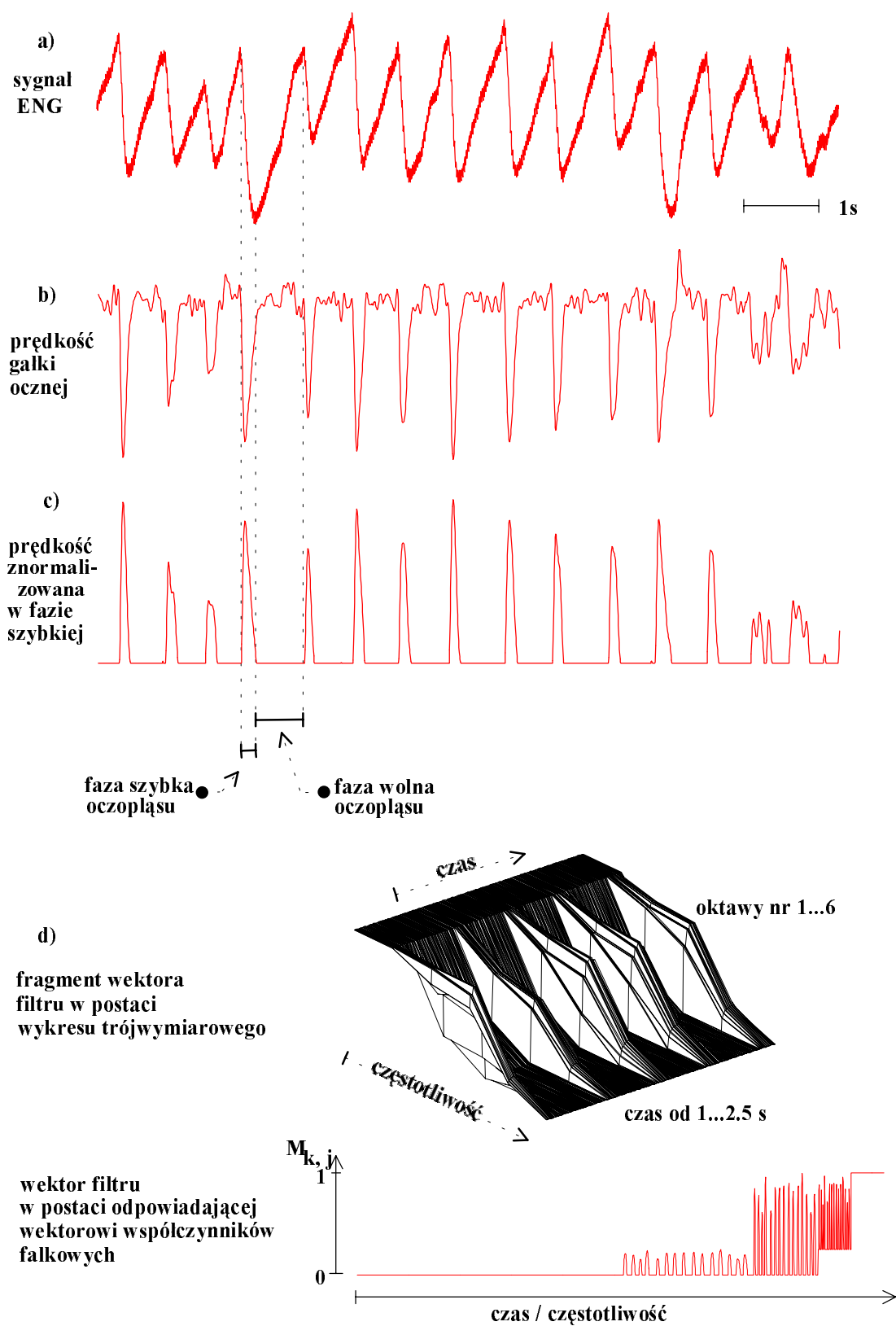
nr oktawy j	zakres częstotliwościowy [Hz]	zakres czasowy [ms]	a_j (mnożnik funkcji detekcyjnej)	b_j (stała wektora filtru)
1.	50...100	14.14	0	0
2.	25...50	28.28	0.25	0
3.	12.5...25	56.57	1	0
4.	6.25...12.5	113.1	0.75	0.25
5.	3.125...6.25	226.3	0	1
6.	1.5625...3.125	452.5	0	1

```

function f=autof2(s, par) /* proporcjonalny dobór charakterystyk
filtracji */
l=length(s)
for i=1:l-1 /* obliczenie prędkości ruchu gałki ocznej jako
różnicy sąsiednich próbek */
v(i)=s(i+1)-s(i);
end;
v=[v; v(l-1)];
y=zeros(l,1);
for i=2:l-1
if(a1(i)==1 & (a1(i-1)==1 | a1(i+1)==1))
y(i)=abs(a2(i)); /* identyfikacja kierunku fazy szybkiej
oczopląsu */
end;
end;
y=y/max(y); /* normalizacja prędkości */
f=zeros(l,1); /* konstrukcja wektora filtru */
for(i=63*l/64+1:l);
f(i)=1;
end;
for(i=1:l/2);
f(i)=y(2*i)*par(1,1)+par(1,2);
end;
.....
end;

```

Tab. 6.2. Uproszczony zapis algorytmu proporcjonalnego doboru charakterystyk filtracji czasowo-częstotliwościowej sygnału elektronystagmograficznego



Rys. 6.3. Schemat modyfikacji charakterystyki filtracji na podstawie sygnału z użyciem proporcjonalnej funkcji detekcyjnej (opis w tekście)

6.4. Proponowana metoda filtracji sygnału ENG w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej

Ostatecznie propozycją autora, podlegającą dalej badaniom i ocenie, są cztery metody filtracji czasowo-częstotliwościowej sygnału elektronystagmograficznego:

- ♦ filtracja z użyciem transformacji Meyera i binarną modyfikacją charakterystyk,
- ♦ filtracja z użyciem transformacji Meyera i proporcjonalną modyfikacją charakterystyk,
- ♦ filtracja z użyciem transformacji Mallata i binarną modyfikacją charakterystyk,
- ♦ filtracja z użyciem transformacji Mallata i proporcjonalną modyfikacją charakterystyk.

W celu określenia właściwości każdej z tych metod i zweryfikowania tezy o poprawie jakości parametrów diagnostycznych elektronystagmogramu, obliczanych z wykorzystaniem filtracji sygnału w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej, przeprowadzono szereg testów numerycznych. Na drodze eksperymentalnej dokonano porównania własności zaproponowanych metod obróbki sygnału z metodami stosowanymi konwencjonalnie, a także wykazano wpływ sposobu adaptacyjnego doboru charakterystyk filtracji na końcowy efekt obróbki. Przeprowadzonemu eksperymentowi poświęcone są dwa kolejne rozdziały tej pracy.

7. OKREŚLENIE JAKOŚCI PARAMETRÓW DIAGNOSTYCZNYCH ELEKTRONYSTAGMOGRAMU NA DRODZE EKSPERYMENTU NUMERYCZNEGO

Zaproponowane w p. 6.4. cztery warianty filtracji sygnału elektronystagmograficznego w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie zostały zaimplementowane i poddane testom numerycznym w celu określenia ich własności. Do zbioru testowanych metod filtracji dołączono cztery inne warianty filtracji, zaimplementowane także z użyciem opisanych w rozdziale 5 odwracalnych transformacji falkowych (Meyera i Mallata), lecz o charakterystykach stałych w czasie. Charakterystyki te zostały dobrane parami w taki sposób, że odpowiadają określonym w p. 6.2.2. częstotliwościowym granicom zakresu zmienności charakterystyk testowanych metod filtracji (częstotliwości odcięcia: $f_1 = 50$ Hz, $f_2 = 6.2$ Hz). Pozwala to ocenić własności wynikające z adaptacyjnego doboru charakterystyk filtracji nie zakłócone wpływem mało znanej techniki filtracji, jaką jest użycie transformacji falkowych. Dla porównania, identycznym testom poddane zostały również niektóre, częściej stosowane, konwencjonalne metody filtracji sygnału w dziedzinie częstotliwościowej.

7.1. Utworzenie testowego zbioru sygnałów

Testowy zbiór sygnałów składa się z pięciu podzbiorów grupujących sygnały o własnościach dobranych stosownie do określania poszczególnych cech testowanych metod filtracji. Dwa z nich - omówione szczegółowo w p. 7.1.4. i 7.1.5. - stanowią oryginalne zapisy oczopląsów prowokowanych bodźcami - kalorycznym i obrotowym. Elektronystagmogramy te zostały wyselekcjonowane ze zgromadzonej przez autora bazy danych elektronystagmogramów zawierającej ok. 1200 zapisów. Selekcji dokonano przy współpracy lekarzy otolaryngologów i pracowników naukowych medycyny, kierując się reprezentatywnością wybieranych zapisów dla oczopląsów spotykanych w praktyce klinicznej i naukowej, a także oczekiwaniami ewentualnych przyszłych użytkowników wobec automatyzacji diagnostyki elektronystagmograficznej. Wszystkie wybrane zapisy były oceniane przez lekarzy metodami manualnymi lub automatycznie¹, lecz wyniki tych

ocen w żadnym razie nie pretendują do miana wartości absolutnie prawdziwych. Ponieważ, podobnie jak w przypadku innych sygnałów biologicznych, prawdziwe wartości parametrów nie są znane i w związku z tym brak całkowicie pewnego badawczego punktu odniesienia, istnieje konieczność dodatkowego użycia sygnałów generowanych sztucznie, przybliżających i idealizujących sygnał elektronystagmograficzny. Sygnały takie tworzą pozostałe trzy podzbiory zbioru sygnałów testowych omówione szczegółowo w p. 7.1.1. - 7.1.3.

Testowy zbiór sygnałów składa się więc z następujących podzbiorów zawierających:

- ♦ podzbiór **J** - 11 sztucznych sygnałów jednorodnych,
- ♦ podzbiór **N** - 5 sztucznych sygnałów niejednorodnych,
- ♦ podzbiór **S** - 33 sztuczne sygnały niejednorodne zaszumione,
- ♦ podzbiór **H** - 11 rzeczywistych sygnałów oczopląsu postkalorycznego człowieka,
- ♦ podzbiór **C** - 14 rzeczywistych sygnałów oczopląsu postrotacyjnego kota.

Należy wyraźnie zaznaczyć, że sygnały sztuczne jednorodne i niejednorodne nie zawierające zakłóceń mogą być podstawą poprawnego obliczenia parametrów diagnostycznych bez stosowania jakiegokolwiek filtracji. Obliczone w ten sposób parametry diagnostyczne zostaną uznane za **wartości prawdziwe** i będą odąd traktowane jako punkt odniesienia. Wyznaczanie parametrów diagnostycznych wymienionych sygnałów z użyciem różnych metod filtracji, ma na celu określenie odchyłek otrzymanych wartości od wartości prawdziwych, a przez to zbadanie wpływu poszczególnych metod filtracji na jakość parametrów diagnostycznych. **Celem jest wybór optymalnej metody filtracji**, która (po spełnieniu dodatkowych warunków - patrz rozdział 8) będzie pozwalała na **uzyskanie parametrów diagnostycznych najbardziej zbliżonych do wartości prawdziwych** (za które uznano wartości otrzymane z sygnału nie filtrowanego).

Wszystkie sygnały używane w eksperymentach numerycznych zostały odwzorowane pod względem wartości do przedziału liczb naturalnych $\langle 0 \dots 255 \rangle$, co odpowiada rozdzielczości 8-bitowego przetwornika a/c, a pod względem czasu trwania do 2048 próbek, co odpowiada nieco ponad 10 s zapisu z częstotliwością próbkowania 200 Hz.

¹ Ocena automatyczna dokonywana jest za pomocą maszyny cyfrowej i odpowiedniego oprogramowania wykorzystującego filtrację częstotliwościową [FRA86], teorię przynależności [ARZ87] lub "rozpoznawanie" [AUG92] - por. p. 4.2.

7.1.1. Sygnały sztuczne jednorodne

Podzbiór J zawiera 11 sygnałów pochodzących z generatora sygnałów piłokształtnych, różniących się **współczynnikiem wypełnienia fazą wolną**² (proporcją czasu trwania fazy wolnej do okresu oczopląsu). Zakres zmienności tego współczynnika wynosi $\langle 0.55 \dots 0.95 \rangle$ z krokiem 0.04. W obrębie każdego sygnału wszystkie okresy oczopląsu są identyczne pod każdym względem, stąd nazwa: sygnał jednorodny. Podzbiór ten stanowi przybliżenie sygnału elektronystagmograficznego o największym stopniu uproszczenia. Mimo to, umożliwia on wykazanie różnic poszczególnych parametrów diagnostycznych otrzymywanych przy zastosowaniu różnych metod filtracji sygnału. Ponadto, dzięki znacznemu uproszczeniu sygnału (brakowi zakłóceń), nie występują tu grube pomyłki interpretacji, co wskazuje na własności stosowanej filtracji jako jedyne przyczyny ewentualnych różnic obliczanych parametrów diagnostycznych. Podzbiór ten jest przeznaczony do przeprowadzenia testów podstawowych.

7.1.2. Sygnały sztuczne niejednorodne

Podzbiór N zawiera 5 sygnałów pochodzących z generatora sygnałów piłokształtnych różniących się współczynnikiem wypełnienia fazą wolną. Zakres zmienności tego współczynnika wynosi $\langle 0.67 \dots 0.83 \rangle$ z krokiem 0.04. W obrębie każdego sygnału poszczególne okresy oczopląsu mogą się różnić współczynnikiem wypełnienia w granicach ± 0.15 oraz - niezależnie - wielkością amplitud w zakresie $\pm 15\%$, co jest sterowane przy użyciu generatora wartości pseudolosowych. Podzbiór ten stanowi dokładniejsze przybliżenie rzeczywistych sygnałów oczopląsów, w których wahania gałki ocznej określane jako "rytmiczne" dopuszczają lokalne odchyłki czasu trwania i amplitudy wychyleń. Podzbiór ten jest przeznaczony do wykonania testów uzupełniających, o istotnym znaczeniu zwłaszcza dla metod filtracji bazujących na

² **Współczynnik wypełnienia fazą wolną** zdefiniowany jako: $K_w = t_w / (t_w + t_s)$, gdzie t_w jest czasem trwania fazy wolnej oczopląsu, a t_s jest czasem trwania fazy szybkiej, nie jest parametrem diagnostycznym obliczanym na podstawie sygnału ENG. Ze względu jednak na wygodną reprezentację w tym współczynniku proporcji prędkości ruchu gałki ocznej w sąsiednich fazach oczopląsu i szczególną wrażliwość tego współczynnika na niedokładność separacji faz, został on dołączony do zbioru parametrów diagnostycznych.

wyznaczeniu częstotliwości podstawowej oczopląsu. W przeciwieństwie do sygnałów zawartych w podzbiorze J, sygnały podzbioru N charakteryzują się widmem bardziej "rozmytym" (dzięki stochastycznej wartości kolejnych okresów sygnału), co pozwala wykryć ewentualne nieprawidłowości określania częstotliwości podstawowej w tych algorytmach i wykazać zakres możliwych konsekwencji tych nieprawidłowości.

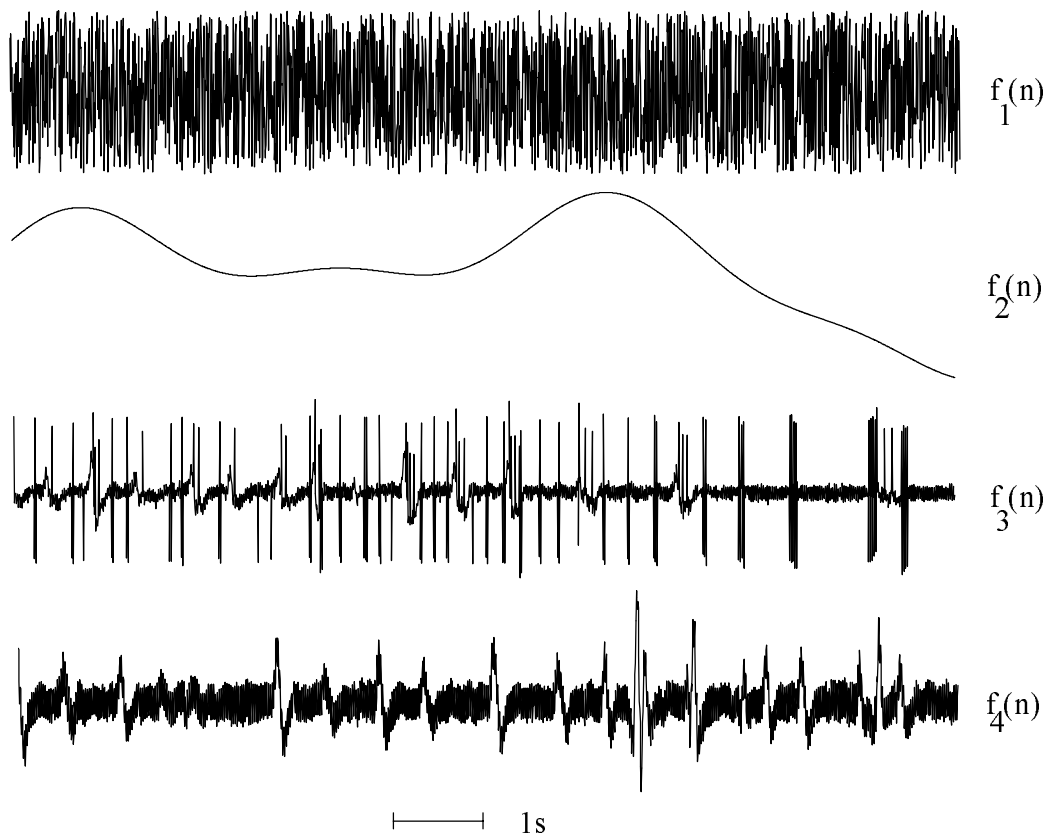
7.1.3. Sygnały sztuczne niejednorodne zaszumione

Podzbiór S składa się z sygnałów utworzonych na bazie sygnału sztucznego niejednorodnego pochodzącego z generatora przebiegów piłokształtnych przez dodanie szumów i zakłóceń o różnych charakterystykach w różnych (zadanych) proporcjach energetycznych. Sygnał podstawowy charakteryzuje się współczynnikiem wypełnienia fazą wolną równym 0.75 i zakresem zmienności tego współczynnika równym ± 0.23 , a także (niezależnie) zakresem zmienności amplitudy równym $\pm 23\%$. Stanowi on dość ściśle przybliżenie niezakłóconego sygnału oczopląsu. Do sygnału podstawowego $s(n)$ zostały dodane (przez sumowanie) cztery rodzaje zakłóceń (przedstawionych na rys. 7.1.) stosownie do najczęściej spotykanych w praktyce źródeł:

- ♦ szum biały, produkowany za pomocą generatora wartości pseudolosowych - $f_1(n)$,
- ♦ wahania linii bazowej o trzech częstotliwościach: 1.1 Hz, 0.55 Hz i 0.25 Hz - $f_2(n)$,
- ♦ zakłócenia pochodzenia aparaturowego³ - $f_3(n)$ - o charakterze impulsowym pozyskane z oczopląsu postrotacyjnego kota, jako różnica sygnału oryginalnego i sygnału filtrowanego dolnoprzepustowo przy częstotliwości odcięcia równej 10 Hz,
- ♦ zakłócenia pochodzenia fizjologicznego⁴ - $f_4(n)$ - pozyskane z oczopląsu postkalorycznego człowieka, jako różnica sygnału oryginalnego i sygnału filtrowanego dolnoprzepustowo przy częstotliwości odcięcia równej 10 Hz.

³ Przyczynami tych zakłóceń były: komutator sygnału (którego stosowanie wynikało z użycia stołu rotacyjnego), napęd stołu rotacyjnego oraz wielokanałowa aparatura rejestrująca sygnały o różnych energiach (przesłuchy międzykanałowe).

⁴ Przyczyny tych zakłóceń są określane przez lekarzy jako: "świadome spojrzenie", "mrugnięcie powiekami", "reakcja na bodziec akustyczny", "niepokój gałek ocznych", "pocenie się skóry", "zmarszczenie czoła" itp.



Rys. 7.1. Przebiegi szumowe użyte do konstrukcji testowych sygnałów zaszumionych

Proces nakładania poszczególnych rodzajów szumów na sygnał bazowy był oparty na pomiarze średniej energii mieszanych sygnałów

$$E_{k_1} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |f_{k_1}(n)| \quad \text{dla } k_1 = 1..4 - \text{energia sygnałów zakłócających}$$

$$E_s = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |s(n)| \quad - \text{energia sygnału podstawowego}$$

gdzie $k_1 = 1 \dots 4$ jest numerem rodzaju sygnału zakłócającego,

a następnie takim przeskalowaniu wartości każdego z nich, by w wyniku sumowania

$$F_{k_1, k_2}(n) = a_{1, k_1, k_2} s(n) + a_{2, k_1, k_2} f_{k_1}(n) \quad (7.2.)$$

gdzie $k_2 = 1 \dots 8$ jest numerem poziomu zakłóceń charakteryzowanego przez stosunek sygnału do zakłóceń: $\text{SNR} = -6 k_2$ [dB],

uzyskać sygnał o średniej energii równej wartości średniej energii sygnałów mieszanych

$$a_{1, k_1, k_2} E_s + a_{2, k_1, k_2} E_{k_1} = \frac{1}{2}(E_s + E_{k_1}) \quad (7.3.)$$

i zadany stosunek energii sygnału do zakłóceń:

$$\frac{a_{1, k_1, k_2} E_s}{a_{2, k_1, k_2} E_{k_1}} = 10^{\frac{-6 k_2}{20}} \quad (7.4.)$$

Dla każdego rodzaju zakłóceń zastosowano następujące wartości tego stosunku:

-6 dB, -12 dB, -18 dB, -24 dB, -30 dB, -36 dB, -42 dB oraz -48 dB.

Przyjęte wartości są wynikiem badań wstępnych przeprowadzonych na zgromadzonej przez autora bazie danych elektronystagmogramów, zawierającej ok. 1200 zapisów, mających na celu określenie zakresu odstępów sygnału od zakłóceń rejestrowanych w praktyce.

Badania wstępne polegały na częstotliwościowej filtracji sygnałów oczopląsu oraz sygnałów okoruchowych nie zawierających oczopląsu filtrem o częstotliwości odcięcia $f_o = 10$ Hz. Jako stosunek sygnału do zakłóceń przyjęto stosunek różnicy energii sygnału nie filtrowanego i energii sygnału filtrowanego do energii sygnału nie filtrowanego:

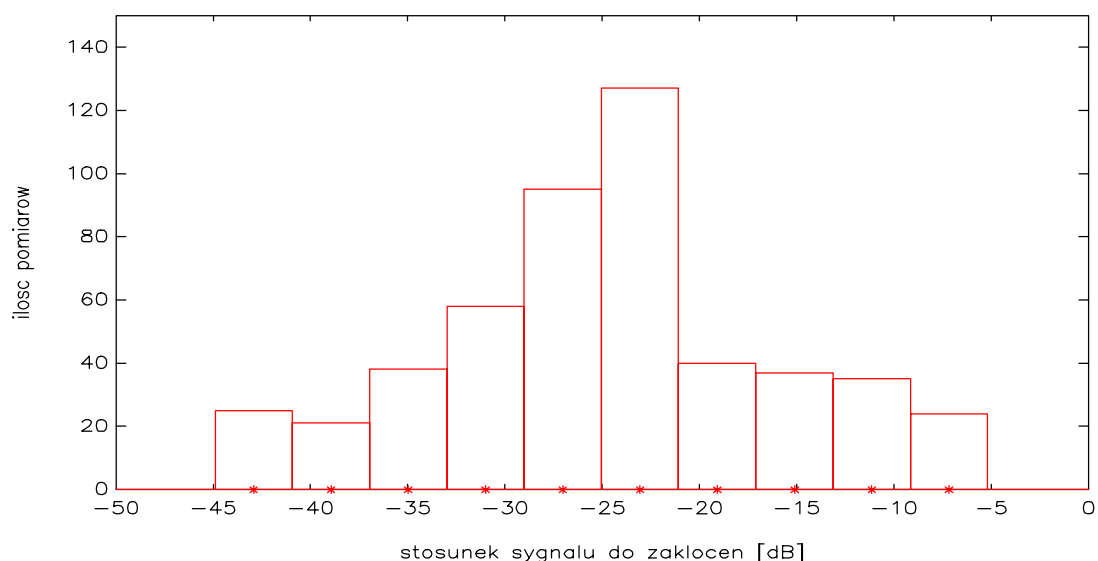
$$SNR = 20 \log_{10} \left(\frac{E_s - E_f}{E_s} \right) \quad (7.5.)$$

$$\text{gdzie: } E_s = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |s(n)|$$

$$E_f = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |f(n)|$$

natomiast $f(n)$ jest sygnałem powstałym w wyniku dolnoprzepustowej filtracji $s(n)$ przy częstotliwości odcięcia $f_o = 10$ Hz.

Wyniki pomiaru stosunku sygnału do szumu dla 500 sygnałów ENG zarejestrowanych w praktyce zostały zaprezentowane na rys. 7.2.



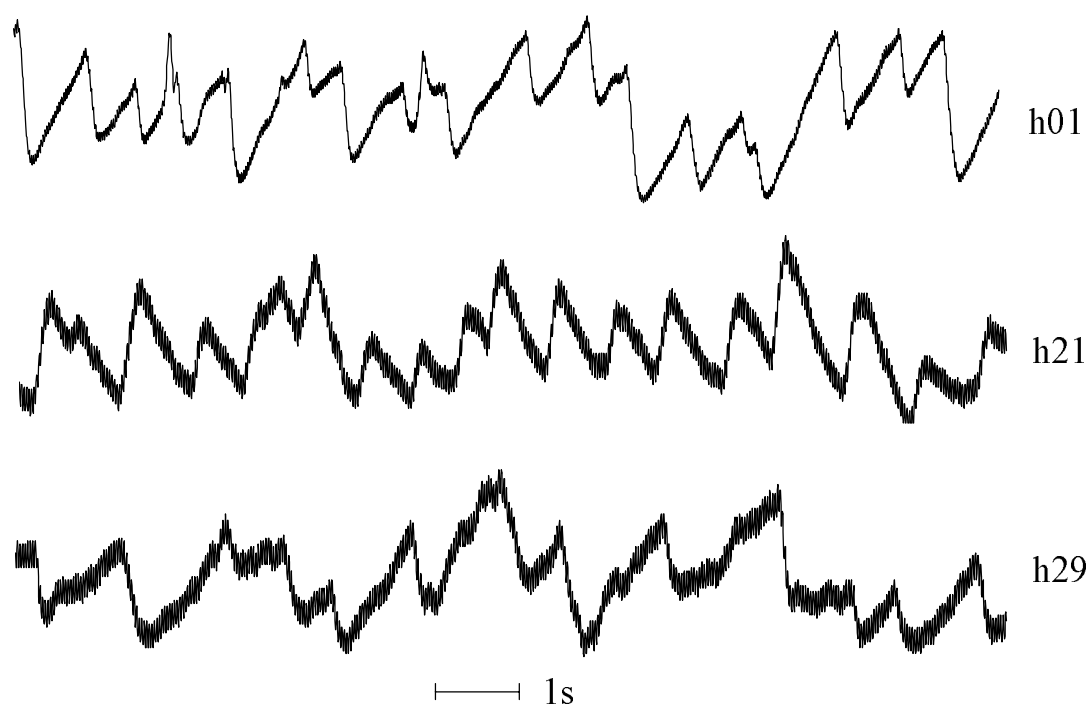
Rys. 7.2. Rozkład wartości stosunku sygnału do zakłóceń dla 500 sygnałów rzeczywistych zarejestrowanych w praktyce (wybranych losowo z bazy danych zawierającej 1200 sygnałów okoruchowych)

Wartości odstępów sygnału od zakłóceń przyjęte przy konstruowaniu sygnałów testowych reprezentują przypadki uzyskiwane w bardzo dobrych warunkach rejestracji jak i przypadki najgorsze, które ze względu na jakość sygnału są zwykle odrzucane. Założona wartość kroku zmienności (6 dB) jest kompromisem pomiędzy rozmiarem podzbioru, a możliwością różnicowania metod filtracji w oparciu o statystykę grubych pomyłek interpretacji. Łącznie, podzbiór **S** zawiera 33 sygnały testowe ($4 \times 8 + 1$) i jest przeznaczony do testów podstawowych, mających na celu wyznaczenie wpływu poszczególnych metod filtracji sygnału na ilość grubych pomyłek interpretacji.

7.1.4. Sygnały fizjologiczne i patologiczne oczopląsu postkalorycznego człowieka

Podzbiór **H** zawiera 11 sygnałów zarejestrowanych podczas klinicznych testów narządu równowagi z zastosowaniem próby cieplnej Hallpilce'a (por. p. 3.2.2.). Są to sygnały zarejestrowane za pomocą elektronystagmografu AM15 (produkcji seryjnej - FAMED) wyposażonego dodatkowo w 8-bitowy przetwornik analogowo-cyfrowy umożliwiający współpracę z komputerem. Sygnał podlegał sprzętowej filtracji przy częstotliwości odcięcia 25 Hz i nachyleniu 12 dB/oct. oraz dodatkowo filtracji wąskopasmowozaporowej 50 Hz z użyciem filtru typu "podwójne T". Sygnały

wyselekcjonowane spośród ok. 600 zapisów tego typu prób, dokonanych na opisanym sprzęcie, zawierają typowy oczopląs postkaloryczny z licznymi artefaktami natury fizjologicznej, których przyczyny są określane przez lekarzy jako: "świadome spojrzenie", "mrugnięcie powiekami", "reakcja na bodziec akustyczny", "niepokój gałek ocznych", "pocenie się skóry", "zmarszczenie czoła" itp.

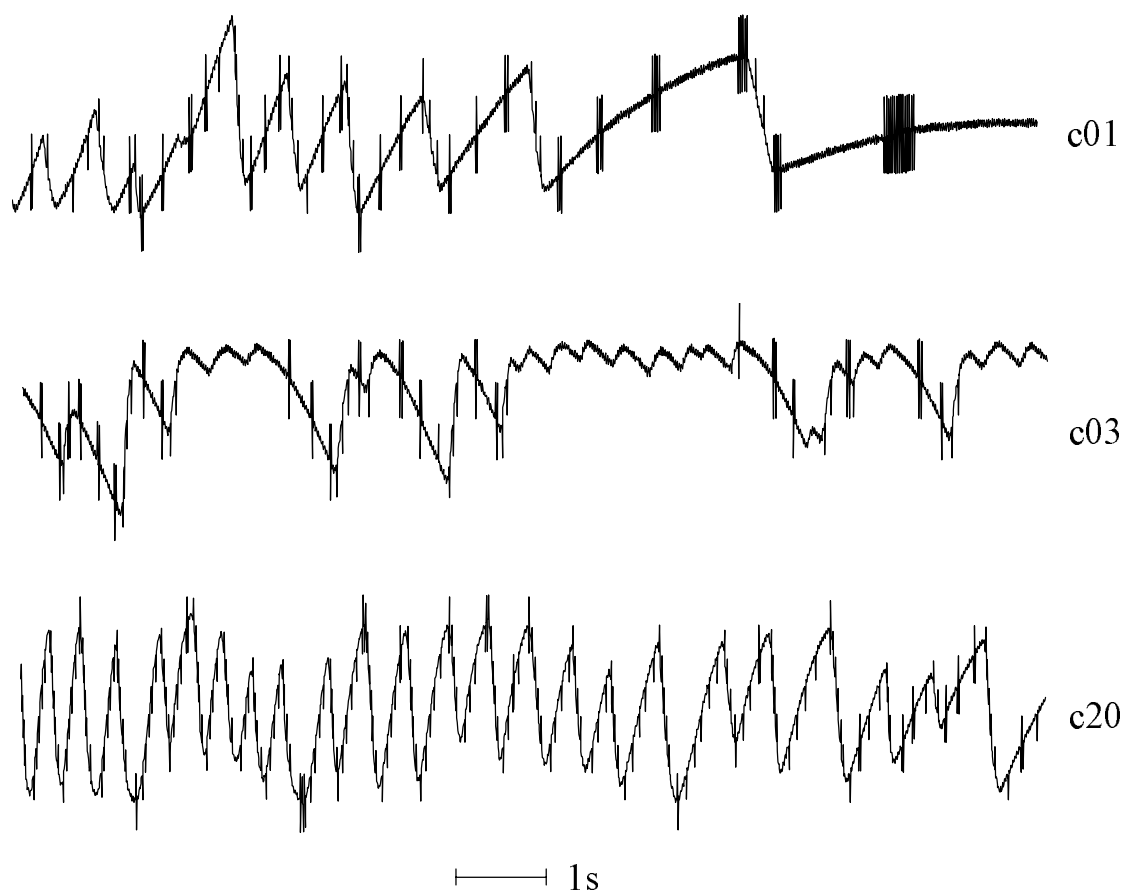


Rys. 7.3. Przykładowe sygnały rzeczywiste oczopląsu człowieka

7.1.5. Sygnały fizjologiczne oczopląsu postrzycyjnego kota

Podzbiór C zawiera 14 zapisów oczopląsu postrzycyjnego wywoływanego poprzez nagłą zmianę kierunku obrotu stołu (przyspieszenia chwilowe). Zapisy te są wyselekcjonowane spośród ok. 100 oczopląsów zarejestrowanych w toku eksperymentu fizjologicznego, dotyczącego badań procesu habituacji z użyciem zwierząt laboratoryjnych (kotów). Do rejestracji tych oczopląsów używano elektrod implantowanych, co pozwoliło na uzyskanie silnego sygnału, pozbawionego wpływu - zmiennego w czasie długotrwałej rejestracji - kontaktu elektroda-skóra. Dodatkowo, zaletą użytego zwierzęcia jest jego duża odporność i mała płochliwość, co praktycznie

eliminuje artefakty pochodzenia biologicznego. Do równoczesnej rejestracji oczopląsów, pozycji stołu i innych parametrów używano wielokanałowej karty przetworników analogowo-cyfrowych, o rozdzielczości 10 bitów, zawierającej multiplexer sygnałów wejściowych. W torze rejestracji sygnałów okoruchowych nie stosowano żadnej filtracji. Wyselekcjonowane sygnały zawierają zakłócenia pochodzenia aparaturowego, przeważnie natury impulsowej. Głównym źródłem zakłóceń były: komutator sygnału (którego stosowanie wynikało z użycia stołu rotacyjnego), napęd stołu rotacyjnego oraz wielokanałowa aparatura rejestrująca sygnały o różnych energiach (przesłuchy międzykanałowe).



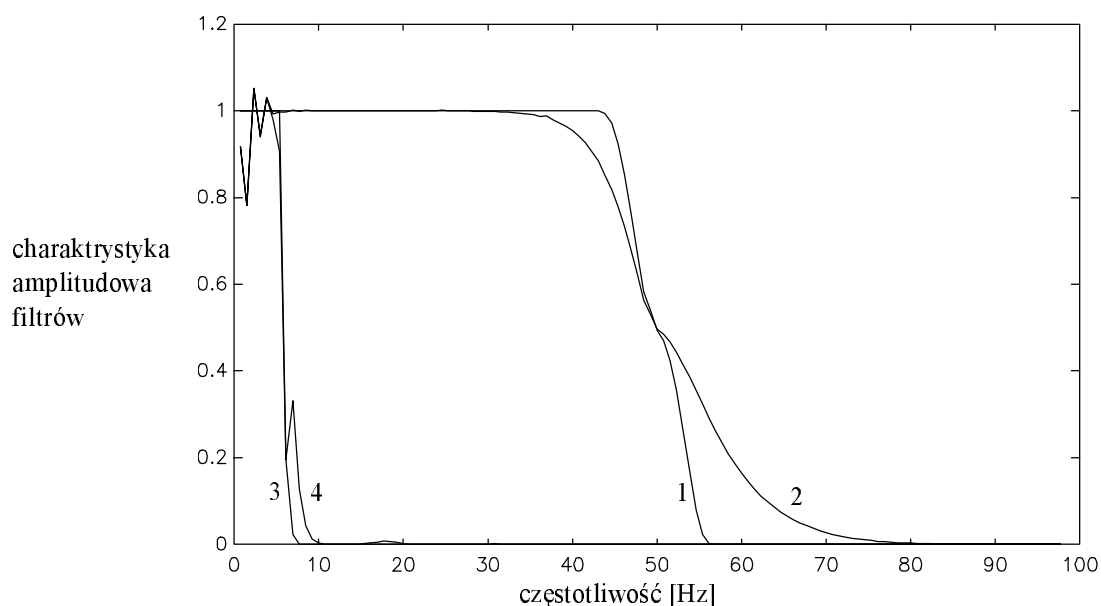
Rys. 7.4. Przykładowe sygnały rzeczywiste oczopląsu kota

7.2. Przebieg eksperymentu numerycznego

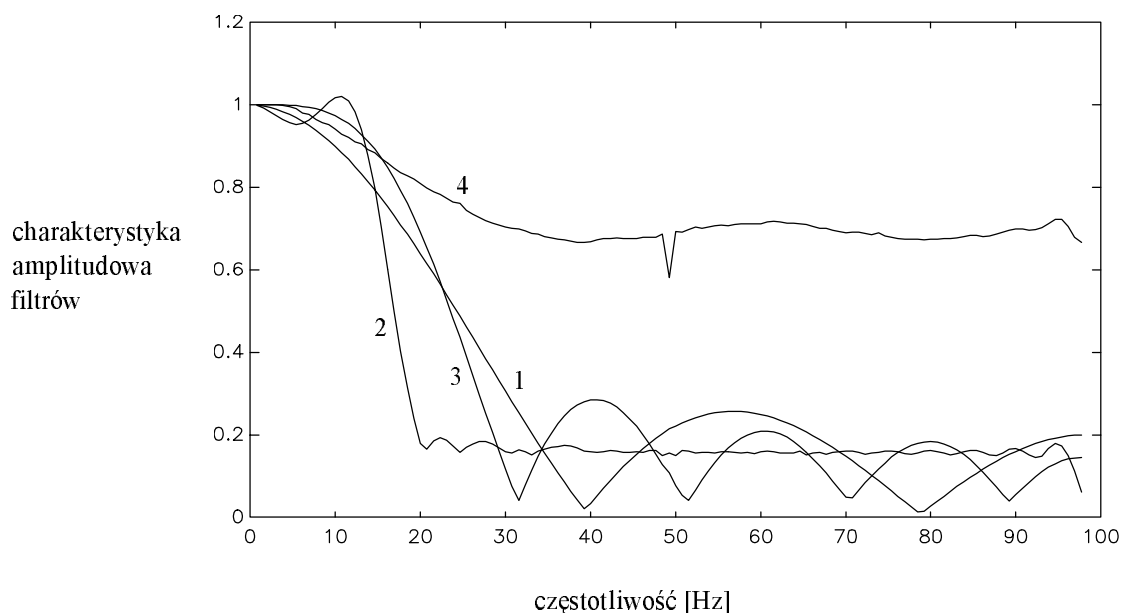
Eksperyment numeryczny, mający na celu praktyczną ocenę przydatności filtracji czasowo-częstotliwościowej o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie do obliczania parametrów diagnostycznych elektronystagmogramów, został przygotowany i przeprowadzony w środowisku 'Matlab-386'. W środowisku tym wykonano implementacje wszystkich algorytmów filtracji sygnałów oraz algorytmów obliczających podstawowe parametry diagnostyczne elektronystagmogramu. Zaimplementowane algorytmy filtracji tworzą trzy podgrupy:

- ♦ cztery algorytmy filtracji czasowo-częstotliwościowych o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie wraz z funkcjami detekcyjnymi (por. rozdział 6);
- ♦ cztery algorytmy filtracji czasowo-częstotliwościowych (wykorzystujące transformacje Meyera i Mallata) o dwóch różnych charakterystykach stałych w czasie (rys. 7.5), odpowiadających wartościom skrajnym zakresu adaptacyjnego doboru charakterystyk testowanych filtrów czasowo-częstotliwościowych;
- ♦ cztery algorytmy filtracji częstotliwościowych (rys. 7.6.):
 - uśrednianie w ruchomym oknie (ang.: *moving average*) o długości 3 próbek [TOM93],
 - uśrednianie w ruchomym oknie o długości 41 próbek z użyciem stałych współczynników wagowych (filtr Mac Farlane'a stosowany w elektrokardiografii) [MAC74],
 - filtr aproksymacyjny wielomianowy 2 stopnia (paraboliczny) o długości 11 próbek [TOM93],
 - uśrednianie w ruchomym oknie o współczynnikach wagowych dobieranych adaptacyjnie na podstawie lokalnej wartości stosunku sygnału do szumu określanej częstotliwościowo [KOR83]; filtr ten jest jedynym uwzględnianym tu przykładem filtru adaptacyjnego nie korzystającego z transformacji czasowo-częstotliwościowych.

Charakterystyki wymienionych filtrów częstotliwościowych (rys. 7.6.) zostały dobrane dla rejestracji w bardzo korzystnych warunkach, stąd wysoka wartość częstotliwości odcięcia (rzędu 18 ... 20 Hz). Przyjęta wartość częstotliwości odcięcia odpowiada również w przybliżeniu połowie zakresu adaptacyjnego doboru charakterystyk filtracji testowanych filtrów czasowo-częstotliwościowych. Rozszerzenie palety filtrów



Rys. 7.5. Charakterystyki częstotliwościowe filtrów wykorzystujących transformację Meyera i Mallata. Charakterystyki te (stałe w czasie) są równe wartościom skrajnym częstotliwościowego zakresu adaptacyjnego doboru charakterystyk testowanych metod filtracji. Oznaczenia na rysunku:
 1 - filtracja z użyciem transformacji Meyera i częstotliwości odcięcia $f_o = 50$ Hz,
 2 - filtracja z użyciem transformacji Mallata i częstotliwości odcięcia $f_o = 50$ Hz,
 3 - filtracja z użyciem transformacji Meyera i częstotliwości odcięcia $f_o = 6.2$ Hz,
 4 - filtracja z użyciem transformacji Mallata i częstotliwości odcięcia $f_o = 6.2$ Hz.



Rys. 7.6. Charakterystyki filtrów częstotliwościowych używanych w technice filtracji sygnałów biomedycznych [TOM93], [MAC74] i [KOR83]. Oznaczenia na rysunku:
 1 - uśrednianie w ruchomym oknie o długości 3 próbek (15 ms),
 2 - uśrednianie w ruchomym oknie o współczynnikach ważonych,
 3 - filtr aproksymacyjny paraboliczny o długości 11 próbek (55 ms),
 4 - filtr adaptacyjny - podana charakterystyka dotyczy przypadku, gdy energia szumu $E_n = 0$.

biorących udział w eksperymencie ma na celu dodatkowe formułowanie wniosków w sposób porównawczy.

Obok algorytmów realizujących filtrację, zaimplementowane zostały algorytmy obliczające podstawowe parametry diagnostyczne:

- ♦ funkcje prędkości średniej faz wolnej i szybkiej,
- ♦ funkcje prędkości maksymalnej faz wolnej i szybkiej,
- ♦ funkcje skumulowanych pozycji faz wolnej i szybkiej,
- ♦ funkcje aproksymowanych pozycji faz wolnej i szybkiej,
- ♦ funkcję detekcji faz,
- ♦ parametry statystyczne sygnału (ilość faz, współczynnik wypełnienia fazą wolną, rozbieżności skumulowanych pozycji itp.).

Do obliczania wymienionych parametrów użyto, opracowanych przez autora, dwuetapowych algorytmów (cechujących się najwyższą odpornością na grube pomyłki interpretacji) złożonych z:

- ♦ etapu 1 - obliczania funkcji detekcji faz oczopląsu,
- ♦ etapu 2 - obliczania parametrów diagnostycznych oczopląsu.

Odporność na grube pomyłki interpretacji uzyskano poprzez obliczanie **funkcji detekcji faz oczopląsu** $p(n)$ jako zbinaryzowanej pochodnej sygnału ENG $s(n)$ obliczanej w oparciu o 5 kolejnych próbek:

$$s_1(n) = 4 \cdot s(n+2) + s(n+1) - s(n-1) - 4 \cdot s(n-2) \quad (7.6.)$$

$$p(n) = \begin{cases} 1 & \text{dla } s_1(n) > 0 \\ 0 & \text{dla } s_1(n) \leq 0 \end{cases} \quad (7.7.)$$

Ponieważ kierunek fazy wolnej oczopląsu nie jest znany a priori, w celu właściwego przyporządkowania faz wykorzystuje się fakt, że średnio faza wolna oczopląsu trwa dłużej od fazy szybkiej:

$$p(n) = \begin{cases} p(n) & \text{jeżeli } \sum_{n=1}^N p(n) \leq \frac{N}{2} \\ 1 - p(n) & \text{w przeciwnym przypadku} \end{cases} \quad (7.8.)$$

W związku z poczynionymi obserwacjami, z których wynika że minimalny czas trwania fazy szybkiej oczopląsu zawsze przekracza 50 ms (co uwarunkowane jest także maksymalną prędkością ruchu gałki ocznej - por. tab. 2.1.), możliwe było zastosowanie dodatkowej procedury zabezpieczającej, której działanie polega na niedopuszczeniu do zmiany faz częściej niż co 50 ms, tj. co 10 próbek sygnału⁵. Jeżeli z przebiegu pochodnej $s_1(n)$ wynika częstsza zmiana faz oczopląsu to:

- ♦ jeżeli $\text{sign}(s_1(n_1)) = \text{sign}(s_1(n_1 + 10))$ - brak punktu zwrotnego faz,
- ♦ w przeciwnym przypadku, za punkt przełomowy faz uznawany jest ten z punktów $m_1 \dots m_k$ z przedziału $\langle n_1, n_1 + 10 \rangle$, takich że $\text{sign}(s_1(m_i)) = \text{sign}(s_1(m_i - 1))$, dla którego amplituda $|s(m_i)|$ przyjmuje wartość maksymalną.

Otrzymana funkcja detekcji faz $p(n)$ zawiera wartości:

- 1 - odpowiadającą fazie szybkiej oczopląsu,
- 0 - odpowiadającą fazie wolnej oczopląsu

reprezentowanego w sygnale ENG $s(n)$. Wyznaczenie funkcji detekcji faz oczopląsu umożliwia obliczenie **parametrów diagnostycznych** na podstawie sygnału ENG:

- ♦ **prędkość średnia fazy wolnej** obliczana jest z zależności:

$$V_{sw}(n) = \begin{cases} \frac{1}{N_1 - N_0} \sum_{k=N_0}^{N_1} s(k) - s(k-1) & \text{jeżeli } p(n) = 0 \\ V_{sw}(n-1) & \text{w przeciwnym przypadku} \end{cases} \quad (7.9.)$$

gdzie: N_0 - początek fazy wolnej: $p(N_0 - 1) = 1$ i $p(N_0) = 0$
 N_1 - początek fazy szybkiej: $p(N_1 - 1) = 0$ i $p(N_1) = 1$
 n należy do przedziału $\langle N_0, N_1 \rangle$

⁵ Procedura ta jest wzorowana na stosowanym w elektrokardiografii zabezpieczeniu przed wielokrotnym wykryciem tego samego zespołu QRS. W technice EKG ten rodzaj zabezpieczenia znany jest pod nazwą *eyeclosing*.

♦ **prędkość średnia fazy szybkiej** obliczana jest z zależności:

$$V_{ss}(n) = \begin{cases} \frac{1}{N_2 - N_1} \sum_{k=N_1}^{N_2} s(k) - s(k-1) & \text{jeżeli } p(n) = 1 \\ V_{ss}(n-1) & \text{w przeciwnym przypadku} \end{cases} \quad (7)$$

gdzie: N_1 - początek fazy szybkiej: $p(N_1 - 1) = 0$ i $p(N_1) = 1$
 N_2 - początek fazy wolnej: $p(N_2 - 1) = 1$ i $p(N_2) = 0$
 n należy do przedziału $\langle N_1, N_2 \rangle$

♦ **prędkość maksymalna fazy wolnej** obliczana jest z zależności:

$$V_{mw}(n) = \begin{cases} \sup_{k=N_0}^{N_1} (s(k) - s(k-1)) & \text{jeżeli } p(n) = 0 \\ V_{mw}(n-1) & \text{w przeciwnym przypadku} \end{cases} \quad (7.)$$

gdzie: N_0 - początek fazy wolnej: $p(N_0 - 1) = 1$ i $p(N_0) = 0$
 N_1 - początek fazy szybkiej: $p(N_1 - 1) = 0$ i $p(N_1) = 1$
 n należy do przedziału $\langle N_0, N_1 \rangle$

♦ **prędkość maksymalna fazy szybkiej** obliczana jest z zależności:

$$V_{ms}(n) = \begin{cases} \sup_{k=N_1}^{N_2} (s(k) - s(k-1)) & \text{jeżeli } p(n) = 1 \\ V_{ms}(n-1) & \text{w przeciwnym przypadku} \end{cases} \quad (7)$$

gdzie: N_1 - początek fazy szybkiej: $p(N_1 - 1) = 0$ i $p(N_1) = 1$
 N_2 - początek fazy wolnej: $p(N_2 - 1) = 1$ i $p(N_2) = 0$
 n należy do przedziału $\langle N_1, N_2 \rangle$

♦ **pozycja skumulowana fazy wolnej** obliczana jest z zależności:

$$P_{sw}(n) = \begin{cases} P_{sw}(n-1) + (s(n) - s(n-1)) & \text{jeżeli } p(n) = 0 \\ P_{sw}(n-1) & \text{w przeciwnym przypadku} \end{cases}$$

- ♦ **pozycja skumulowana fazy szybkiej** obliczana jest z zależności:

$$P_{ss}(n) = \begin{cases} P_{ss}(n-1) + (s(n) - s(n-1)) & \text{jeżeli } p(n)=1 \\ P_{ss}(n-1) & \text{w przeciwnym przypadku} \end{cases}$$

- ♦ **pozycja aproksymowana fazy wolnej** obliczana jest z zależności:

$$P_{aw}(n) = \begin{cases} P_{aw}(n-1) + (s(n) - s(n-1)) & \text{jeżeli } p(n)=0 \\ P_{aw}(n-1) + V_{sw}(n) & \text{w przeciwnym przypadku} \end{cases}$$

- ♦ **pozycja aproksymowana fazy szybkiej** obliczana jest z zależności:

$$P_{as}(n) = \begin{cases} P_{as}(n-1) + (s(n) - s(n-1)) & \text{jeżeli } p(n)=1 \\ P_{as}(n-1) + V_{ss}(n) & \text{w przeciwnym przypadku} \end{cases}$$

- ♦ **ilość faz wolnych oczopląsu** C_w jest ilością punktów k , takich że: $p(k) < p(k-1)$,
- ♦ **ilość faz szybkich oczopląsu** C_s jest ilością punktów k , takich że: $p(k) > p(k-1)$,
- ♦ **współczynnik wypełnienia fazą wolną** K_w (zdefiniowany jako parametr dodatkowy w p. 7.1.1.) jest obliczany jako uśrednione w C okresach oczopląsu wartości lokalne stosunku czasu trwania fazy wolnej do okresu oczopląsu:

$$K_w = \frac{1}{C} \sum_{i=1}^C \frac{1}{N_2 - N_0} \sum_{n=N_0}^{N_2} 1 - p(n) \quad (7.17.)$$

gdzie: N_0 - początek fazy wolnej: $p(N_0 - 1) = 1$ i $p(N_0) = 0$
 N_1 - początek fazy szybkiej: $p(N_1 - 1) = 0$ i $p(N_1) = 1$
 N_2 - początek fazy wolnej: $p(N_2 - 1) = 1$ i $p(N_2) = 0$
 $N_0 < N_1 < N_2$ są kolejnymi punktami przelomowymi faz
 $C = \text{Inf} \{C_w, C_s\}$

Algorytmy dwuetapowe opracowane w oparciu o wzory 7.9. - 7.17. są od dłuższego czasu wykorzystywane w systemach klinicznych, gdzie potwierdzają swe zalety. Użyta w opisywanym eksperymencie numerycznym procedura określająca parametry diagnostyczne, niezależnie od rodzaju sygnału wejściowego, oblicza wszystkie podane parametry i zwraca je w postaci macierzy do pliku dyskowego. Zawartość tego pliku służy następnie do analizy i formułowania wniosków badawczych.

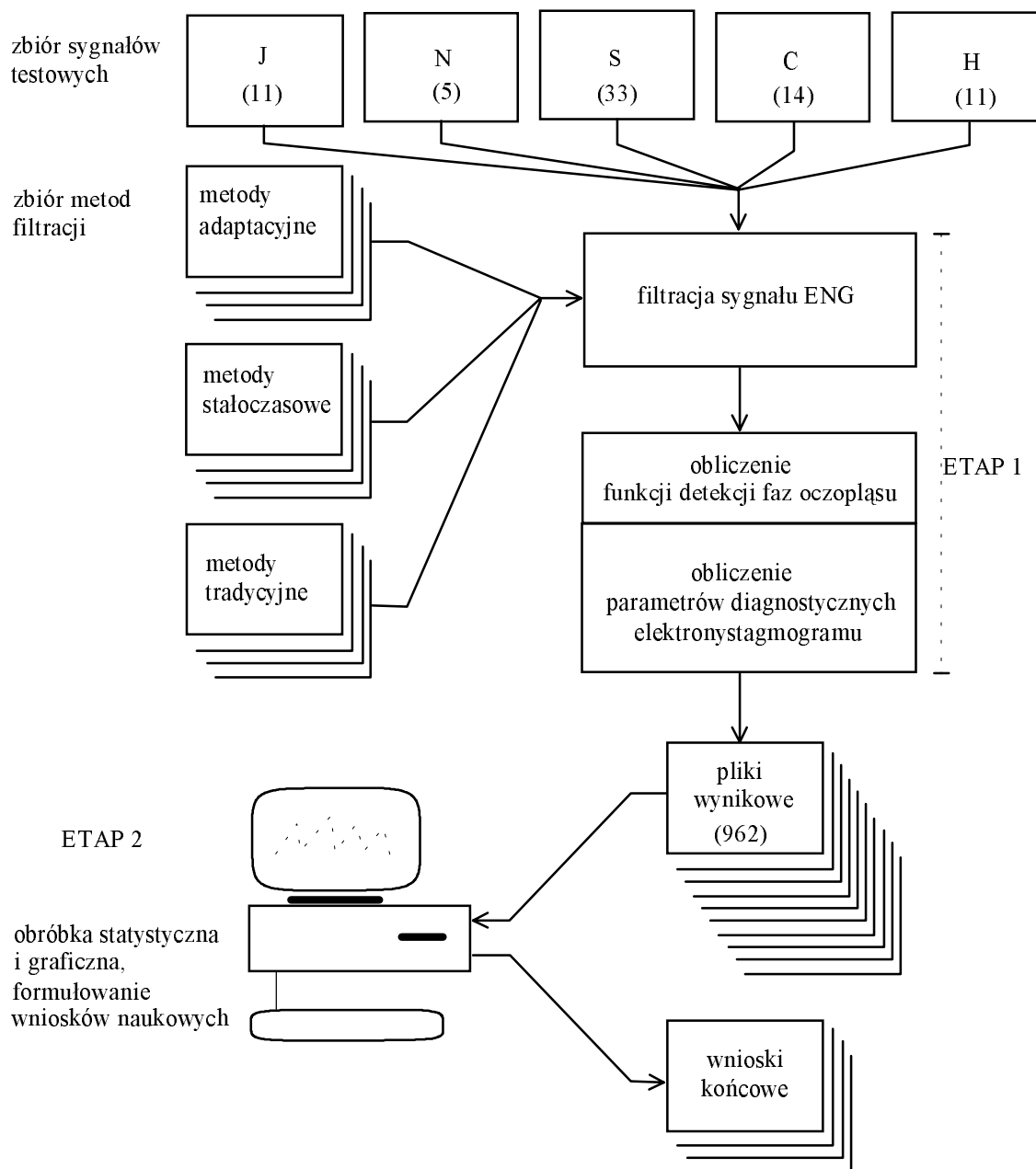
Eksperyment numeryczny został zaprojektowany jako dwufazowy:

- ♦W pierwszej fazie, zbiór sygnałów testowych składający się z 74 sygnałów w 13 wersjach (sygnał nie filtrowany + 12 wersji filtrowanych) jest podawany na wejście procedury określającej parametry diagnostyczne. Ta faza eksperymentu jest wykonywana przez maszynę cyfrową w pełni automatycznie. Jej wynikiem są 962 pliki zawierające macierze obliczonych parametrów diagnostycznych.
- ♦W drugiej fazie, możliwe jest wielokrotne interakcyjne przeglądanie plików wynikowych fazy pierwszej przez badacza oraz formułowanie zestawień i wniosków końcowych. Program służący do przeglądania został napisany z zamysłem wybiórczego przeglądania plików wynikowych w oparciu o kryteria zmienne w zakresach podanych przez badacza. Faza druga jest więc etapem oceny wyników eksperymentu i służy do formułowania wniosków o charakterze naukowym.

Projekt eksperymentu numerycznego (rys. 7.7.) zrealizowano w całości w środowisku 'Matlab-386'⁶, które jest przeznaczone m. in. do eksperymentalnej obróbki sygnałów. Płynące z tego korzyści to łatwość implementacji oraz weryfikacji algorytmów filtracji i obliczania parametrów diagnostycznych, a także prosta w użyciu obsługa grafiki i plików dyskowych. Kompletny eksperyment składa się z 53 współpracujących plików 'Matlaba' wymienionych w Dodatku 2. Zrealizowany projekt eksperymentu numerycznego, jakkolwiek wygodny dla eksperymentującego, wiąże się z rygorystycznymi wymaganiami sprzętowymi:

- ♦ Konsekwencją długości sygnału (2048 próbek) oraz przechowywania parametrów diagnostycznych w postaci ciągów próbek, o długościach równych długości sygnału, jest znaczna objętość plików wynikowych sięgająca ok. 175 Mb.
- ♦Konsekwencją realizacji eksperymentu w środowisku 'Matlab-386' jest znaczny czas wykonania fazy pierwszej eksperymentu sięgający 100 godzin (dane dla komputera IBM-486 DX/2 66 MHz).

⁶ < 3 8 6 - M A T L A B > © The MathWorks, Inc. 1984-92. Version 3.5m 10 Aug 1992.



Rys. 7.7. Schemat blokowy eksperymentu numerycznego

Pomimo opisanych wad, nie uznano za celowe przenoszenia eksperymentu do "sprawniejszego" środowiska, głównie dlatego, że nie jest on przetwarzaniem docelowym. Następnym analizy wyników eksperymentu może się natomiast okazać potrzeba utworzenia kompilowalnej procedury filtracji czasowo-częstotliwościowej np. w języku C.

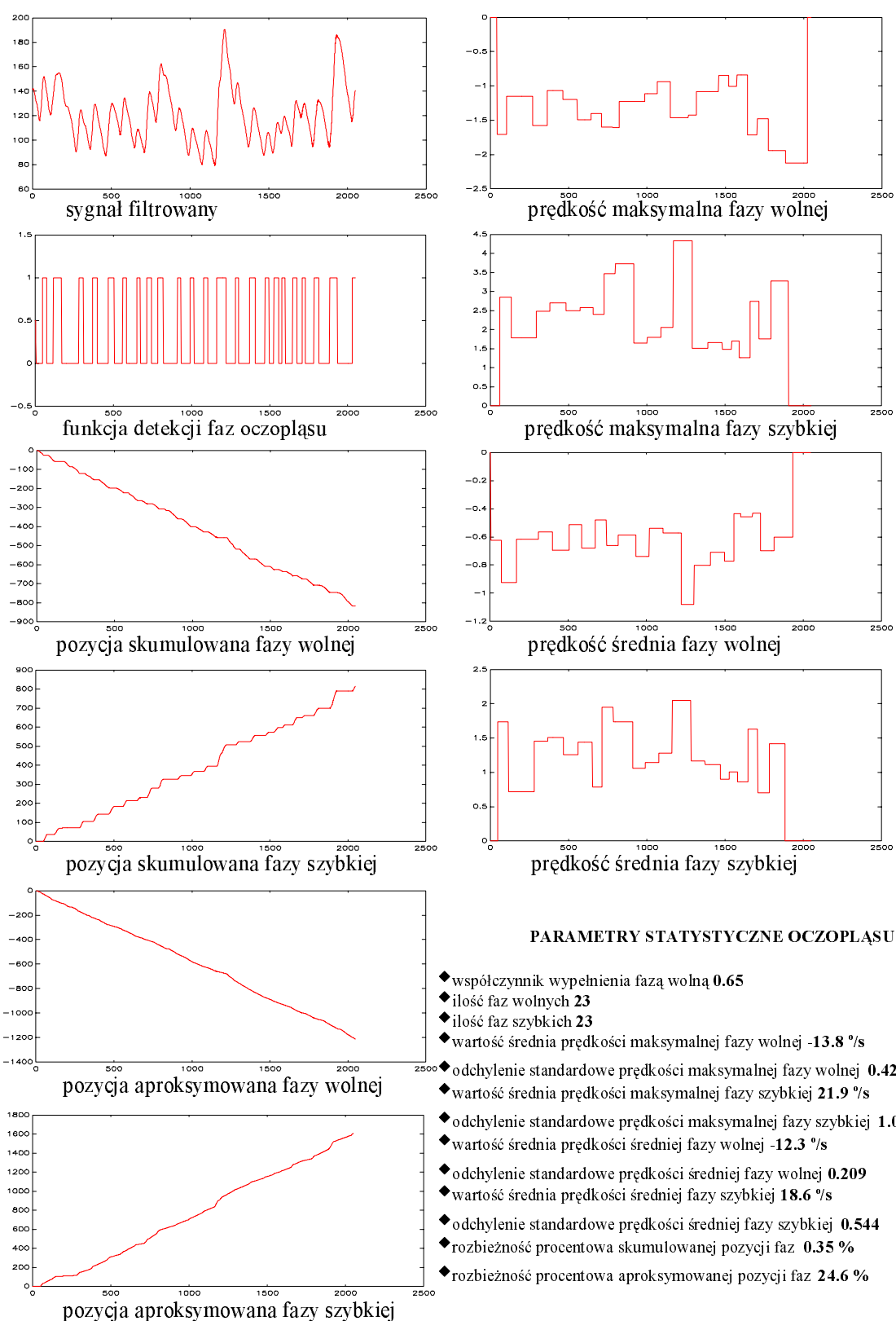
8. WYNIKI EKSPERYMENTU NUMERYCZNEGO

Wynikiem przeprowadzonego eksperymentu numerycznego są 962 pliki zawierające parametry diagnostyczne elektronystagmogramów obliczone na podstawie 13 wersji 74 sygnałów testowych, z czego ok. 300 plików dotyczy bezpośrednio zaproponowanej przez autora metody filtracji czasowo-częstotliwościowej o parametrach dobieranych adaptacyjnie. Znaczna objętość wyników (ok. 175 Mb) uniemożliwia zamieszczanie ich w niniejszej pracy w całości, natomiast dokonywanie jakiegokolwiek wyboru na tym etapie interpretacji mogłoby w konsekwencji prowadzić do utraty obiektywizmu oceny. Przykładowe przebiegi i dane statystyczne zawarte w jednym pliku wynikowym wyliczone dla sygnału rzeczywistego oczopląsu postkalorycznego człowieka H22, filtrowanego z użyciem transformacji Meyera przy proporcjonalnym doborze charakterystyk filtracji, przedstawia rys. 8.1.

Celem eksperymentu numerycznego było przede wszystkim określenie własności zaproponowanej metody filtracji sygnału elektronystagmograficznego w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej o parametrach dobieranych adaptacyjnie. Wszelkie porównania wyników z wynikami dotyczącymi metod stosowanych dotychczas mają jedynie charakter uzupełniający. Podstawowej oceny proponowanych metod filtracji dokonano w dwóch kategoriach:

- ♦dokładności parametrów diagnostycznych (oceny dokonano w oparciu o podzbiór sygnałów sztucznych jednorodnych - patrz p. 7.1.1.),
- ♦odporności na zakłócenia (oceny dokonano w oparciu o podzbiór sygnałów sztucznych niejednorodnych zaszumionych - patrz p. 7.1.3.).

Wyniki uzyskane w oparciu o pozostałe podzbiory sygnałów testowych potraktowano jako uzupełniające lub służące do porównywania poszczególnych metod.



Rys. 8.1. Przykładowe przebiegi i dane statystyczne zawarte w jednym pliku wynikowym wyliczone dla sygnału rzeczywistego oczopląsu człowieka H22, filtrowanego z użyciem transformacji Meyera przy proporcjonalnym doborze charakterystyk filtracji

8.1. Wyniki eksperymentu numerycznego przeprowadzonego z użyciem sygnałów sztucznych jednorodnych

8.1.1. Obróbka statystyczna i zestawienie wyników eksperymentu

Wyniki eksperymentu numerycznego przeprowadzonego z użyciem sygnałów sztucznych jednorodnych **J** są jedyną grupą wyników, która może być opracowana z użyciem prostych metod statystycznych. Własność ta wynika z idealnej powtarzalności zbroczy reprezentujących fazy wolną i szybką oczopląsu w obrębie każdego sygnału. W tej uproszczonej reprezentacji sygnału okoruchowego stosunkowo łatwe do wyznaczenia są wszystkie wartości prawdziwe parametrów diagnostycznych. Uznano, że są nimi wartości parametrów diagnostycznych otrzymane w wyniku analizy sygnału nie filtrowanego. Jednocześnie, duże uproszczenie sygnału gwarantuje minimalną (w praktyce zerową) ilość grubych pomyłek interpretacji.

Znaczna objętość otrzymanych wyników sprawia, że ich prezentacja (poza przykładem przedstawionym na rys. 8.1.) wymaga częściowego przetworzenia przy użyciu metod statystycznych. Proces ten zrealizowano w następujących etapach:

- ♦1. Obliczenie średnich wartości średnich i maksymalnych prędkości faz oczopląsu - na podstawie ciągów próbek reprezentujących prędkości ruchu gałki ocznej $V_{sw}(n)$, $V_{ss}(n)$, $V_{mw}(n)$ i $V_{ms}(n)$ zawartych w plikach wynikowych, oraz maksymalnych wartości pozycji skumulowanych - na podstawie ciągu próbek reprezentujących pozycje skumulowane gałki ocznej $P_{sw}(n)$ i $P_{ss}(n)$;
- ♦2. Odczytanie współczynników wypełnienia fazą wolną K_w z plików wynikowych;
- ♦3. Obliczenie dla każdej metody filtracji m , dla każdego sygnału s i dla każdego parametru diagnostycznego p **procentowej odchyłki** otrzymanej wartości $N_{m, s, p}$ od wartości prawdziwej $N_{0, s, p}$ (otrzymanej na podstawie sygnału nie filtrowanego) z zależności:

$$\Delta N_{m, s, p} = \frac{N_{m, s, p} - N_{0, s, p}}{N_{0, s, p}} \cdot 100 \quad (8.1.)$$

- ♦4. Uśrednienie otrzymanych wartości odchyłek procentowych $DN_{m,s,p}$ dla każdej metody filtracji m i każdego parametru diagnostycznego p w zbiorze wszystkich 11 sygnałów jednorodnych:

$$\Delta N_{m,p} = \frac{1}{11} \sum_{s=1}^11 \Delta N_{s,m,p} \quad (8.2.)$$

Przetworzone w opisany sposób wyniki eksperymentu przeprowadzonego z użyciem sygnałów jednorodnych zostały przedstawione w tab. 8.1.¹ Przedstawienie wpływów filtracji w postaci procentowych odchyłek wartości parametrów diagnostycznych od wartości prawdziwych ma dodatkową zaletę, polegającą na wyrażeniu odchyłek wszystkich parametrów w jednostkach niemianowanych, niezależnie od jednostek używanych do wyrażania tych parametrów ([°], [%/s], jednostka niemianowana). Umożliwia to porównywanie wpływów filtracji na różne parametry diagnostyczne, a także wybór optymalnej metody filtracji za pomocą sumowania odchyłek dla wybranych parametrów (patrz. p. 8.1.5.). **Odchyłki przedstawione w tab. 8.1. są miarą pogorszenia się jakości parametrów diagnostycznych, wyliczanych z użyciem testowanych metod filtracji, względem parametrów - wyliczanych na podstawie sygnału nie filtrowanego - uznanych za prawdziwe.**

Wskazanie zalet wynikających z adaptacyjnego doboru charakterystyk filtracji czasowo-częstotliwościowych osiągnięto dzięki zestawieniu wyników otrzymanych z użyciem czterech zaproponowanych przez autora metod filtracji o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie (patrz p. 6.4.), z analogicznymi wynikami otrzymanymi z użyciem filtracji o stałych w czasie charakterystykach, dobranych tak, aby odpowiadały granicom zakresu zmienności adaptacyjnego doboru charakterystyk testowanych metod filtracji² (por. p. 7.2., rys. 7.5.).

¹ Należy zwrócić uwagę, że zawarte w tabeli "średnie" i "maksymalne" prędkości faz oczopląsu są wielkościami opisującymi lokalne (w obrębie każdej fazy wolnej i każdej fazy szybkiej) własności sygnału. Nie należy mylić nazw tych parametrów diagnostycznych z występującym podczas ich obróbki statystycznej uśrednianiem w obrębie sygnału (etap 1) i uśrednianiem odchyłek procentowych w zbiorze sygnałów (etap 4).

² Zestawienie takie umożliwia także określenie zakresów rezultatów możliwych do uzyskania w wyniku zmiany reguł adaptacyjnego doboru charakterystyk filtracji czasowo-częstotliwościowej. Wszelkie czynniki nie należące do tak określonego obszaru zainteresowania, mogące wpływać na rezultat końcowy, zostały wyeliminowane poprzez zastosowanie tych samych transformacji czasowo-częstotliwościowych niezależnie od stosowania stałej w czasie, czy też adaptacyjnie modyfikowanej charakterystyki filtracji.

Tab 8.1. Uśrednione dla 11 testowych filtrowanych sygnałów jednorodnych wartości procentowych odchyłek parametrów diagnostycznych od analogicznych parametrów sygnałów nie filtrowanych
Tłustym drukiem wyróżniono odchyłki minimalne wśród testowanych metod filtracji
Pochyłym drukiem wyróżniono wartości parametrów diagnostycznych wykluczonych z udziału w ocenie testowanych metod filtracji (patrz p. 8.1.5)

parametr diagnostyczny	średnia wartość odchyłki otrzymanej z użyciem filtracji Meyera o charakterystyce:			
	modyfikowanej adaptacyjnie:		stałej w czasie:	
	binarnie	proporcjonalnie	$f_g = 50\text{Hz}$	$f_g = 6.2\text{Hz}$
współczynnik wypełnienia fazą wolną	4.4825	4.8473	2.5157	7.4717
pozycja skumulowana fazy wolnej	6.1965	5.2405	7.9713	4.5357
pozycja skumulowana fazy szybkiej	<i>1.9748</i>	<i>2.7129</i>	<i>0.8056</i>	<i>4.2944</i>
średnia prędkość fazy wolnej	11.1883	7.4705	7.2272	12.8154
maksymalna prędkość fazy wolnej	<i>113.3902</i>	<i>79.7207</i>	<i>89.8947</i>	<i>90.8787</i>
średnia prędkość fazy szybkiej	9.4034	6.2510	2.8734	14.3595
maksymalna prędkość fazy szybkiej	15.7280	11.4395	12.7810	21.2943

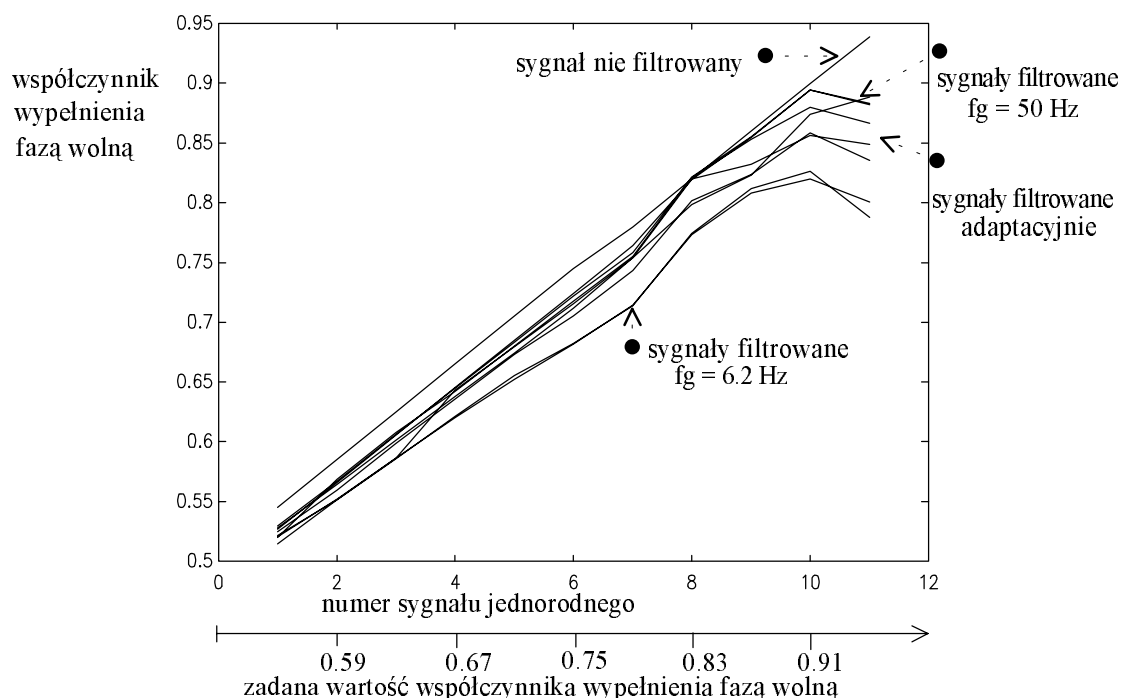
parametr diagnostyczny	średnia wartość odchyłki otrzymanej z użyciem filtracji Mallata o charakterystyce:			
	modyfikowanej adaptacyjnie:		stałej w czasie:	
	binarnie	proporcjonalnie	$f_g = 50\text{Hz}$	$f_g = 6.2\text{Hz}$
współczynnik wypełnienia fazą wolną	3.1632	3.7989	2.5895	7.5307
pozycja skumulowana fazy wolnej	5.7734	4.2787	6.9314	3.325
pozycja skumulowana fazy szybkiej	0.5680	<i>2.0514</i>	<i>1.3279</i>	<i>3.4453</i>
średnia prędkość fazy wolnej	8.0089	8.0825	6.8867	9.9213
maksymalna prędkość fazy wolnej	<i>82.6555</i>	69.3894	<i>91.0483</i>	<i>96.8493</i>
średnia prędkość fazy szybkiej	6.6235	4.1515	3.1495	13.3072
maksymalna prędkość fazy szybkiej	13.1244	9.1580	16.2424	19.6271

8.1.2. Analiza wyników eksperymentu numerycznego prowadzonego z użyciem sygnałów jednorodnych

W następstwie szczegółowej analizy odchylek zawartych w tabeli 8.1. można sformułować następujące wnioski:

8.1.2.1. Wnioski dotyczące współczynnika wypełnienia fazą wolną (rys. 8.2.)

- ♦ współczynnik wypełnienia fazą wolną otrzymany z użyciem filtracji o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie mieści się w przedziałach wyznaczanych przez współczynniki otrzymane z użyciem filtracji o charakterystykach stałych w czasie;
- ♦ współczynnik wypełnienia fazą wolną otrzymany z użyciem filtracji o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie jest w najgorszym przypadku równy wartości średniej współczynników otrzymanych z użyciem filtracji o charakterystykach stałych w czasie;



Rys. 8.2. Odchyłki współczynnika wypełnienia fazą wolną otrzymane z użyciem metod filtracji czasowo-częstotliwościowych o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie i metod filtracji o charakterystykach stałych w czasie, dla wszystkich sygnałów jednorodnych

- ♦ wyniki otrzymane przy użyciu filtracji stałoczasowych są zbliżone, niezależnie od stosowanej transformacji;
- ♦ przy użyciu filtracji o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie, lepsze rezultaty (wyrażone mniejszymi wartościami odchyłek procentowych) uzyskiwane są przy użyciu transformacji Mallata;
- ♦ przy użyciu filtracji o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie, lepsze rezultaty (wyrażone mniejszymi wartościami odchyłek procentowych) uzyskiwane są przy użyciu binarnej funkcji detekcyjnej.

8.1.2.2. Wnioski dotyczące pozycji skumulowanej fazy wolnej

- ♦ rezultaty uzyskiwane przy użyciu transformacji Mallata są lepsze (odchyłka mniejsza średnio o 1%) od rezultatów uzyskiwanych przy użyciu transformacji Meyera, niezależnie od zmienności charakterystyki filtracji;
- ♦ przy użyciu filtracji o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie, lepsze rezultaty (wyrażone mniejszymi odchyłkami) uzyskiwane są przy stosowaniu binarnej funkcji detekcyjnej.

8.1.2.3. Wnioski dotyczące pozycji skumulowanej fazy szybkiej

- ♦ rezultaty uzyskiwane przy użyciu transformacji Mallata są lepsze (odchyłka mniejsza średnio o 1%) od rezultatów uzyskiwanych przy użyciu transformacji Meyera, dla filtracji o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie;
- ♦ przy użyciu filtracji o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie, lepsze rezultaty (wyrażone mniejszymi odchyłkami) uzyskiwane są przy użyciu binarnej funkcji detekcyjnej.

8.1.2.4. Wnioski dotyczące prędkości średniej fazy wolnej

- ♦ zastosowanie transformacji Meyera i charakterystyki filtracji dobieranej z użyciem proporcjonalnej funkcji detekcyjnej owocuje rezultatem nieznacznie tylko gorszym niż filtracja stałoczasowa oktawy 1 ($f_d = 50$ Hz);
- ♦ zastosowanie transformacji Meyera i charakterystyki filtracji dobieranej z użyciem binarnej funkcji detekcyjnej prowadzi do rezultatów nieznacznie tylko lepszych niż filtracja stałoczasowa oktafów 1 ... 4 ($f_d = 6.2$ Hz);
- ♦ zastosowanie transformacji Mallata w filtracji o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie, niezależnie od funkcji detekcyjnej, prowadzi do rezultatów lepszych od wartości średniej rezultatów filtracji stałoczasowych.

8.1.2.5. Wnioski dotyczące prędkości maksymalnej fazy wolnej

- ♦ obserwowane są znaczne odchyłki od wartości prawdziwych, niezależnie od zastosowanej transformacji i sposobu doboru charakterystyki filtracji;
- ♦ z wyjątkiem filtracji prowadzonej z użyciem transformacji Meyera o charakterystykach dobieranych przy pomocy binarnej funkcji detekcyjnej, filtracje o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie prowadzą do rezultatów lepszych niż filtracje stałoczasowe;
- ♦ przy użyciu filtracji o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie, lepsze rezultaty (wyrażone mniejszymi odchyłkami) uzyskiwane są przy stosowaniu proporcjonalnej funkcji detekcyjnej.

8.1.2.6. Wnioski dotyczące prędkości średniej fazy szybkiej

- ♦ przy użyciu filtracji o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie, lepsze rezultaty (wyrażone mniejszymi odchyłkami) uzyskiwane są przy stosowaniu proporcjonalnej funkcji detekcyjnej;
- ♦ z wyjątkiem filtracji prowadzonej z użyciem transformacji Meyera o charakterystykach dobieranych przy pomocy binarnej funkcji detekcyjnej, filtracje o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie prowadzą do rezultatów lepszych niż filtracje stałoczasowe.

stykach dobieranych adaptacyjnie prowadzą do rezultatów lepszych niż wartości średnie rezultatów otrzymanych z użyciem filtracji stałoczasowych;

8.1.2.7. Wnioski dotyczące prędkości maksymalnej fazy szybkiej

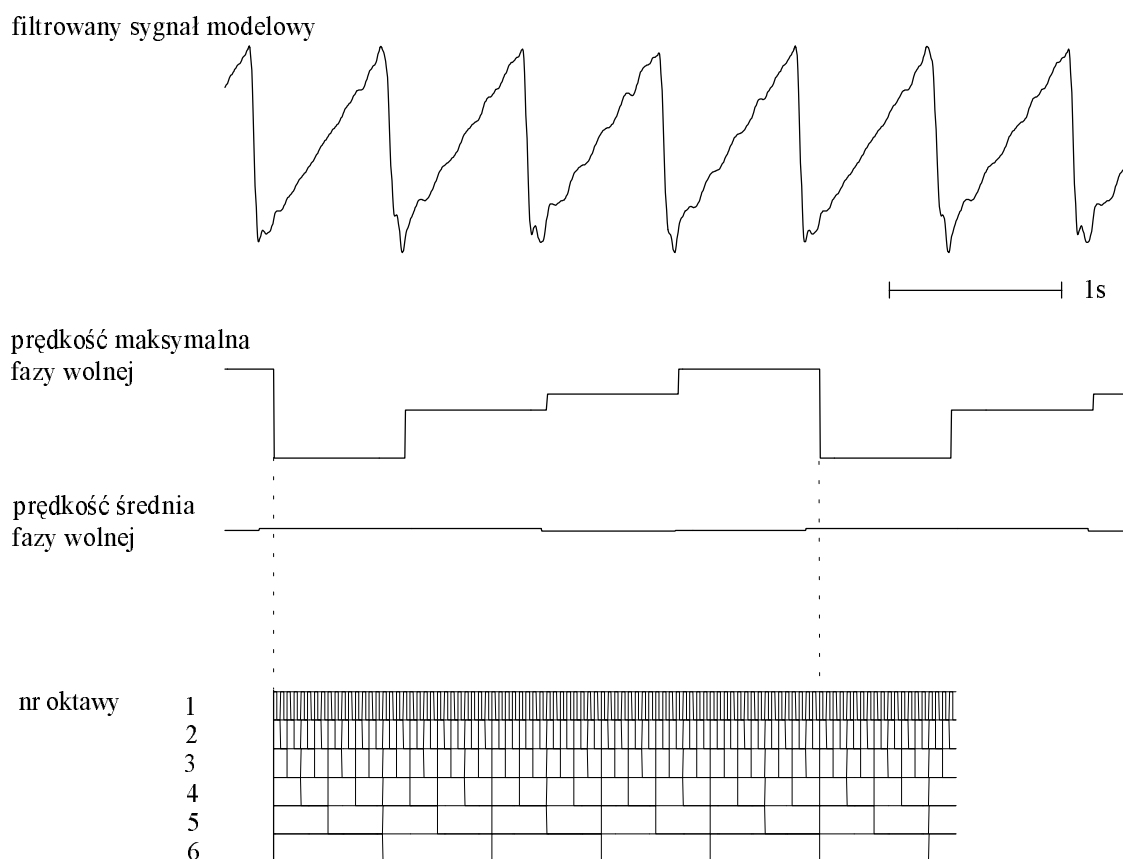
- ♦ przy użyciu filtracji o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie, lepsze rezultaty (wyrażone mniejszymi odchyłkami) uzyskiwane są przy użyciu proporcjonalnej funkcji detekcyjnej;
- ♦ rezultaty otrzymane przy użyciu transformacji Mallata i filtracji o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie, niezależnie od rodzaju funkcji detekcyjnej, są lepsze od rezultatów otrzymanych przy użyciu transformacji Mallata i filtracji stałoczasowych;
- ♦ rezultaty otrzymane przy użyciu transformacji Meyera i filtracji o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie, niezależnie od rodzaju funkcji detekcyjnej, są zbliżone do rezultatów otrzymanych przy użyciu transformacji Meyera i filtracji stałoczasowej oktawy 1 ($f_d = 50$ Hz).

8.1.3. Przyczyna odchyłek prędkości średniej i maksymalnej fazy wolnej

Wśród otrzymanych rezultatów najbardziej nieoczekiwanymi były znaczne odchyłki prędkości średnich i maksymalnych fazy wolnej dochodzące w poszczególnych przypadkach do 300%. Prędkości te powinny być równe, co znajduje uzasadnienie w jednorodności sygnałów należących do zbioru **J**. W celu wyjaśnienia tego zjawiska posłużono się zestawieniem sygnału jednorodnego J11, filtrowanego z użyciem transformacji Meyera i binarnej funkcji detekcyjnej, z sygnałami prędkości średniej i maksymalnej fazy wolnej. Zestawienie takie - dla wycinka sygnału - przedstawia rysunek 8.3., na którym dodatkowo zamieszczono diagram rozdzielczości czasowej transformacji Meyera odpowiadający przedstawionemu wycinkowi sygnału.

Widoczne na rys. 8.3. znaczne zafalowania w obrębie niektórych, powtarzających się okresowo faz wolnych sygnału filtrowanego są efektem oscylacji, powstających przy zmianie charakterystyki filtru w sposób skokowy. Z powodu zmiennej rozdzielczości

czasowej transformacji czasowo-częstotliwościowej, momenty zmiany charakterystyki filtracji w poszczególnych filtrowanych oktavach mogą wystąpić jednocześnie, lub też mogą być mniej lub bardziej rozrzucone w czasie. Niewspółbieżna (ograniczona zasadą nieoznaczoności) zmiana charakterystyk filtracji poszczególnych oktav prowadzi do powstawania oscylacji widocznych w sygnale filtrowanym. Okresowość pojawiania się tych oscylacji jest następstwem zdudnienia się częstotliwości funkcji detekcyjnej (dla sygnału jednorodnego jest to funkcja okresowa) i częstotliwości odpowiadającej wielokrotności rozdzielczości czasowych transformacji w zakresie oktav o modyfikowanych charakterystykach. Obserwowane zjawisko jest nierozzerwalnie związane ze stosowaniem transformacji czasowo-częstotliwościowej i w niektórych zastosowaniach może być trudne do zaakceptowania.



Rys. 8.3. Zestawienie sygnału jednorodnego J11 filtrowanego z użyciem transformacji Meyera i binarnej funkcji detekcyjnej z sygnałami prędkości średniej i maksymalnej fazy wolnej. Dodatkowo zamieszczono diagram rozdzielczości czasowej transformacji Meyera odpowiadający przedstawionemu wycinkowi sygnału.

Wobec zaobserwowanych znacznych rozbieżności należy rozstrzygnąć, która wartość prędkości (maksymalna czy średnia) jest wielkością właściwiej opisującą fazę wolną oczopląsu. Można tego dokonać w oparciu o analizę statystyczną filtrowanego sygnału jednorodnego. Z jednorodności sygnału wynika identyczność wszystkich jego okresów złożonych z występujących naprzemian faz wolnej i szybkiej. Prowadzi to do wniosku, że prędkość w każdej z faz wolnych powinna być taka sama, a więc odchylenie standardowe prędkości powinno być zerowe. Dodatkowe oscylacje - wynikiłe z interferencji innego, niezależnego sygnału - powodują wzrost wartości odchylenia standardowego prędkości. Odpowiednie wartości odchylen standardowych dla przykładowego sygnału jednorodnego J11 wynoszą:

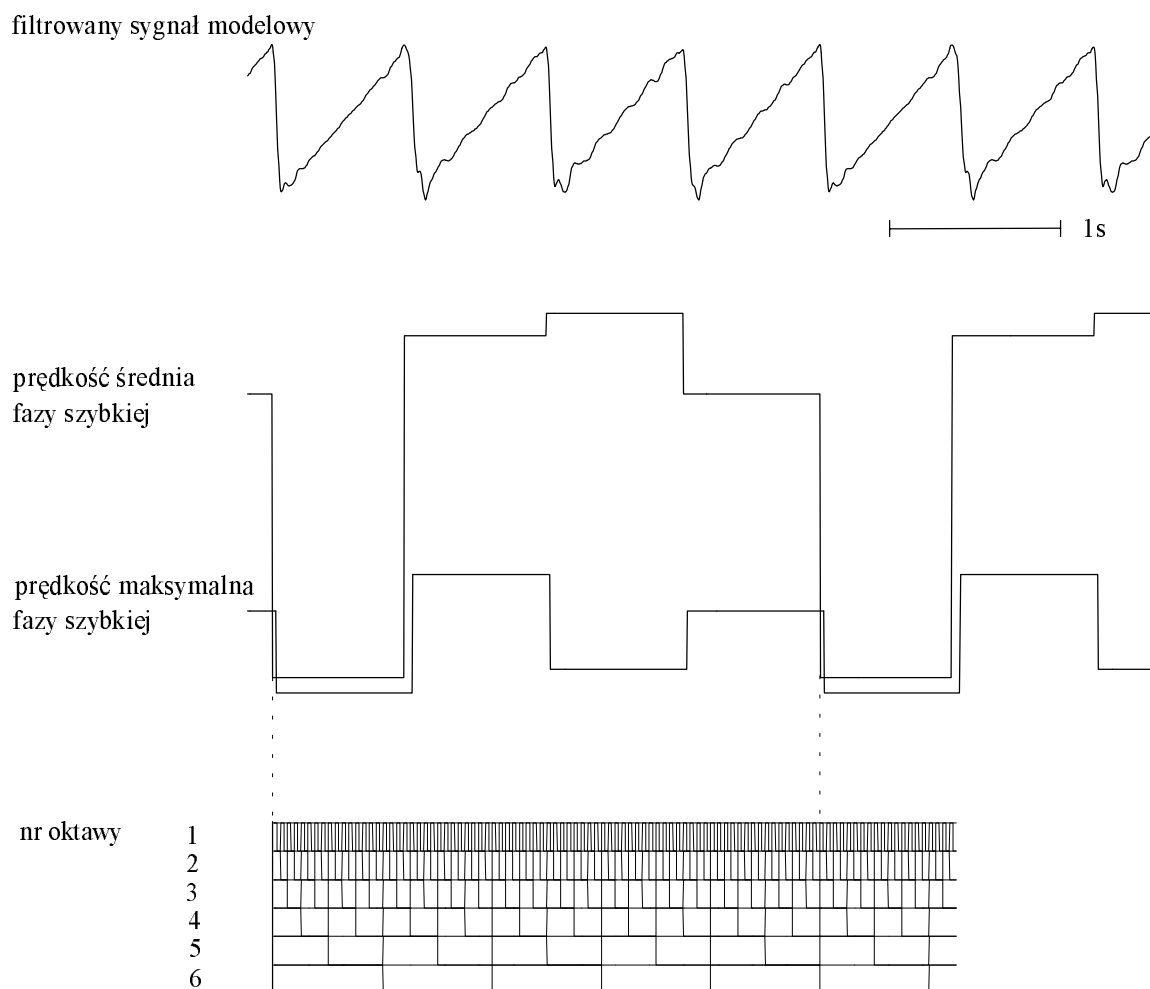
- ♦ odchylenie standardowe prędkości średniej fazy wolnej = 0.1328,
- ♦ odchylenie standardowe prędkości maksymalnej fazy wolnej = 0.4684.

Powyższe wyniki prowadzą do wniosku, iż prędkość średnia fazy wolnej jest wielkością bardziej prawidłowo opisującą oczopląs, natomiast prędkość maksymalna fazy wolnej ulega wpływom lokalnych oscylacji.

8.1.4. Wpływ ograniczeń związanych ze zmienną rozdzielczością transformacji czasowo-częstotliwościowej na wartość odchyłek prędkości średniej i maksymalnej fazy szybkiej

Opisane w p. 8.1.3. zjawisko powstawania oscylacji w sygnale filtrowanym w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej jest ściśle związane ze zmienną rozdzielczością czasową stosowanej transformacji. Prześledzenia wymaga również wpływ tego zjawiska na otrzymywane parametry opisujące prędkość ruchu gałki ocznej w fazie szybkiej. Podobnie jak w punkcie 8.1.3., analiza przeprowadzona została przy wykorzystaniu faktu jednorodności użytego sygnału testowego. Pozwala to oczekiwać identycznej wartości prędkości w każdej kolejnej fazie szybkiej danego sygnału, a więc zerowej wartości odchylenia standardowego prędkości średniej oraz prędkości maksymalnej w całym sygnale testowym. Zestawienie sygnału jednorodnego J11, filtrowanego z użyciem transformacji Meyera i binarnej funkcji detekcyjnej, z sygnałami prędkości średniej i maksymalnej fazy szybkiej przedstawia rysunek 8.4., na którym dodatkowo

zamieszczono diagram rozdzielczości czasowej transformacji Meyera odpowiadający przedstawionemu wycinkowi sygnału.

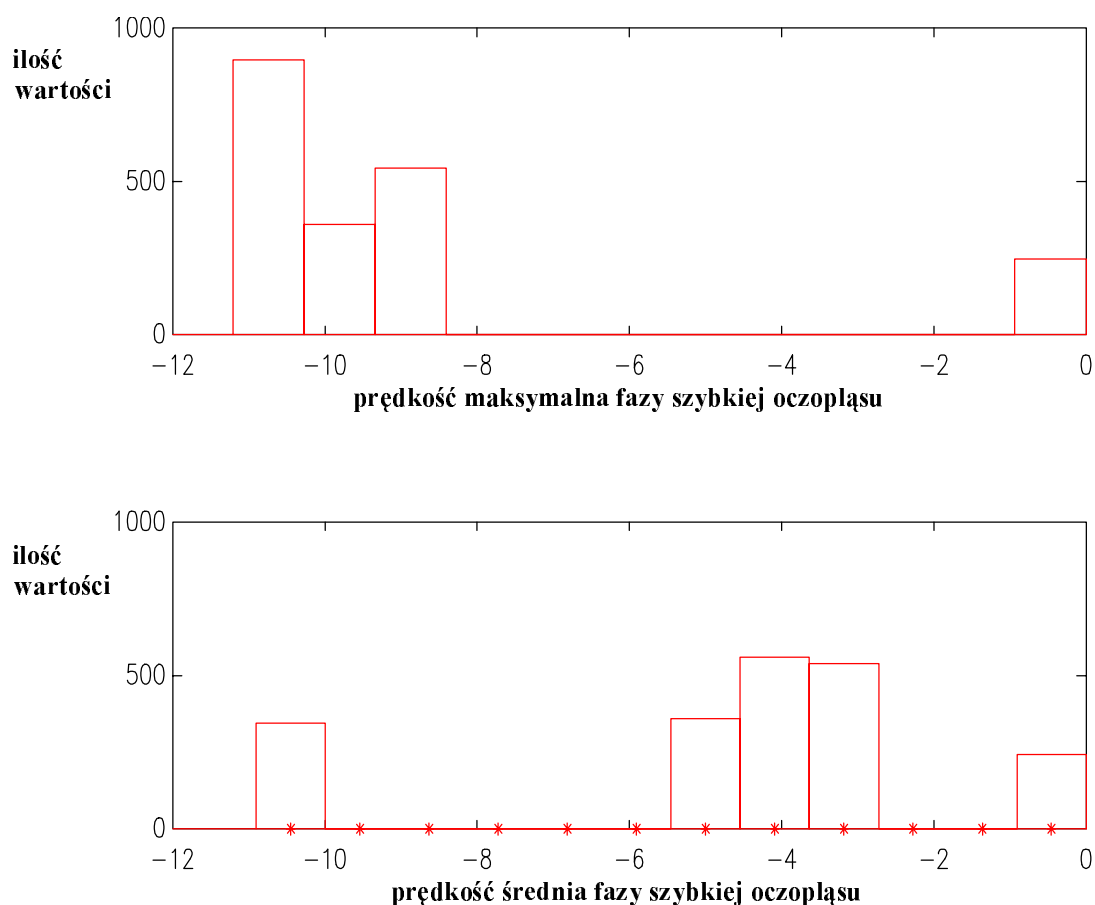


Rys. 8.4. Zestawienie sygnału jednorodnego J11 filtrowanego z użyciem transformacji Meyera i binarnej funkcji detekcyjnej z sygnałami prędkości średniej i maksymalnej fazy szybkiej. Dodatkowo zamieszczono diagram rozdzielczości czasowej transformacji Meyera odpowiadający przedstawionemu wycinkowi sygnału.

Przeciwnie do rezultatów otrzymanych w p. 8.1.3., analiza odchyłeń standardowych wynoszących:

- ♦ dla prędkości średniej fazy szybkiej = 3.3841,
- ♦ dla prędkości maksymalnej fazy szybkiej = 3.0962

nie prowadzi do jednoznacznych wniosków. W dalszej analizie posłużono się więc histogramami sporządzonymi dla prędkości średniej i maksymalnej fazy szybkiej (rys. 8.5.). Histogram prędkości maksymalnej fazy szybkiej wskazuje na rozkład wszystkich wartości prędkości w przedziale wokół wartości średniej. Przeciwnie, histogram prędkości średniej fazy wolnej dowodzi istnienia dwóch wartości, wokół których skupione są wszystkie wartości prędkości. Rozkład taki, znacznie różniący się od rozkładu normalnego, nie pozwala używać wartości średniej i odchylenia standardowego jako wielkości miarodajnych. Powyższe rozważania prowadzą do stwierdzenia, iż w przypadku fazy szybkiej zarówno prędkość średnia jak i maksymalna jest podatna na wpływ stosowanej metody transformacji i precyzji separacji faz.



Rys. 8.5. Histogram rozkładu prędkości średniej fazy szybkiej oraz histogram prędkości maksymalnej fazy szybkiej dla sygnału jednorodnego J11 filtrowanego z użyciem transformacji Meyera i binarnej funkcji detekcyjnej

8.1.5. Wybór optymalnej metody filtracji czasowo-częstotliwościowej na podstawie statystycznej obróbki parametrów diagnostycznych

Formułując cztery propozycje metod filtracji sygnału elektronystagmograficznego w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej (p. 6.4.) - wobec braku wystarczających przesłanek teoretycznych - uzależniono wybór metody optymalnej od wyników eksperymentu numerycznego. Wyboru takiego można dokonać obecnie w oparciu o statystyczną obróbkę podstawowych parametrów diagnostycznych opisaną szczegółowo w p. 8.1.1. Wyboru optymalnej metody filtracji czasowo-częstotliwościowej dokonano przy założeniu jednakowej istotności zestawionych w tab. 8.1. wartości średnich odchyłek procentowych parametrów diagnostycznych od wartości prawdziwych. Odrzucono przy tym parametry charakteryzujące się - niezależnie od metody filtracji - największą i najmniejszą wartością odchyłek (oznaczone w tab. 8.1. kursywą). Były to: pozycja skumulowana fazy szybkiej oraz maksymalna prędkość fazy wolnej. Dla pozostałych 5 parametrów diagnostycznych obliczono sumę odchyłek wyrażonych w procentach odpowiednio dla każdej z metod filtracji. Za metodę optymalną uznano tę, która charakteryzowana była przez minimalną wartość tak powstałej sumy. Jest to metoda gwarantująca otrzymanie **parametrów diagnostycznych o wartościach najbardziej zbliżonych do wartości parametrów uznanych za prawdziwe** (otrzymanych na podstawie sygnału nie filtrowanego), a w konsekwencji - najwyższą jakość parametrów diagnostycznych.

Spośród metod filtracji zaproponowanych w p. 6.4. jako optymalną wybrano filtrację z użyciem **transformacji Mallata i proporcjonalnej funkcji detekcyjnej**.

8.1.6. Wybór optymalnej metody filtracji czasowo-częstotliwościowej na podstawie porównania plików wynikowych

Pliki wynikowe, zawierające filtrowany sygnał oraz wiele parametrów diagnostycznych w postaci wartości globalnych (statystycznych w obrębie sygnału), a także w postaci ciągów próbek, są bogatym źródłem informacji o jakości przeprowadzonej filtracji. Ze względów praktycznych, w obrębie niniejszej pracy nie jest możliwe szczegółowe sprawozdanie z analizy porównawczej prowadzonej na plikach wynikowych w całości. Analiza taka została przeprowadzona w formie graficznej dla wszystkich parametrów diagnostycznych, przy wykorzystaniu własności jednorodności sygnału, przez porównanie każdej z ocenianych metod z sygnałem nie filtrowanym. Szczególną uwagę zwrócono na różnice nie odzwierciedlone w parametrach statystycznych. Wnioskiem z analizy każdego z parametrów było uszeregowanie czterech testowanych metod filtracji w kolejności od "najlepszej" do "najgorszej", przy czym jako metodę najlepszą rozumiano tę, w której dany parametr był najbardziej zbliżony do wartości prawdziwej (za jaką uznano wartość tego parametru otrzymaną na podstawie sygnału nie filtrowanego). W wyniku analizy prowadzonej dla wielu parametrów diagnostycznych, wybrano jako metodę optymalną tę, która dla największej ilości parametrów zyskała najwyższą pozycję (tab. 8.2.).

Spośród metod filtracji zaproponowanych w p. 6.4. najwyższą lokatę przyznano filtracji z użyciem **transformacji Mallata i proporcjonalnej funkcji detekcyjnej**, oraz filtracji z użyciem **transformacji Meyera i proporcjonalnej funkcji detekcyjnej**. Przeprowadzona analiza nie dała podstaw do wyboru żadnej z wymienionych metod jako optymalnej, wykazała natomiast znaczną ich przewagę nad filtracją z użyciem **transformacji Mallata i binarnej funkcji detekcyjnej** oraz nad filtracją z użyciem **transformacji Meyera i binarnej funkcji detekcyjnej**.

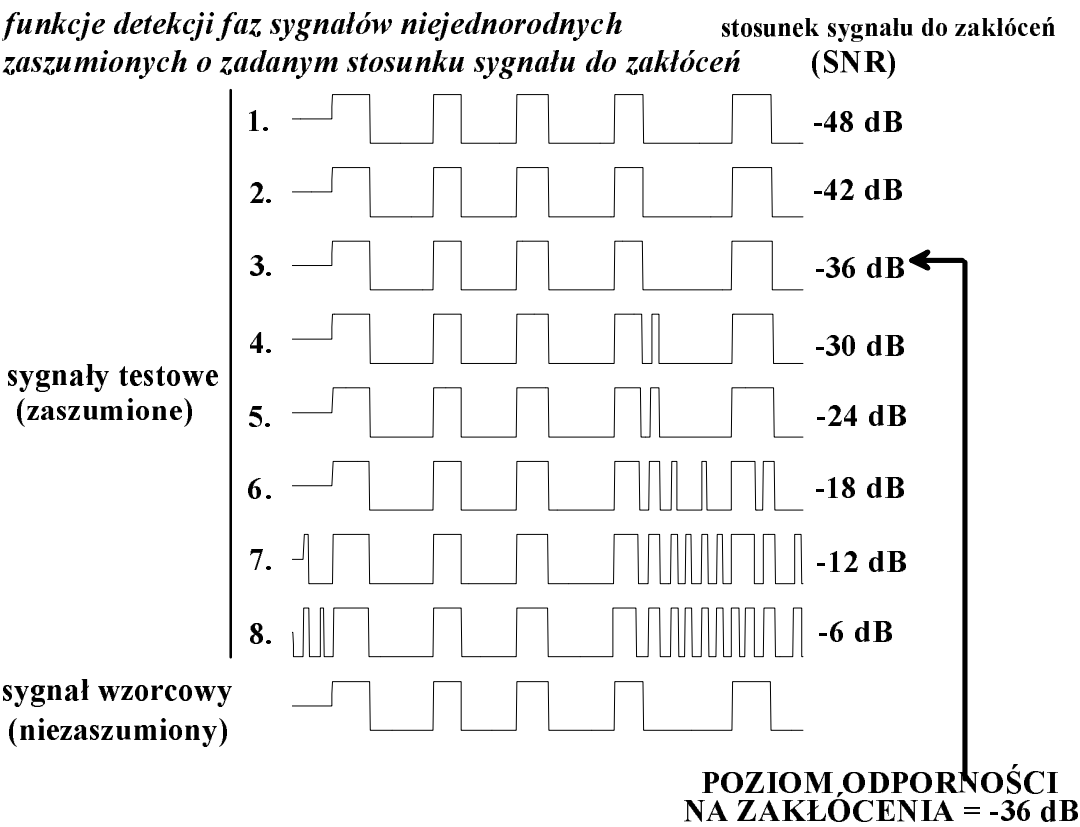
Tab. 8.2. Punktowa ocena testowanych metod filtracji czasowo-częstotliwościowej na podstawie porównania plików wynikowych

kryterium:	Filtracja Meyera o charakterystykach modyfikowanych:		Filtracja Mallata o charakterystykach modyfikowanych:	
	binarnie	proporcjonalnie	binarnie	proporcjonalnie
współczynnik wypełnienia fazą wolną:	1	0	3	2
ilość błędów detekcji fazy wolnej:	0.5	2.5	0.5	2.5
ilość błędów detekcji fazy szybkiej:	0.5	2.5	0.5	2.5
wartość średnia prędkości maksymalnej fazy wolnej:	0	2	1	3
wartość średnia prędkości maksymalnej fazy szybkiej:	2.5	2.5	1	0
odchylenie standardowe prędkości maksymalnej fazy szybkiej:	2	3	0	1
wartość średnia prędkości średniej fazy wolnej:	0	3	1	2
odchylenie standardowe prędkości średniej fazy wolnej:	3	2	1	0
wartość średnia prędkości średniej fazy szybkiej:	0.5	0.5	2	3
odchylenie standardowe prędkości średniej fazy szybkiej:	2	1	3	0
rozbieżność skumulowanej pozycji faz:	0	2	1	3
rozbieżność aproksymowanej pozycji faz:	1	0	3	2
suma punktów:	13	21	17	21

8.2. Wyniki eksperymentu numerycznego przeprowadzonego z użyciem sygnałów sztucznych niejednorodnych zaszumionych

Wyniki eksperymentu numerycznego przeprowadzonego z użyciem sygnałów sztucznych niejednorodnych zaszumionych ze zbioru S , zostały zinterpretowane w oparciu o fakt skonstruowania podzbioru testowego na bazie jednego sygnału, który podlegał analizie w wersji nie zaszumionej (w tej wersji zwany jest on odtąd **sygnałem wzorcowym**) oraz w 32 wersjach zaszumionych. Użyto 4 rodzajów szumu i 8 różnych zadawanych wartości stosunku sygnału do szumu (por. p. 7.1.3.). Umożliwiło to ocenę odporności algorytmu wyznaczającego parametry diagnostyczne elektronystagmogramu na szum, a także zmiany tej odporności wynikłe z zastosowanej metody filtracji sygnału. Podstawą tej oceny było porównanie wartości parametrów diagnostycznych wyznaczonych w analizie sygnałów zaszumionych, prowadzonej z użyciem testowanych metod filtracji, z wartościami prawdziwymi, za które w tym eksperymencie uznano wartości uzyskane w analizie sygnału wzorcowego bez użycia filtracji. Stosownie do celu stawianego przed opisywanym testem, zakres parametrów diagnostycznych zawężono do ilości wykrytych faz wolnych i szybkich oczopląsu (oceny wpływu metody filtracji na pozostałe parametry diagnostyczne dokonano w p. 8.1.). Wobec krytycznego wpływu grubych pomyłek interpretacji na wartość diagnostyczną parametrów wyliczonych na podstawie sygnału przyjęto, że nie jest dopuszczalne tolerowanie żadnych pomyłek. Konsekwencją tego jest wymaganie identycznej ilości oraz położenia faz oczopląsu w sygnałach zaszumionych filtrowanych testowaną metodą i w sygnale wzorcowym. Przez porównanie funkcji detekcji faz oczopląsu $p_o(n)$, obliczonej na podstawie sygnału wzorcowego, z analogiczną funkcją detekcji faz $p_{k1,k2}(n)$ dla każdego z czterech rodzajów zakłóceń $k1$ i każdej z ośmiu zadanych wartości stosunku sygnału do zakłóceń $k2$, określono te wartości $k1$, $k2$, dla których nie następuje fałszywa detekcja faz, a więc istnieje gwarancja niepopelnienia grubych pomyłek interpretacji. Najwyższą wartość stosunku sygnału do szumu całkowicie wolną od fałszywych detekcji faz oczopląsu nazwano **poziomem odporności** (rys. 8.6.). Tabela 8.3. zestawia określone w wyżej opisany sposób poziomy odporności, uzyskane z zastosowaniem czterech testowanych metod filtracji czasowo-częstotliwościowej. Podobnie jak w p. 8.1., do zestawienia dołączono wyniki uzyskane z zastosowaniem czterech metod filtracji o

charakterystykach stałych w czasie, będących granicami zakresu zmienności adaptacyjnego doboru charakterystyk testowanych metod filtracji.



Rys. 8.6. Przykład wyznaczenia poziomu odporności na szum. Wykorzystano filtrację o charakterystykach stałych w czasie $f_g = 6.2\text{ Hz}$ i szum pochodzący z rzeczywistych zapisów oczopląsu człowieka.

Tab. 8.3. Poziomy odporności na szum dla poszczególnych metod filtracji sygnału

rodzaj (pochodzenie) szumu	wynik otrzymany z użyciem filtracji Meyera o charakterystyce:			
	modyfikowanej adaptacyjnie:		stałej w czasie:	
	binarnie	propor- cjonalnie	$f_g = 50\text{Hz}$	$f_g = 6.2\text{Hz}$
z oczopląsu człowieka ($f_g = 10\text{ Hz}$)	-36	-36	-42	-36
z oczopląsu kota ($f_g = 10\text{ Hz}$)	-36	-36	-42	-36
wahania linii bazowej	-12	-12	-6	-12
z generatora wartości pseudolosowych	-24	-18	-30	-18

Tab. 8.3. Poziomy odporności na szum dla poszczególnych metod filtracji sygnału - kontynuacja

rodzaj (pochodzenie) szumu	wynik otrzymany z użyciem filtracji Mallata o charakterystyce:			
	modyfikowanej adaptacyjnie:		stałej w czasie:	
	binarnie	proporcjonalnie	$f_g = 50\text{Hz}$	$f_g = 6.2\text{Hz}$
z oczopląsu człowieka ($f_g = 10\text{ Hz}$)	-36	-36	-48	-36
z oczopląsu kota ($f_g = 10\text{ Hz}$)	-42	-42	-48	-42
wahania linii bazowej	-6	-6	-6	-6
z generatora wartości pseudolosowych	-24	-18	-30	-18

Opisywana w poprzednich rozdziałach wielka wrażliwość detekcji faz oczopląsu na szumy znajduje swe ilościowe uzasadnienie w tabeli 8.3. W wyniku narzuconych ograniczeń technicznych, wartość kroku zadawanego stosunku sygnału do zakłóceń wynosiła 6 dB, co implikuje zaledwie 6-decybelową dokładność wyznaczenia poziomu odporności na szum. Rezultaty tej części eksperymentów numerycznych mają więc charakter orientacyjny. W wyniku analizy rezultatów zestawionych w tabeli 8.3. sformułować można następujące wnioski:

- ♦ poziom odporności na szum jest niski, nawet przy użyciu agresywnej filtracji;
- ♦ wahania linii bazowej nie wpływają znacząco na grube błędy interpretacji;
- ♦ niezależnie od stosowanej funkcji detekcyjnej i transformacji
czasowo-częstotliwościowej, poziomy odporności na szum uzyskiwane z użyciem filtracji o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie są zbliżone do poziomów uzyskiwanych z użyciem bardziej agresywnej filtracji stałoczasowej ($f_d = 6.2\text{ Hz}$);
- ♦ szum pochodzący z generatora wartości pseudolosowych (szum o widmie ciągłym) ma mniejszy wpływ na grube błędy interpretacji niż szum wysokoczęstotliwościowy o tej samej mocy;
- ♦ szum pochodzący z generatora wartości pseudolosowych (szum o widmie ciągłym) pozwala na wykazanie niewielkiej przewagi metod filtracji o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie z użyciem proporcjonalnej funkcji detekcyjnej nad metodami wykorzystującymi binarną funkcję detekcyjną.

Wyniki testów przeprowadzonych w oparciu o sygnały niejednorodne zaszumione wykazują, że odporność na szum metod filtracji o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie jest zbliżona do odporności metod znacznie bardziej ingerujących w sygnał, tj. dolnoprzepustowych filtracji stałoczasowych o częstotliwościach granicznych $f_d = 6.2$ Hz. Jednocześnie, pomimo niewielkiej przewagi metod wykorzystujących proporcjonalną funkcję detekcyjną, opisywana część eksperymentu nie pozwala jednoznacznie wskazać metody optymalnej wśród testowanych metod filtracji.

8.3. Wyniki eksperymentu numerycznego przeprowadzonego z użyciem sygnałów sztucznych niejednorodnych

Ponieważ sztuczne sygnały testowe są jedynie przybliżeniem sygnału okoruchowego, wnioski oparte na analizie eksperymentu przeprowadzonego z użyciem najprostszych sygnałów jednorodnych wymagają obecnie weryfikacji z użyciem sygnałów bardziej skomplikowanych, a jednocześnie wierniej przybliżających rzeczywisty sygnał okoruchowy. Wiarygodność wniosków sformułowanych w p. 8.1. i możliwość ich uogólnienia na sygnały rzeczywiste może być zweryfikowana w oparciu o spodziewaną identyczność parametrów diagnostycznych otrzymanych w wyniku analizy sygnałów jednorodnych oraz parametrów diagnostycznych (ew. uśrednionych) otrzymanych w wyniku analizy analogicznych sygnałów niejednorodnych.

Wyniki eksperymentu numerycznego przeprowadzonego z użyciem sygnałów sztucznych niejednorodnych ze zbioru **N** mają charakter uzupełniający. Reprezentują one wpływ lokalnych niejednorodności sygnału (występujących często w sygnałach rzeczywistych) na przebieg filtracji, a w szczególności na proces adaptacyjnego doboru jej charakterystyk. Sztuczne sygnały niejednorodne zostały skonstruowane w oparciu o sygnały jednorodne poprzez wprowadzenie rozrzutów parametrów poszczególnych faz przybliżanego oczopląsu w założonych granicach (dobranych w oparciu o doświadczenia kliniczne - por. p. 7.1.2.). Zakładając poprawność pracy generatora wartości pseudolosowych sterującego rozrzutem, można spodziewać się, że uśrednione w obrębie sygnałów wartości parametrów diagnostycznych będą równe wartościom parametrów diagnostycznych wyliczonych dla "pierwotnych" sygnałów jednorodnych.

Podobnie jak w p. 8.1.1., analiza wyników eksperymentu została poprzedzona obróbką statystyczną mającą na celu redukcję informacji i zmierzającą do przedstawienia zaobserwowanych różnic filtracji odpowiadających sobie sygnałów jednorodnych i niejednorodnych przy użyciu odchyłek procentowych wartości parametrów diagnostycznych.

Analogicznie do p. 8.1.1., przedstawienie wyników w postaci odchyłek procentowych (wielkości niemianowanych) pozwala na wygodne stosowanie porównywania lub sumowania ich wartości w celu wyboru optymalnej metody filtracji.

Przeciwnie do p. 8.1.1., gdzie wartości parametrów diagnostycznych uzyskiwane na podstawie sygnału nie filtrowanego mogły być (i zostały) uznane za wartości prawdziwe, w opisywanym tu eksperymencie brak przesłanek pozwalających na wskazanie wartości prawdziwych. Za **wartości odniesienia** przyjęto więc wartości parametrów diagnostycznych sygnałów jednorodnych J4 ... J8 (nie dyskutując ich poprawności). Względem tych wartości zostały wyliczone odchyłki parametrów diagnostycznych sygnałów niejednorodnych N1 ... N5. **Odchyłki te, przedstawione w tab. 8.4., są miarą dodatkowego pogarszania się jakości parametrów diagnostycznych, wyliczanych z użyciem testowanych metod filtracji, związanego z niejednorodnością sygnału.**

Obróbka statystyczna wyników eksperymentu przebiegała w następujących etapach:

- ♦1. Obliczenie średnich wartości średnich i maksymalnych prędkości faz oczopląsu, na podstawie ciągów próbek reprezentujących prędkości ruchu gałki ocznej $V_{sw}(n)$, $V_{ss}(n)$, $V_{mw}(n)$ i $V_{ms}(n)$ zawartych w plikach wynikowych, oraz maksymalnych wartości pozycji skumulowanych, na podstawie ciągu próbek reprezentujących pozycje skumulowane gałki ocznej $P_{sw}(n)$ i $P_{ss}(n)$.
- ♦2. Odczytanie współczynników wypełnienia fazą wolną K_w z plików wynikowych.
- ♦3. Obliczenie dla każdej metody filtracji m , dla każdego sygnału niejednorodnego s i dla każdego parametru diagnostycznego p **procentowej odchyłki** otrzymanej wartości $N_{m,s,p}$ od wartości $N'_{m,s,p}$ otrzymanej na podstawie "pierwotnego" sygnału jednorodnego z zależności:

$$\Delta N_{m, s, p} = \frac{N_{m, s, p} - N'_{m, s, p}}{N'_{m, s, p}} \cdot 100 \quad (8.3.)$$

- ♦4. Uśrednienie otrzymanych wartości odchyłek procentowych $\Delta N_{m, s, p}$ dla każdej metody filtracji m i każdego parametru diagnostycznego p w zbiorze wszystkich 5 sygnałów niejednorodnych:

$$\Delta N_{m, p} = \frac{1}{5} \sum_{s=1}^5 \Delta N_{s, m, p} \quad (8.4.)$$

Wartości wyliczonych odchyłek dla większości parametrów diagnostycznych nie przekraczają 4% (przy założeniu niejednorodności sygnałów równej 15%), co pozwala uznać, że rezultaty otrzymane w p. 8.1. są niezależne od niejednorodności sygnału. Godny zauważenia jest fakt otrzymania znacznie mniejszych odchyłek przy zastosowaniu proporcjonalnej funkcji detekcyjnej (por. p. 6.3.2.). Wynika to z faktu, iż uzyskiwana jest ona bez wykorzystywania jakichkolwiek parametrów globalnych sygnału. Przeciwnie, binarna funkcja detekcyjna wykorzystuje tzw. "częstotliwość podstawową" określaną na podstawie widma sygnału (por. p. 6.3.1.). Wraz ze wzrostem niejednorodności sygnału można się więc spodziewać pogorszenia rezultatów otrzymywanych z użyciem tego rodzaju filtracji, co daje się zaobserwować w przytoczonych wynikach.

Analogicznie do przeprowadzonego w p. 8.1.5. wyboru metody optymalnej na podstawie analizy statystycznej wyników eksperymentu numerycznego, obecnie dokonać można wyboru metody najmniej wrażliwej na niejednorodność sygnału. Wyboru takiej metody filtracji dokonano przy założeniu jednakowej istotności parametrów zestawionych w tab. 8.4. Odrzucono przy tym parametry charakteryzujące się, niezależnie od metody filtracji, największą i najmniejszą wartością odchyłek (wyróżnione w tab. 8.4. kursywą). Były to (podobnie jak w p. 8.1.): pozycja skumulowana fazy szybkiej oraz maksymalna prędkość fazy wolnej. Dla pozostałych 5 parametrów diagnostycznych obliczono sumę odchyłek wyrażoną w procentach odpowiednio dla każdej z metod filtracji. Za metodę najmniej wrażliwą na niejednorodność sygnału uznano tę, która charakteryzowana była przez minimalną wartość tak powstałej sumy. Jest to metoda gwarantująca otrzymanie parametrów diagnostycznych o wartościach niezależnych od jednorodności sygnału.

Tab 8.4. Uśrednione dla 5 testowych filtrowanych sygnałów niejednorodnych wartości procentowych odchyłek parametrów diagnostycznych od analogicznych parametrów sygnałów jednorodnych

Tłustym drukiem wyróżniono odchyłki minimalne wśród testowanych metod filtracji

Pochyłym drukiem wyróżniono wartości parametrów diagnostycznych wykluczonych z udziału w ocenie testowanych metod filtracji

parametr diagnostyczny	wynik otrzymany z użyciem filtracji Meyera o charakterystyce:			
	modyfikowanej adaptacyjnie:		stałej w czasie:	
	binarnie	proporcjonalnie	$f_g = 50\text{Hz}$	$f_g = 6.2\text{Hz}$
współczynnik wypełnienia fazą wolną	3.51	2.11	2.08	2.02
pozycja skumulowana fazy wolnej	2.19	3.33	4.92	4.73
pozycja skumulowana fazy szybkiej	<i>1.71</i>	<i>1.85</i>	<i>2.45</i>	<i>2.22</i>
średnia prędkość fazy wolnej	5.84	2.25	7.34	7.46
maksymalna prędkość fazy wolnej	7.33	5.86	<i>15.90</i>	<i>12.19</i>
średnia prędkość fazy szybkiej	7.38	1.47	6.02	3.99
maksymalna prędkość fazy szybkiej	6.42	1.72	5.58	3.57

parametr diagnostyczny	wynik otrzymany z użyciem filtracji Mallata o charakterystyce:			
	modyfikowanej adaptacyjnie:		stałej w czasie:	
	binarnie	proporcjonalnie	$f_g = 50\text{Hz}$	$f_g = 6.2\text{Hz}$
współczynnik wypełnienia fazą wolną	2.68	1.71	2.12	2.09
pozycja skumulowana fazy wolnej	2.99	3.76	4.69	4.58
pozycja skumulowana fazy szybkiej	<i>2.67</i>	<i>2.44</i>	<i>2.41</i>	<i>2.28</i>
średnia prędkość fazy wolnej	5.50	2.27	6.87	7.03
maksymalna prędkość fazy wolnej	<i>17.32</i>	<i>8.71</i>	<i>14.49</i>	<i>10.95</i>
średnia prędkość fazy szybkiej	5.93	2.42	6.27	3.65
maksymalna prędkość fazy szybkiej	1.85	1.74	4.47	5.38

W następstwie opisanej procedury, spośród metod filtracji zaproponowanych w p. 6.4., jako optymalną wybrano filtrację z użyciem **transformacji Meyera i proporcjonalnej funkcji detekcyjnej**.

8.4. Wyniki eksperymentu numerycznego przeprowadzonego z użyciem sygnałów rzeczywistych

Wyniki, otrzymane z użyciem sygnałów rzeczywistych ze zbiorów **H** i **C**, których wartości prawdziwe parametrów diagnostycznych nie są znane, nie mogą być oceniane w sposób ilościowy. Metodą oceny działania metod filtracji czasowo-częstotliwościowej o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie jest w tym przypadku porównanie otrzymanych parametrów diagnostycznych z parametrami otrzymanymi z użyciem metod filtracji o charakterystykach stałych w czasie. Zbiór parametrów diagnostycznych, stanowiących podstawę porównania, ograniczono do dwóch:

- ♦ ilości grubych pomyłek interpretacji, określanej jako różnica ilości i położenia faz wolnych i szybkich otrzymanych automatycznie z użyciem filtracji i otrzymanych w analizie manualnej (tabela 8.5.).
- ♦ średniej wartości współczynnika wypełnienia fazą wolną, jako wielkości reprezentatywnej dla skutecznej i precyzyjnej separacji faz (tabela 8.6.).

Jak to zostało wyjaśnione w p. 8.2., nie jest dopuszczalne tolerowanie żadnych grubych pomyłek interpretacji. W konsekwencji, tylko wartości współczynnika wypełnienia fazą wolną obliczone dla sygnałów, które - niezależnie od metody filtracji - były wolne od grubych pomyłek interpretacji, mogą być wzajemnie porównywane w celu oceny stopnia ingerencji stosowanej filtracji w jakość obliczanych parametrów diagnostycznych. Wartości te przedstawiono w tab. 8.6. tłustym drukiem z użyciem 4-cyfrowego zaokrąglenia. Dla metod filtracji, dla których wystąpiły pomyłki interpretacji średni współczynnik wypełnienia podano w tab. 8.6. kursywą - nie ma on sensu diagnostycznego ani porównawczego.

Tab. 8.5. Ilości grubych pomylek interpretacji sygnałów rzeczywistych

symbol sygnału	wynik otrzymany z użyciem filtracji Meyera o charakterystyce:			
	modyfikowanej adaptacyjnie:		stałej w czasie:	
	binarnie	propor- cjonalnie	$f_g = 50\text{Hz}$	$f_g = 6.2\text{Hz}$
C 01	0	0	3	0
C 02	3	0	9	0
C 03	2	0	12	0
C 04	1	1	8	1
C 05	0	0	0	0
C 06	0	0	0	0
C 08	0	0	2	0
C 10	1	0	2	0
C 11	1	0	2	1
C 13	0	0	0	0
C 14	1	1	0	1
C 15	0	0	0	0
C 17	0	0	1	0
C 20	0	0	1	1
H 01	0	0	0	0
H 02	1	0	6	0
H 04	1	0	1	0
H 16	0	0	8	0
H 21	1	0	7	0
H 22	1	0	5	0
H 24	0	0	0	0
H 25	2	0	4	1
H 29	7	5	15	5
H 31	2	1	4	1
H 32	7	6	9	9

Tab. 8.5. Ilości grubych pomyłek interpretacji sygnałów rzeczywistych - kontynuacja

symbol sygnału	wynik otrzymany z użyciem filtracji Mallata o charakterystyce:			
	modyfikowanej adaptacyjnie:		stałej w czasie:	
	binarnie	proporcjonalnie	$f_g = 50\text{Hz}$	$f_g = 6.2\text{Hz}$
C 01	0	0	11	0
C 02	1	0	2	0
C 03	4	4	13	3
C 04	3	3	6	2
C 05	0	0	0	0
C 06	0	0	0	0
C 08	0	0	0	0
C 10	1	0	2	0
C 11	1	0	2	1
C 13	1	0	1	0
C 14	1	1	0	1
C 15	0	0	1	0
C 17	0	0	1	0
C 20	0	0	6	1
H 01	0	0	0	0
H 02	2	0	4	2
H 04	1	1	3	1
H 16	1	1	7	1
H 21	5	1	10	2
H 22	3	1	4	1
H 24	0	0	0	0
H 25	2	0	5	0
H 29	7	6	34	5
H 31	1	0	5	0
H 32	7	7	11	7

Tab. 8.6. Zestawienie wartości średniej współczynnika wypełnienia fazą wolną dla sygnałów rzeczywistych

Pochyłym drukiem wyróżniono wartości obliczone dla sygnałów zawierających grube pomyłki interpretacji

Tłustym drukiem wyróżniono wartości obliczone dla sygnałów, które - niezależnie od metody filtracji - były wolne od grubych pomyłek interpretacji

symbol sygnału	wynik otrzymany z użyciem filtracji Meyera o charakterystyce:			
	modyfikowanej adaptacyjnie:		stałej w czasie:	
	binarnie	propor- cjonalnie	$f_g = 50\text{Hz}$	$f_g = 6.2\text{Hz}$
C 01	0.71	0.69	<i>0.72</i>	0.65
C 02	<i>0.69</i>	0.67	<i>1.66</i>	0.63
C 03	<i>0.55</i>	0.64	<i>2.13</i>	0.59
C 04	<i>0.59</i>	<i>0.58</i>	<i>0.51</i>	<i>0.58</i>
C 05	0.6540	0.6527	0.6593	0.6216
C 06	0.6400	0.6459	0.6421	0.6042
C 08	0.64	0.62	<i>0.64</i>	0.60
C 10	<i>0.62</i>	0.61	<i>0.62</i>	0.59
C 11	<i>0.63</i>	0.61	<i>0.59</i>	<i>0.59</i>
C 13	0.6285	0.6227	0.6471	0.6022
C 14	<i>0.65</i>	<i>0.64</i>	0.65	<i>0.59</i>
C 15	0.6298	0.6269	0.6433	0.5981
C 17	0.55	0.63	<i>0.65</i>	0.60
C 20	0.67	0.65	<i>0.69</i>	<i>0.63</i>
H 01	0.7387	0.7305	0.7396	0.7133
H 02	<i>0.83</i>	0.62	<i>0.63</i>	0.60
H 04	<i>0.80</i>	0.77	<i>0.77</i>	0.76
H 16	0.71	0.71	<i>0.72</i>	0.68
H 21	<i>0.68</i>	0.67	<i>0.66</i>	0.65
H 22	<i>0.51</i>	0.65	<i>0.65</i>	0.63
H 24	0.7129	0.7128	0.7274	0.7069
H 25	<i>0.56</i>	0.55	<i>0.56</i>	<i>0.52</i>
H 29	<i>0.66</i>	<i>0.65</i>	<i>0.66</i>	<i>0.64</i>
H 31	<i>1.59</i>	<i>0.62</i>	<i>0.63</i>	<i>0.59</i>
H 32	<i>0.64</i>	<i>0.82</i>	<i>0.81</i>	<i>0.79</i>

Tab. 8.6. Zestawienie wartości średniej współczynnika wypełnienia fazą wolną dla sygnałów rzeczywistych - kontynuacja

Pochyłym drukiem wyróżniono wartości obliczone dla sygnałów zawierających grube pomyłki interpretacji

Tłustym drukiem wyróżniono wartości obliczone dla sygnałów, które - niezależnie od metody filtracji - były wolne od grubych pomyłek interpretacji

symbol sygnału	wynik otrzymany z użyciem filtracji Mallata o charakterystyce:			
	modyfikowanej adaptacyjnie:		stałej w czasie:	
	binarnie	proporcjonalnie	$f_g = 50\text{Hz}$	$f_g = 6.2\text{Hz}$
C 01	0.74	0.71	<i>0.72</i>	0.66
C 02	<i>0.67</i>	0.67	<i>0.71</i>	0.63
C 03	<i>0.62</i>	<i>0.62</i>	<i>2.33</i>	<i>0.59</i>
C 04	<i>0.60</i>	<i>0.60</i>	<i>2.26</i>	<i>0.60</i>
C 05	0.6495	0.6526	0.6593	0.6208
C 06	0.6534	0.6465	0.6537	0.6079
C 08	0.6478	0.6342	0.6484	0.5958
C 10	<i>0.63</i>	0.61	<i>0.62</i>	0.59
C 11	<i>0.66</i>	0.62	<i>0.63</i>	<i>0.59</i>
C 13	<i>0.67</i>	0.62	<i>1.00</i>	0.60
C 14	<i>0.66</i>	<i>0.65</i>	<i>1.10</i>	<i>0.58</i>
C 15	0.66	0.64	<i>0.65</i>	0.61
C 17	0.64	0.63	<i>0.57</i>	0.60
C 20	0.69	0.66	<i>0.69</i>	<i>0.64</i>
H 01	0.7324	0.7294	0.7330	0.7118
H 02	<i>0.63</i>	0.63	<i>0.62</i>	<i>0.60</i>
H 04	<i>0.56</i>	<i>0.73</i>	<i>0.72</i>	<i>0.73</i>
H 16	<i>0.70</i>	<i>0.69</i>	<i>0.70</i>	<i>0.67</i>
H 21	<i>0.68</i>	<i>0.67</i>	<i>0.64</i>	<i>0.65</i>
H 22	<i>0.65</i>	<i>0.64</i>	<i>0.64</i>	<i>0.63</i>
H 24	0.7056	0.7021	0.7147	0.6969
H 25	<i>0.57</i>	0.54	<i>0.57</i>	0.52
H 29	<i>0.65</i>	<i>0.64</i>	<i>0.59</i>	<i>0.62</i>
H 31	<i>0.53</i>	0.63	<i>0.63</i>	0.59
H 32	<i>0.72</i>	<i>0.73</i>	<i>0.73</i>	<i>0.73</i>

Do eksperymentu numerycznego użyto sygnałów rzeczywistych o różnych własnościach. Jak wynika z tab. 8.5., wśród rozważanych sygnałów można wyodrębnić:

- ♦ grupę sygnałów, dla których żadna ze stosowanych metod filtracji nie powodowała wystąpienia grubych błędów interpretacji (np. C05, C06, H24);
- ♦ grupę sygnałów, dla których w zależności od zastosowanej metody filtracji pojawiały się grube błędy interpretacji (np. C01, C02, H02);
- ♦ grupę sygnałów, dla których grube błędy interpretacji występowały w każdym przypadku, niezależnie od stosowanych metod filtracji (np. C04, H29, H32).

Na podstawie szczegółowej analizy współczynnika wypełnienia fazą wolną sygnałów należących do pierwszej z wymienionych grup (tab. 8.6.) stwierdzić można że:

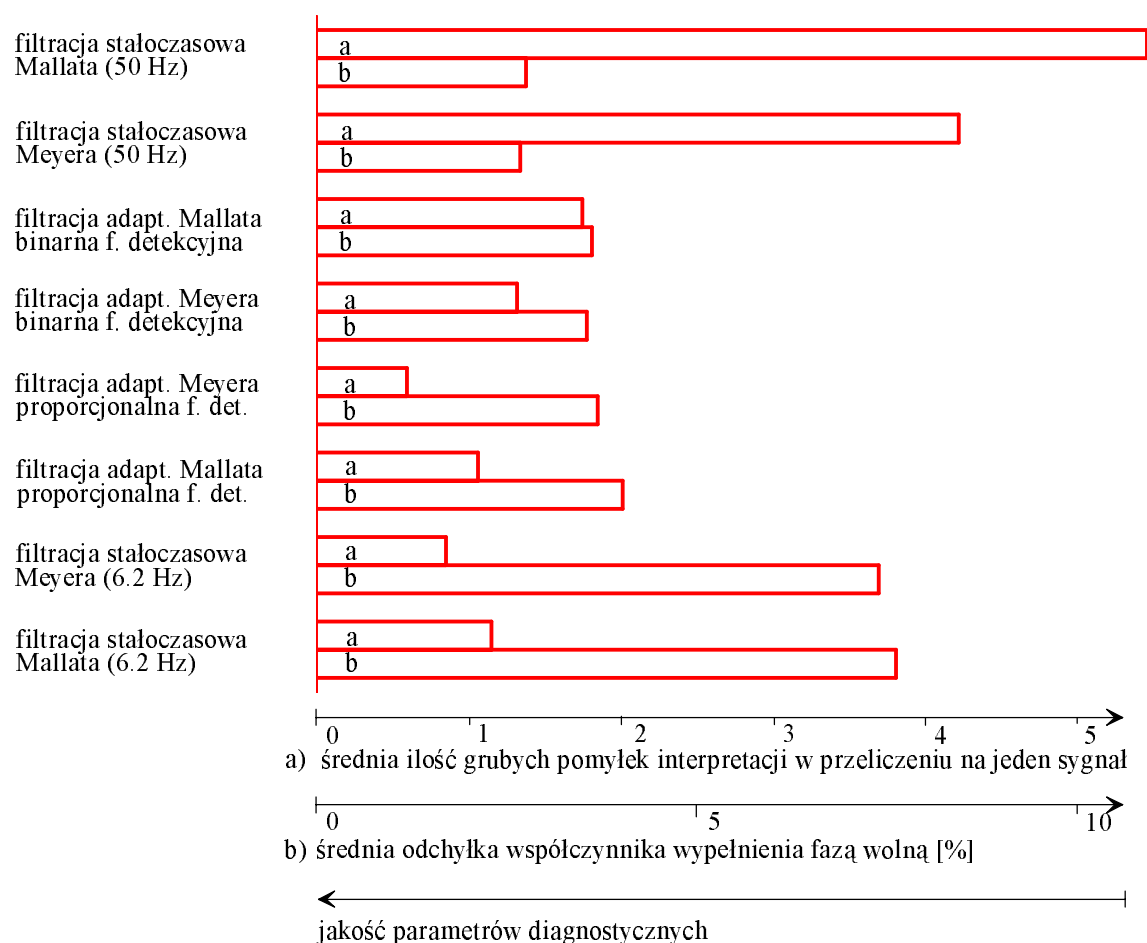
- ♦ dla każdego z sygnałów, wartości współczynnika wypełnienia fazą wolną uzyskane w wyniku filtracji o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie (niezależnie od transformacji i funkcji detekcyjnej) zawarte są w przedziale wyznaczonym przez wartości współczynnika wypełnienia fazą wolną uzyskane w wyniku filtracji stałoczasowych o częstotliwościach granicznych $f_g = 50$ Hz oraz $f_g = 6.2$ Hz,
- ♦ dla większości sygnałów, wartości współczynnika wypełnienia fazą wolną uzyskane w wyniku filtracji o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie (zwłaszcza przy zastosowaniu binarnej funkcji detekcyjnej) zbliżone są do wartości współczynnika wypełnienia fazą wolną uzyskanych w wyniku filtracji stałoczasowej o częstotliwości granicznej $f_g = 50$ Hz.

Analiza grubych pomyłek interpretacji sygnałów należących do drugiej z wymienionych grup pozwala stwierdzić że:

- ♦ ilość grubych pomyłek interpretacji jest znacznie niższa w przypadku stosowania filtracji o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie niż wartość średnia ilości grubych pomyłek interpretacji w przypadku stosowania filtracji stałoczasowych,
- ♦ ilość grubych pomyłek interpretacji jest znacznie niższa w przypadku stosowania proporcjonalnej funkcji detekcyjnej niż w przypadku stosowania binarnej funkcji detekcyjnej,

- ♦ ilość grubych pomyłek interpretacji jest nieco niższa w przypadku stosowania transformacji Meyera niż w przypadku stosowania transformacji Mallata,
- ♦ ilość grubych pomyłek interpretacji otrzymanych przy zastosowaniu transformacji Meyera i proporcjonalnej funkcji detekcyjnej jest nieco niższa niż przy zastosowaniu filtracji stałoczasowej o częstotliwości granicznej $f_g = 50$ Hz.

Wnioskiem wynikającym z istnienia sygnałów rzeczywistych, dla których grube błędy interpretacji występowały w każdym przypadku, niezależnie od stosowanych metod filtracji jest konieczność zapewnienia optymalnych warunków rejestracji sygnału okoruchowego.



Rys. 8.7. Interpretacja graficzna jakości parametrów diagnostycznych elektronystagmogramu obliczanych dla sygnałów rzeczywistych z zastosowaniem testowanych metod filtracji. Wysoka jakość parametrów diagnostycznych jest tu rozumiana jako jak najmniejsza odchyłka współczynnika wypełnienia fazą wolną przy jednocześnie jak najmniejszej ilości grubych pomyłek interpretacji.

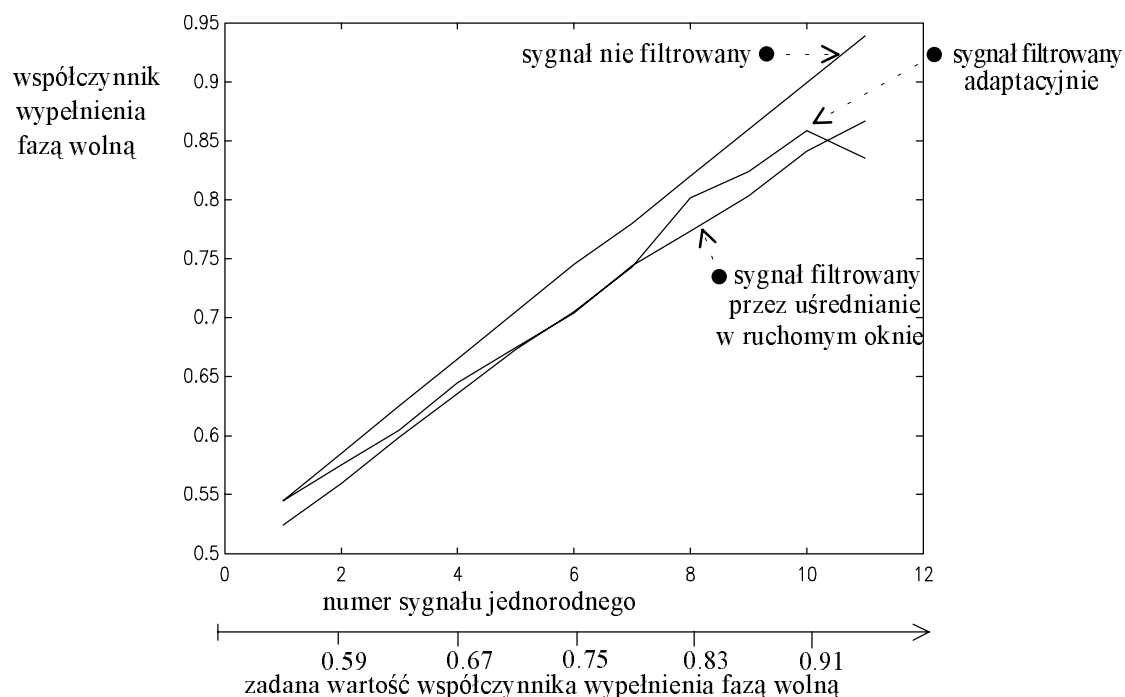
8.5. Wyniki porównań jakości parametrów diagnostycznych obliczanych z zastosowaniem filtracji czasowo-częstotliwościowej o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie z parametrami wyznaczonymi przy użyciu metod tradycyjnych

Jak to zostało zaznaczone na wstępie niniejszego rozdziału, wyniki porównań filtracji sygnału metodą czasowo-częstotliwościową i metodami konwencjonalnymi mają charakter orientacyjny. Na podstawie parametrów diagnostycznych obliczanych w oparciu o sygnały testowe można stwierdzić, że spośród wybranych filtrów częstotliwościowych żaden, nawet w przybliżeniu, nie odpowiadał filtracji czasowo-częstotliwościowej. Możliwy jest oczywiście taki dobór charakterystyki każdego filtru częstotliwościowego, aby wyliczony z jego użyciem dany parametr diagnostyczny miał wartość podobną do wartości tego parametru wyliczonej z użyciem testowanych metod filtracji. Posiadając tak zdefiniowany punkt odniesienia można porównywać jakość pozostałych parametrów diagnostycznych, a w konsekwencji wybrać lepszą metodę filtracji. Wybór taki, dotyczący konkretnej aplikacji, powinien uwzględniać także czynniki leżące poza obszarem tematycznym tej pracy, jak np. czas obliczeń itp. Jako przykład, uzupełniający wyniki określające jakość metod czasowo-częstotliwościowych, **porównano filtrację z użyciem transformacji Meyera i proporcjonalnej funkcji detekcyjnej z filtracją częstotliwościową przez uśrednianie w ruchomym oknie**. Za parametr odniesienia przyjęto **poziom odporności**. Dodatkowy test polegał więc na wyznaczeniu takich rozmiarów okna uśredniania, które zapewniały identyczny poziom odporności jak wybrana metoda czasowo-częstotliwościowa, tj. -18 dB. Poziom odporności testowano dla szumu białego pochodzącego z generatora wartości pseudolosowych. Wyliczona iteracyjnie minimalna szerokość okna uśredniania wyniosła 15 próbek, co implikuje 3 dB częstotliwość odcięcia tego filtru równą 5.5 Hz. Tabela 8.7. zestawia wartości parametrów diagnostycznych otrzymanych w wyniku analizy sygnału jednorodnego J09 z użyciem porównywanych metod filtracji. Na rysunku 8.8. przedstawiono odchyłki współczynnika wypełnienia fazą wolną K_w (uznanego za wielkość reprezentatywną dla skutecznej i precyzyjnej separacji faz) otrzymane z użyciem obu metod filtracji dla wszystkich sygnałów jednorodnych ze zbioru J.

Tab. 8.7. Zestawienie porównawcze parametrów diagnostycznych sygnału jednorodnego J 09 obliczanych z użyciem filtracji czasowo-częstotliwościowej o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie i filtracji częstotliwościowej przez uśrednianie w ruchomym oknie

parametr diagnostyczny	jednostka	Wartość otrzymana dla sygnału nie filtrowanego	Wartość otrzymana z użyciem filtracji:	
			Meyera o charakterystyce modyfikowanej adaptacyjnie proporcjonalnie	przez uśrednianie w ruchomym oknie o długości 15 próbek
poziom odporności na szum	dB	-	-18	-18
współczynnik wypełnienia fazą wolną	-	0.8597	0.8118	0.8033
pozycja skumulowana fazy wolnej	°	956.9	953.1	879.3
pozycja skumulowana fazy szybkiej	°	1046.2	1022.5	963.4
średnia prędkość fazy wolnej	°/s	48.58	49.10	48.58
maksymalna prędkość fazy wolnej	°/s	48.58	94.05	48.86
średnia prędkość fazy szybkiej	°/s	-361.33	-305.71	-274.08
maksymalna prędkość fazy szybkiej	°/s	-361.14	-409.52	-360.95

Przeprowadzone porównanie pozwala sformułować wniosek, że użycie filtracji czasowo-częstotliwościowej sygnału testowego pozwoliło na uzyskanie wartości większości parametrów bliższych wartościom otrzymanym dla sygnału nie filtrowanego, niż miało to miejsce w przypadku filtracji częstotliwościowej w ruchomym oknie. Podstawą porównania parametrów diagnostycznych jest identyczna odporność na zakłócenia obu metod filtracji. Fakt, iż przy tej samej odporności na zakłócenia (testowanej dla sygnału niejednorodnego z zawartością szumu białego) wartości większości pozostałych parametrów diagnostycznych obliczanych dla sygnału jednorodnego są bliższe wartościom prawdziwym (uzyskanym na podstawie nie filtrowanego sygnału jednorodnego) jest interpretowany jako **poprawa jakości parametrów diagnostycznych**.



Rys. 8.8. Wartości współczynnika wypełnienia fazą wolną uzyskane dla 11 sygnałów jednorodnych bez użycia filtracji, z użyciem filtracji w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie proporcjonalnie (transformacja Meyera) oraz z użyciem filtracji przez uśrednianie w ruchomym oknie (ang.: *moving average*) o długości 15 próbek

Parametrami, których jakość okazała się niższa w wyniku użycia testowanej metody filtracji są: maksymalna prędkość fazy wolnej oraz maksymalna prędkość fazy szybkiej. Wyjaśnienie przyczyn tego zjawiska znajduje się w p 8.1.2. i 8.1.3.

9. PODSUMOWANIE

9.1. Przegląd przeprowadzonych prac badawczych i doświadczalnych

Wnioskiem z wszechstronnych studiów literaturowych oraz własnych doświadczeń zgromadzonych przez autora w wyniku wieloletniej (klinicznej i laboratoryjnej) analizy sygnału elektronystagmograficznego było stwierdzenie znacznej wrażliwości tego sygnału na zakłócenia oraz znacznego wpływu tych zakłóceń (lub spowodowanych przez ich filtrację zniekształceń) na jakość i trafność - wyznaczanych na podstawie sygnału - parametrów diagnostycznych. W wyniku wcześniej przeprowadzonych eksperymentów wykazano, że filtracja sygnału w dziedzinie częstotliwości - jakkolwiek poprawia jego odporność na zakłócenia - prowadzi do zniekształceń sygnału, co w konsekwencji powoduje znaczne niedokładności obliczanych parametrów diagnostycznych. Do prac przeprowadzonych wcześniej należała również propozycja polegająca na wydzielaniu z sygnału fragmentów niezakłóconych (co nazwano "rozpoznawaniem"), a następnie przyjmowaniu ich za podstawę obliczania parametrów diagnostycznych. Jakkolwiek zaletą tej metody było przetwarzanie sygnału nie filtrowanego, powstała inna niedogodność, polegająca na niemożliwości obliczania parametrów o charakterze globalnym np. pozycji skumulowanych.

Zauważywszy, że proces "rozpoznawania" jest w istocie rodzajem czasowej filtracji sygnału, sformułowano tezę o możliwości poprawy parametrów diagnostycznych oczopląsu przy zastosowaniu filtracji sygnału w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej. Weryfikacja tej tezy była zasadniczym celem przeprowadzonych prac badawczych i eksperymentalnych. Filtracja sygnału w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie stwarzała nadzieję na połączenie zalet, a zarazem wyeliminowanie wad, obu znanych wcześniej metod. Potwierdzenie tych nadziei wymagało jednak przeprowadzenia szeregu eksperymentów numerycznych, których celem było zbadanie własności proponowanej metody filtracji.

Podczas przygotowywania zasadniczej części eksperymentów należało wybrać metodę filtracji czasowo-częstotliwościowej sygnału oraz zaprojektować algorytm adaptacyjnego doboru charakterystyk filtracji. Precedensowy charakter wykonywanych

badania, a w związku z tym brak jakichkolwiek wskazówek literaturowych w tym zakresie, był przyczyną sformułowania rozwiązań powyższych problemów w sposób wariantowy. W konsekwencji, testom numerycznym poddano cztery warianty filtracji sygnału w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie, wykorzystujące różne transformacje i różne funkcje detekcyjne. Do prac przygotowawczych należy także zaliczyć tworzenie zbioru sygnałów testowych zawierającego zarówno sygnały modelowe, jak i pozyskane w warunkach naturalnych. Kryterium doboru sygnałów była podatność obliczanych na ich podstawie parametrów diagnostycznych na poszczególne, testowane w danej fazie eksperymentu, rodzaje zniekształceń.

Kolejnym etapem prac było przeprowadzenie eksperymentów numerycznych i interpretacja uzyskanych wyników. Interpretacji wyników dokonano na drodze szczegółowej analizy parametrów diagnostycznych (uzyskiwanych po filtracji sygnału) oraz przez porównywanie parametrów otrzymanych z użyciem testowanych metod filtracji z parametrami otrzymanymi w wyniku analizy sygnałów filtrowanych częstotliwościowo i sygnałów nie filtrowanych. **W wyniku otrzymanych rezultatów stwierdzono poprawę jakości obliczanych parametrów diagnostycznych zarówno dla sygnałów modelowych jak i rzeczywistych.** Dodatkowym wynikiem analizy rezultatów eksperymentu numerycznego jest wytyczenie kierunków ewentualnych kolejnych prac badawczych, mających na celu dalszą poprawę jakości parametrów diagnostycznych.

9.2. Sugestie dotyczące kierunków dalszych prac badawczych w dziedzinie filtracji sygnału elektronystagmograficznego

W fazie przygotowywania eksperymentu numerycznego rozwiązywano niektóre kwestie w sposób arbitralny, co było podyktowane koniecznością przeprowadzenia eksperymentu w konkretnych warunkach sprzętowych. Wnioski wynikające z analizy rezultatów eksperymentu zostały sformułowane na podstawie czterech testowanych metod filtracji. Ich uogólnienie na inne metody filtracji czasowo-częstotliwościowej o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie wymaga szczegółowego zbadania wpływu na obliczane parametry diagnostyczne takich czynników jak:

- ♦ zastosowana transformacja czasowo-częstotliwościowa,
- ♦ zastosowana funkcja detekcyjna,
- ♦ zastosowane wartości modyfikatorów charakterystyki filtru.

Określenie wpływu wymienionych czynników na jakość uzyskiwanych parametrów diagnostycznych jest możliwym rozwinięciem podjętych w ramach tej pracy badań. Najistotniejszym problemem wydaje się obecnie zaproponowanie optymalnej metody adaptacyjnego doboru charakterystyk filtracji czasowo-częstotliwościowej sygnału.

9.3. Weryfikacja tezy pracy

Przeprowadzone prace badawcze miały na celu stwierdzenie **możliwości poprawy jakości parametrów diagnostycznych elektronystagmogramu poprzez zastosowanie filtracji czasowo-częstotliwościowej o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie**. Wynik analizy rezultatów przeprowadzonych prac badawczych i eksperymentalnych (por. rozdział 8) uprawnia do stwierdzenia, iż **możliwość taka istnieje**.

Filtracja sygnału elektronystagmograficznego w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie jest metodą nową i obiecującą, ale zarazem taką, której możliwości nie zostały jeszcze w pełni poznane. Przeprowadzone eksperymenty pozwoliły rzucić nowe światło na omówione zagadnienie i otworzyły nowy obszar zastosowań nowoczesnych technik cyfrowego przetwarzania sygnałów w dziedzinach biomedycznych.

Spis literatury dotyczącej metod filtracji sygnałów w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej

- 1.
2. [AUG95a] Augustyniak P. "Konstrukcje i własności ortogonalnych rodzin falkowych" - w przygotowaniu do druku.
3. [AUG95b] Augustyniak P. "Filtracja sygnału w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej z użyciem odwra całnych transformacji falkowych" - w przygotowaniu do druku.
4. [BAT87] Battle G. "A Block Spin Constuction of Ondelettes - Part I: Lemarie Functions" Commun. Math. Phys. Vol 110 pp. 601-615, 1987.
5. [BER89] Bertrand O. Bohorquez J. Pernier J. "Analyse et filtrage de signaux numeriques par transformations en ondelettes discrettes" INSERM-U280 LYON 1989.
6. [BER90] Bertrand O. Bohorquez J. Pernier J. "Technical Requirements for Evoked Potential Monitoring in the Intensive Care Unit", New Trends and Advanced Techniques in Clinical Neurophysiology - Elsevier Science 1990.
7. [BOO92] "Booklet of abstract from international conference WAVELETS AND APPLICATIONS" Toulouse 8-13 June 1992.
8. [BUR83] Burt P. J. Adelson E. H. "The Laplacian Pyramid as a Compact Image Code" IEEE Trans Commun Vol. COM-31 pp. 532-540, Apr. 1983.
9. [COM88] Combes J. M. Grossman A. Tchamitchian eds. "Wavalets, Time-Frequency Methods And Phase Space" proc of the International Conference Marseille, December 1987, Berlin, Springer Verlag 1988.
10. [FRA86] Frankiewicz Z., "Metody analizy sygnału EKG w obecności zakłóceń" praca doktorska, Polit. Śl. Wyd. Aut., Elektr., i Inform. Gliwice 1986. [BAR92] Bartnik E. A. Blinowska K. J. Durka P. J. "Single Evoked Potential Reconstruction by Means of Wavelet Transform" Biological Cybernetics Vol. 67 pp. 175-181, 1992.
11. [GAB46] Gabor D. "Theory of Communication" J of the IEEE Vol 93 pp 429-457, 1946.
12. [GIO85] Giordano A. A. Hsu F. M. "Least Square Estimation with Applications to Digital Signal Processing". John Wiley & Sons Inc. Editor USA 1995.
13. [GRO84] Grossman A. Morlet J. "Decomposition of Hardy Functions into Square Integrable Wavelets of Constant Shape" SIAM J. Math. Anal. 1984, 15, pp 723-736.
14. [JAC86] Jackson L. B. "Digital Filters and Signal Processing" Kluwer Academic Publishers second ed. 1986.
15. [KOR83] Kors J. A. "International Report on Adaptive Filtering" Dept. of Medical Informatics, Free University, Amsterdam, The Netherlands 1983.
16. [KRO87] Kronland-Martinet R. Morlet J. Grossman A. "Analysis of Sound Patterns Through Wavelet Transforms" Int. J. Pattern Recognition and Artificial Intelligence Vol 1. no 2. pp 273-302, pp 97-126, 1987.
17. [LEM89] Lemarie P. G. "Ondelettes a localisation exponentielles" J. Math. Pures Appl. 1989.

- 18.[MAC74] MacFarlane P. W., Lawrie T. D. V., "ECG Wave Smoothing and Recognition. An Introduction to Automated Electrocardiogram Interpretation" London, Butterworth, 1974, p. 25-39.
- 19.[MAL89] Mallat S. "A Theory for Multiresolution Signal Decomposition: The Wavelet Representation" IEEE Trans. on Pattern Analysis and Machine Intelligence Vol II, no 7, 1989.
- 20.[MEY87] Meyer Y. Jaffard S. Rioul O. "L'analyse par ondelettes" Pour la Science, Paris Sept. 1987, pp 28-37.
- 21.[MEY90] Meyer Y. "Ondelettes et operateurs" I: Ondelettes. Editions Herman 1990.
- 22.[MOR92] Morlet D., Peyrin F., Desseigne P., Touboul P., Rubel P. "Time-Scale Analysis of High-Resolution Signal-Averaged Surface ECG Using Wavelet Transformation" IEEE Trans. on Signal Proc. 1992, p. 393-396
- 23.[POR88] Porat M. Zeevi Y. Y. "The Generalized Gabor Scheme of Image Representation in Biological and Machine Vision" IEEE Trans. on Pattern Analysis and Machine Intelligence Vol 10. no 4. July 1988.
- 24.[RIO91] Rioul O. Vetterli M. "Wavelets and Signal Processing" IEEE Signal Processing Magazine Oct. 1991, pp 13-38.
- 25.[TAD93] Tadeusiewicz R. "Systemy wizyjne robotów przemysłowych" WKŁ Warszawa 1993
- 26.[TOM93] Tompkins W. J. "Biomedical Digital Signal Processing" PTR Prentice Hall 1993
- 27.[VET92] Vetterli M. Herley M. "Wavelets and Filter Banks: Theory and Design" IEEE Trans. on Signal Processing Vol 40, no 9, Sept. 1992.

Spis literatury dotyczącej elektrookulografii i elektronystagmografii

1. [ALS89] Alston A. E. "An integrated system for tracking of landmarks on video data: TOMAS - The Torsional Ocular Movement Analysis System" S. M. Thesis, MIT, Cambridge, 1989.
2. [ARZ87] Arzi M. "Traitement automatique des signaux vésibulo-oculaires et optocinétiques" These INSA de LYON nr 86ISAL0025 1987
3. [AUG92] Augustyniak P. "Mikrokomputerowy system analizy elektronystagmogramów" ZN AGH Elektrotechnika Tom 11. Zeszyt 4. 1992.
4. [AUG93] Augustyniak P. "Oprogramowanie systemu komputerowej analizy elektronystagmogramów" ZN AGH Elektrotechnika Tom 12. Zeszyt 1. 1993.
5. [AUG95c] Augustyniak P., Izworski A. "Metody akwizycji i własności sygnału okoruchowego" - w przygotowaniu do druku.
6. [BAR87] Barbur J. L., Thomson W. D., Forsyth P. M. "A New System for the Simultaneous Measurement of Pupil Size and Two-Dimensional Eye Movements" Clin Vision Sci., 2(2), 131-142, 1987.
7. [BOU84] Bour L. J., Van Gisbergen J. A., M. Bruins J., Ottes F. "The Double Magnetic Induction Method for Measuring Eye Movement - Results in Monkey and Man" IEEE Trans. on Biomedical Engineering, Vol BME-31. No 5, 1984.
8. [BOY67] Boyce P. R., West D. C. "The frequency responses of Contact Lens Stalk Assemblies". Vision Research, 8, 475-480, 1967.
9. [BUC90] Bucher U., Heitger F., Mast F., Bishof N. "A novel automatic procedure for measuring ocular counterrolling: A computranalytical method to determine the eye's roll angle while subject work on perceptual tasks" Behavior Research Methods, Instrument & Computers, 22 (5); 433-439, 1990.
10. [BYF63] Byford G. H. "Non-linear relation between the corneo-retinal potential and horizontal eye movements" Proc. of the Physiological Society, 14-15, 1963.
11. [CAN93] Cannon EOS 5 User Guide 1993.
12. [COR73] Cornsweet T. N., Crane H. D. "Accurate Two-Dimensional Eye Tracker Using First and Fourth Purkinje Images Journal of the Optical Society of America 1973.
13. [COU93] Courjon J. H., Flandrin J. M. informacja ustna INSERM U-94 Lyon, France.
14. [DIT53] Ditchburn R. W., Ginsborg B. L. "Involuntary Eye Movements During Fixation" J. Physiol. (London) 119; 1-17, 1953.
15. [DIT73] Ditchburn R. W. "Eye Movements and Visual Perception" Clarendon press, Oxford, 1973.
16. [FIO77] Fiorentini A., Maffei L. "Instability of the eye in the dark and proprioception" Nature 269; p. 330-331; 1977.
17. [FIT42] Fitzgerald G., Hallpike C. "Studies in human vestibular function" Brain 65, 115, 1942.
18. [GOL91] Goldberg M. E., Eggers H. M., Gouras P. "The Ocular Motor System" 1991.
19. [HAT83] Hattamian M. "Design Considerations for a Real Time Ocular Counterroll Instrument" IEEE Trans. on Biomed. Engin. Vol BME-30, 278-288, 1983.

- 20.[ISH70] Ishikawa S., Naito M., Inaba K. "A New Videopupillography" *Ophtalmologica* 160; 248-259, 1970.
- 21.[IZW95] Izvorski A., Augustyniak P., Grabska-Chrząstowska J. "Przetwarzanie, analiza i automatyczne rozpoznawanie sygnału okoruchowego" w przygotowaniu do druku.
- 22.[JAN86] Janczewski G. "Otoneurologia kliniczna" PZWL Warszawa 1986.
- 23.[JEA76] Jeannerod M., Magnin M., Schmidt R., Stefanelli M., "Vestibular habituation to angular velocity step" *Biol. Cybernetics* 22; p. 39-48; 1976.
- 24.[JEN76] Jensen W. "Die Fernsehbildanalyse" *Albrecht v. Graefes Arch. Klin. Exp. Ophtalmologie*, 201; 183-191, 1976.
- 25.[JON61] Jongkees J. B. W *Acta Otolaryng. (Stoc.)*, 1961, 159
- 26.[JUH85] Juhola M., Jantti V., Pyrkko I. "Effect of Sampling Frequencies on Computation of the Maximum Velocity of Saccadic Eye Movements" *Biological Cybernetics* 53, 67-72, 1985.
- 27.[LAT76] Latkowski B. "Podstawy elektronystagmografii" PZWL Warszawa 1976.
- 28.[LEV84] Levine J. L. "Performance of an Eyetracker for Office Use" *Compt. Biol. Med. Vol. 14* No. 1; 77-89, 1984.
- 29.[LI85] Li H. F., Chan F. H. Y., Poon P. W. F. "Realtime online pattern recognition of eye position and movement" *IEE Proc. Vol. 132E* No. 6, 293-308, 1985.
- 30.[LOR48] Lord M. P., Wright W. D. "Eye Movements During Monocular Fixation" *Nature (London)* 162: 25, 1948.
- 31.[LOW57] Lowenstein O., Loewenfeld I. E. "Electronic Pupillography" 1957.
- 32.[MAC58] Mackworth J. F., Mackworth N. H. "Eye fixations recorded on a changing visual scenes by the television eye-marker. *J. Opt. Soc. Am.*, 48: 429-435, 1958.
- 33.[MEI65] Meiry J. L., "The vestibular system and human dynamic space orientation" *Sc. D. Thesis* M. I. T. Cambridge (MA), 1965.
- 34.[MER74] Merchant J., Morrisette R., Porterfeld J. L. "Remote Measurement of Eye Direction Allowing Subject Motion over One Cubic Foot" *IEEE Trans. Biomed. Eng. BME-21*, 309-317, 1974.
- 35.[MIS93] Miszke A., Rapacz S., Augustyniak P., Sokołowski J. "Komputerowa analiza próby kalorycznej" *Otolaryngologia Polska (dwumiesięcznik)* Tom XLVII Nr 1 1993.
- 36.[MOO91] Moore S. T., Curthoys I. S., McCoy S. G. "VTM - An image processing system for measurement ocular torsion" *Computer Methods & Progs. in Biomedical Engineering* 1991.
- 37.[OTT91] Ott D., Gehle F., Eckmiller R. "Video-Oculographic measurement of 3 dimensional eye rotations" *J. Neurosci. Meth.* 1991.
- 38.[PAR85] Parker J. A., Kenyon R. V., Young L. R. "Measurements of torsion from multitemporal images of the eye using digital signal processing techniques" *IEEE Trans. Biomed. Electron. BME-32*, No. 1, 28-36, 1985.
- 39.[PER93] Pernier J. informacja ustna INSERM U-94 Lyon, France.
- 40.[RAZ86] Razdan (?) 1983
- 41.[REU82] Reulen J. P. H., Bakker L. "The Measurement of Eye Movements Using Double Magnetic Induction" *IEEE Trans. on Biomedical Engineering*, Vol BME-29. No 11 740-744, 1982.

- 42.[ROB63] Robinson D. A. "A Method for Measuring Eye Movement Using a Scleral Search Coil in a Magnetic Field" IEEE Trans. on Biomedical Engineering 10, 137-145, 1963.
- 43.[SCH22] Schott E. "Über die Registrierung des Nystagmus und anderer Augenbewegungen mittels des Seitengalvanometers" Deutsches Archiv fuer Klinische Medizin 140, 79-90, 1922.
- 44.[SCH86] Scherer H., Brandt U., Clarke A. H. "European Vestibular Experiments on the Spacelab-1 Mission: 3. Caloric Nystagmus in Microgravity. Exp. Brain Res. 1986.
- 45.[SHA67] Shackel B. "Eye movement recording by Electro-Oculography" Venables P.H. Martion, I (Eds.) "A manual of psychophysiological methods". North-Holland Publishing Co., Amsterdam 1967 p. 300-334.
- 46.[SHE73] Sheena D. "Two digital techniques for eye position measurement" At: "Eighth annual meeting of the Association for the Advancement of Medical Instrumentation" Washington D. C. Vol 7, 78, 1973.
- 47.[SOM87] Sommaire des communications de la conference: "Les troubles de l'equilibre d'origine peripherique" Soc. Oto-Neuro-Ophthalmologie de la reg. Lyonnaise. Chateau de Laflachere 27. 06. 1987.
- 48.[STA61] Stark L., Sandberg A. "A Simple Instrument for Measuring Eye Movements" Progress Report 62 Research Laboratory of Electronics, MIT, 268, 1961.
- 49.[TEI91] Teiwes W. "Video-Okulographie - Registrierung von Augenbewegungen in drei Freiheitsgraden zur Erforschung und medizinischen Diagnostik des Gleichgewichtssystems" Ph. D. Thesis Berlin 1991.
- 50.[VIE87] Vieville T., Masse D. "Ocular counter-rolling during active head tilting in humans" Acta Otolaryngol. (Stockh.) 103, 280-290, 1987.
- 51.[YAM90] Yamanobe Y., Taira S., Morizono T. "Eye Movement Analysis System Using Computerized Image Recognition" Arches of Otolaryngology - Head & Neck Surgery Vol. 116; 338-341, 1990.
- 52.[YOU75] Young L. R., Scheena D. "Survey of Eye Movements Recordings Methods" Behavior Research Methods & Instruments 7, 397-429, 1975.
- 53.[ZEE82] Zeevi Y. Y., Ish-Shalom J. "Measurement of Eye Movements with a Ferromagnetic Contact Ring" IEEE Trans. on Biomedical Engineering 29, 511-522, 1982.

DODATEK 1 APROKSYMACJA O ZMIENNEJ ROZDZIELCZOŚCI

1.1. Teoria Mallata aproksymacji przestrzeni $L^2(R)$ ze zmienną rozdzielczością¹

Oznaczmy przez A_{2^j} operator aproksymujący sygnał $f(x)$ w $L^2(R)$ przy rozdzielczości 2^j . Ma on następujące własności:

1. A_{2^j} jest operatorem liniowym, będącym projekcją sygnału $f(x)$ na przestrzeń wektorową V_{2^j} zawartą w $L^2(R)$

$$A_{2^j} \circ A_{2^j} = A_{2^j} \quad (D.1.)$$

2. Spośród wszystkich funkcji przestrzeni wektorowej V_{2^j} , $A_{2^j} f(x)$ jest najbardziej zbliżona do $f(x)$

$$\forall g: g(x) \in V_{2^j} \quad \|g(x) - f(x)\| \geq \|A_{2^j} f(x) - f(x)\| \quad (D.2)$$

w konsekwencji, A_{2^j} jest ortogonalną projekcją w przestrzeni V_{2^j} .

3. Aproksymata sygnału przy rozdzielczości 2^{j+1} zawiera wszystkie informacje niezbędne do obliczenia aproksymaty tego samego sygnału przy niższej rozdzielczości 2^j . Ponieważ A_{2^j} jest operatorem projekcji w przestrzeni V_{2^j} , zasada ta jest równoważna:

$$\forall j \in \mathbb{Z} \quad V_{2^j} \subset V_{2^{j+1}} \quad (D.3.)$$

4. Operacja aproksymacji jest wykonywana podobnie, niezależnie od poziomu rozdzielczości. Każda przestrzeń aproksymacji V_{2^j} może być wyprowadzona z innej przestrzeni aproksymacji za pomocą skalowania każdej aproksymowanej funkcji przez stosunek współczynników rozdzielczości tych przestrzeni.

$$\forall j \in \mathbb{Z} \quad f(x) \in V_{2^j} \Leftrightarrow f(2x) \in V_{2^{j+1}} \quad (D.4.)$$

¹ Teoria została przytoczona za [MAL89] przy zachowaniu oryginalnych oznaczeń autora i dokonaniu niezbędnych skrótów.

5. Aproksymata $A_{2^j} f(x)$ sygnału $f(x)$ jest wyznaczana przez 2^j próbek na jednostkę długości. Jeżeli sygnał $f(x)$ podlega translacji o wartość proporcjonalną do 2^j , to odpowiadająca mu aproksymata $A_{2^j} f(x)$ podlega translacji o tę samą wartość. Po dokonaniu translacji, aproksymata $A_{2^j} f(x)$ jest nadal wyznaczana przez te same 2^j próbek, które poległy translacji:

$$I(A_{2^j} f(x)) = (\alpha_i)_{i \in \mathbb{Z}} \Leftrightarrow I(A_{2^j} f(x - k)) = (\alpha_{i-k})_{i \in \mathbb{Z}} \quad (D.5)$$

gdzie I jest izomorfizmem przekształcającym przestrzeń V_{2^j} na $L^2(\mathbb{Z})$.

6. Wzrost rozdzielczości powoduje zbieżność aproksymaty $A_{2^j} f(x)$ do sygnału oryginalnego $f(x)$, spadek rozdzielczości powoduje, że aproksymata $A_{2^j} f(x)$ zawiera coraz mniej informacji i jest zbieżna do zera.

$$\left. \begin{aligned} \lim_{j \rightarrow +\infty} V_{2^j} &= \bigcup_{j=-\infty}^{j=+\infty} V_{2^j} \text{ jest gęsta w } L^2(\mathbb{R}) \\ \lim_{j \rightarrow +\infty} V_{2^j} &= \bigcap_{j=-\infty}^{j=+\infty} V_{2^j} = \{0\} \end{aligned} \right\} \quad (D.6)$$

Zbiór przestrzeni wektorowych $(V_{2^j})_{j \in \mathbb{Z}}$ spełniających kryteria 1 ... 6 nazywamy aproksymacją przestrzeni $L^2(\mathbb{R})$ ze zmienną rozdzielczością.

1.2. Funkcja skalująca

Jak zostało udowodnione przez S. Mallata [MAL89], jeżeli $\{V_{2^j}\}$ jest wielopoziomową aproksymacją przestrzeni $L^2(\mathbb{R})$, to istnieje jedyna funkcja $f(x)$ w $L^2(\mathbb{R})$, nazywana funkcją skalującą, taka że jeśli 2^j -krotne rozciągnięcie $f(x)$ jest wyrażone jako:

$$\phi_{2^j}(x) = 2^j \cdot \phi(2^j \cdot x) \quad (D.7.)$$

to:

$$\left(\sqrt{2^{-j}} \cdot \phi_{2^j}(x - 2^{-j}n) \right)_{n \in \mathbb{Z}} \quad (\text{D.8.})$$

jest ortonormalną bazą w przestrzeni V_{2^j} . Aproksymacja przestrzeni ze zmienną rozdzielczością jest opisywana w sposób wzajemnie jednoznaczny przez funkcję skalującą. Wobec powyższego, ortogonalna projekcja na przestrzeń aproksymacji V_{2^j} może być dokonana przez dekompozycję sygnału $f(x)$ na ortonormalnej bazie, danej wzorem (D.8.). Dyskretna aproksymata sygnału $f(x)$ przy rozdzielczości 2^j jest zdefiniowana przez zbiór iloczynów skalarnych:

$$A_{2^j}^d f(n) = \langle f(n), \phi_{2^j}(n - 2^{-j}n) \rangle \quad (\text{D.9.})$$

które są równoważne konwolucjom sygnału $f(x)$ i funkcji analizującej $f(x)$ obliczanym w punktach $2^j n$.

Wobec faktu, że funkcje $f(x)$ mogą być interpretowane jako filtry dolnoprzepustowe i na każdym z poziomów rozdzielczości aproksymatę charakteryzuje inna wartość maksymalnej częstotliwości mogącej w niej wystąpić, aproksymata sygnału ze zmienną rozdzielczością jest jego reprezentacją w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej. Konsekwencją ortonormalności bazy dekompozycji jest pełna równoważność sygnału i jego reprezentacji w dziedzinie czasowo-częstotliwościowej. Oznacza to kompletność i brak redundancji informacji o sygnale $s(t)$ w jego reprezentacji $v(t, f)$. Dzięki temu, możliwe jest bezstratne odtworzenie sygnału dyskretnego $s(t)$ na podstawie jego reprezentacji $v(t, f)$, przy czym jako bezstratność należy rozumieć identyczność sygnału wyjściowego $s(t)$ i sygnału otrzymanego przez odtworzenie z reprezentacji czasowo-częstotliwościowej.

DODATEK 2 OPIS FUNKCJI I WYWOŁAŃ M-PLIKÓW WCHODZĄCYCH W SKŁAD EKSPERYMENTU NUMERYCZNEGO

Dodatek 2 zawiera opis wszystkich plików utworzonych przez autora w celu implementacji w systemie 'Matlab-386' następujących algorytmów:

- ♦ metod filtracji czasowo-częstotliwościowej o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie,
- ♦ metod filtracji czasowo-częstotliwościowej o charakterystykach stałych w czasie,
- ♦ metod filtracji częstotliwościowej,
- ♦ dwuetapowego algorytmu obliczania parametrów diagnostycznych elektronystagmogramu na podstawie sygnału okoruchowego,
- ♦ procedur przygotowujących sygnały testowe i zarządzających nimi,
- ♦ procedur analizy statystycznej i graficznej plików wynikowych,
- ♦ procedur służących do organizacji eksperymentu numerycznego.

Opis ten zawiera :

- ♦ nazwę pliku i opis jego funkcji,
- ♦ sposób wywołania,
- ♦ nazwy i znaczenie parametrów wejściowych i wartości wyjściowych (jeżeli istnieją),
- ♦ nazwy i format plików wejściowych i wyjściowych (jeżeli istnieją),
- ♦ nazwy plików współpracujących (jeżeli istnieją)¹

Opis został utworzony automatycznie za pomocą programu katalogującego na podstawie linii komentarzy umieszczonych na początku każdego z plików². Z poziomu 'Matlaba' są one dostępne za pomocą polecenia 'help nazwa_pliku'.

¹ Pominięto standardowe m-pliki Matlaba-386 zawarte w katalogach ...\\MATLAB\ oraz ...\\SIGNAL\

² Konsekwencją automatycznego utworzenia spisu plików jest brak polskich znaków diakrytycznych w dalszej części Dodatku 2. Znaki te nie są również dostępne w systemie 'Matlab-386'.

1. --->>> PLIK: FINDEXTR.M <<<

function e=findextr(s, w)

funkcja okresla wystepowanie ekstremow lokalnych w sygnale wejscowym

wywołanie: findextr(s, w)

gdzie: s - wektor kolumnowy sygnalu wejscowego

w - jesli istnieje - jest szerokoscia okna korekty ekstremow

funkcja zwraca wektor o dlugosci rownej dlugosci wektora sygnalu zawierajacym:

- wartosc 1 jezeli w sygnale na danej pozycji wystepuje maksimum lokalne
- wartosc -1 jezeli w sygnale na danej pozycji wystepuje minimum lokalne
- wartosc 0 w pozostalych przypadkach

2. --->>> PLIK: FPRINTFM.M <<<

function fprintfm(file, format, matrix)

funkcja zapisuje macierz do pliku tekstowego ASCII

WYWOŁANIE: fprintfm(file, format, matrix)

WEJSCIE: file - nazwa pliku docelowego

format - format zapisu (UWAGA! z konwencji formatow C dziala tylko
opcja %x.xf, dlatego zamiast formatu
staloprzecinkowego %d nalezy stosowac %x.0f)

matrix - macierz do zapisu

UWAGA Czas wykonania zapisu jest znaczny w przypadku duzych macierzy

3. --->>> PLIK: ILEFAZ.M <<<

function c=ilefaz(x)

funkcja oblicza ilosc faz wolnych i szybkich oczoplasu

wywołanie: ilefaz(x)

gdzie: x - wektor kolumnowy sygnalu nystagmograficznego

funkcja zwraca wektor dwoch wartosci:

- ilosc faz wolnych oczoplasu
- ilosc faz szybkich oczoplasu

<engphase.m>

4. --->>> PLIK: LOCALMAX.M <<<

function [x,y]=localmax(pkt, sygn, p, k)
funkcja realizuje poszukiwanie pierwszego maksimum lokalnego
wsrod 'pkt' punktow sygnalu 'sygn' poczawszy od 'p' az do 'k'

WYWOLANIE: [x,y]=localmax(pkt, sygn, p, k)

WEJSCIE: pkt - szerokosc okna wyboru watosci ekstremalnej
sygn - wektor wejsciuowy sygnalu
p - poczatkowa probka poszukiwania ekstremum
k - koncowa probka poszukiwania ekstremum

WYJSCIE: x - wartosc znalezionego ekstremum lokalnego
y - polozienie znalezionego ekstremum lokalnego

5. --->>> PLIK: ADAP_FDP.M <<<

function y=adap_fdp(x, w)
funkcja realizuje adaptacyjna filtracje dolnoprzepustowa poprzez
usrednianie wazone gaussoida w oknie o parametrach dobieranych na
podstawie biezacego pomiaru stosunku sygnalu do szumu zdefiniowanego
czestotliwosciowo

WYWOLANIE: y=adap_fdp(x, w)

WEJSCIE: x - sygnal wejsciuowy
w - szerokosc okna pomiaru stosunku sygnalu do szumu

WYJSCIE: y - sygnal filtrowany

<pb11_fdp.m>

6. --->>> PLIK: AUTOF1.M <<<

function r=autof1(p, par, orf)
funkcja realizuje filtracje sygnalu "p" w dziedzinie czasowo-czestotl.
przy uzyciu ortogonalnej rodziny falek Meyera lub Mallata
funkcja sygnalu wyznaczajaca charakterystyki filtru czasowo-
czestotliwosciowego jest okreslona przez "fdet1.m" filtracja nastepuje
dla najwyzej 6 gornych oktaw sygnalu
funkcja detekcyjna jest traktowana 'progowo'

wywołanie: autof1(p,par,orf)

gdzie: p - wektor kolumnowy sygnalu do filtracji
par - macierz parametrow adaptacyjnego doboru filtru
format: [par1 par2 par3 - dla 1 oktawy
par1 par2 par3 - dla 2 oktawy
..... - itd...
filtracja w kazdej z oktaw jest dobierana wg. wzoru:
if(fdet >= par1) (par2), else (par3)
orf - wybor metody filtracji przez podanie ortogonalnej rodziny falek

funkcja zwraca wektor kolumnowy sygnalu filtrowanego

<fdet1.m> <filmey.m> <filmal.m>

7. --->>> PLIK: AUTOF2.M <<<

function r=autof2(p, par, orf)
funkcja realizuje filtracje sygnalu "p" w dziedzinie czasowo-czestotl.
przy uzyciu ortogonalnej rodziny falek Meyera lub Mallata
funkcja sygnalu wyznaczajaca charakterystyki filtru czasowo-

czestotliwosciowego jest okreslona przez "fdet2.m" filtracja nastepuje dla najwyzej 6 gornych oktaw sygnalu
funkcja detekcyjna jest traktowana 'plynnie'

wywolanie: autof2(p, par, orf)

gdzie: p - wektor kolumnowy sygnalu do filtracji
par - macierz parametrow adaptacyjnego doboru filtru
format: [par1 par2 - dla oktawy 1
par1 par2 - dla oktawy 2
..... - itd...
filtracja w kazdej z oktaw jest dobierana wg. wzoru:
(par1)*(fdet)+(par2)
orf - wybor metody filtracji przez podanie ortogonalnej rodziny falek

funkcja zwraca wektor kolumnowy sygnalu filtrowanego
<fdet1.m> <filmey.m> <filmal.m>

8. --->>> PLIK: CHKIFREQ.M <<<

% wyznaczenie charakterystyk czestotliwosciowych filtrow:

- 1 - filtr "moving average"
- 2 - filtr "weighted moving average"
- 3 - filtr paraboliczny 9 pkt.
- 4 - filtr adaptacyjny s/n
- 5 - filtr falkowy Meyera 1 oct.
- 6 - filtr falkowy Meyera 1, 2, 3, 4 oct.
- 7 - filtr falkowy Mallata 1 oct.
- 8 - filtr falkowy Mallata 1, 2, 3, 4 oct.

9. --->>> PLIK: EXP3.M <<<

function y=exp3(x, nrfiltru)

uzycie filtrow:

- 1 - filtr falkowy Meyera 1 ... 4 oct/bin.
- 2 - filtr falkowy Meyera 1 ... 4 oct/analog.
- 3 - filtr falkowy Mallata 1 ... 4 oct/bin.
- 4 - filtr falkowy Mallata 1 ... 4 oct/analog.

WYWOLANIE: y=exp1(x, nrfiltru)

WEJSCIE: x - sygnal wejscowy
nrfiltru - numer filtru z listy powyzej

WYJSCIE: y - sygnal filtrowany

>f1.vff >f4.vff >hmey.orf >hmal.orf

10. --->>> PLIK: MALDRIN.M <<<

function b=maldrin(a, sw)

***Subsampling/upsampling wejscowego lancucha danych -opt

WYWOLANIE: maldrin(a, sw)

a - sygnal wejscowy (wektor kolumnowy)
sw - przelacznik funkcji : 0 - subsampling, 1 - upsampling

Funkcja zwraca wektor o dlugosci length(a)/2 skladajacy sie z elementow wektora wejscowego o nieparzystych indeksach lub

wektor o dlugosci length(a)*2 ktorego elementy o nieparzystych indeksach przepisane sa z wektora wejsciowego a pozostale sa = 0

11. --->>> PLIK: MEYANALE.M <<<

function d=meyanale(f,v, dispen)

***Analiza czasowo czestotliwosciowa sygnalu metoda wavelets Meyera
wersja 'meyanal5.m' z wczytaniem z zewnatrz macierzy falkowej Meyera

WYWOLANIE: meyanale(f,v,dispen)

f - sygnal do analizy (wektor kolumnowy)

v - macierz falkowa Meyera

dispen - jezeli istnieje zezwala na wyswietlanie wykresow

Funkcja zwraca wektor wspolczynnikow Meyera

Probkowanie na poczatku przedzialu z zachowaniem energii

12. --->>> PLIK: MEYINIT_.M <<<

function h=meyinit(n)

***Zainicjowanie rodziny ortogonalnych falek Meyera -opt
(made in Poland by Piotr AUGUSTYNIAK)

WYWOLANIE: meyinit(n)

n - dlugosc wektora falki

Funkcja zwraca macierz rodziny falek Meyera w dziedzinie czestotliwosci
o rozmiarach (x, y)

gdzie x - dlugosc wektora sygnalu (dziedzina czestotliwosci)

y - ilosc analizowanych czestotliwosci (oktaw)

>meyteta.m

13. --->>> PLIK: MEYSYNTE.M <<<

```
function s=meysynte(d,o,dispen)
***Synteza czasowo czestotliwosciowa sygnalu metoda wavelets Meyera
    na podstawie wektora wspolczynn timer falkowych -opt
    wersja 'meysynt5.m' z wczytaniem z zewnatrz macierzy wspolczynn timer falkowych
Meyera
```

```
WYWOLANIE: meysynte(d,o,dispen)
```

```
d - wektor wspolczynn timer falkowych (wektor kolumnowy)
o - macierz wspolczynn timer falkowych Meyera
dispen - jezeli istnieje zezwala na wyswietlanie wykresow
```

```
Funkcja zwraca wektor zrekonstruowanego sygnalu
Rotacja falki podczas syntezy
```

14. --->>> PLIK: MEYTETA.M <<<

```
function t=meyteta(f,n,alfa,meyepsi)
***Funkcja inicjujaca widmo falki Meyera przy zalozeniu ortogonalnosci
```

```
WYWOLANIE: meyteta(f,n,alfa,meyepsi)
```

```
f - czestotliwosc "gorna" graniczna falki (zalozenie: f>0)
n - dlugosc zakladanego wektora sygnalu
alfa - stala =log(1-1/sqrt(2))
meyepsi - rozleglosc obszaru przenikania sie sasiednich falek
```

```
Funkcja zwraca wektor widma jednej falki Meyera o dlugosci n
```

15. --->>> PLIK: MFAR_FDP.M <<<

```
function y=mfar_fdp(x)
'moving window' - filtr dolnoprzepustowy o wspolczynnikach wazonych
```

```
wywolanie: y=mfar_fdp(x)
```

```
y - sygnal wyjsciowy - wektor
x - sygnal wejscowy - wektor
```

16. --->>> PLIK: MIXER.M <<<

function y=mixer(x1, k1, x2, k2, x3, k3, x4, k4)
funkcja realizuje mieszanie sygnałów x1, x2, x3, x4 w proporcjach zadanych
współczynnikami k1, k2, k3, k4

WYWOŁANIE: y=mixer(x1, k1, x2, k2, x3, k3, x4, k4)

WEJSCIE: x1 - wektor kolumnowy sygnału 1
 k1 - współczynnik proporcji sygnału 1
 x2 - wektor kolumnowy sygnału 2
 k2 - współczynnik proporcji sygnału 2
 x3 - wektor kolumnowy sygnału 3
 k3 - współczynnik proporcji sygnału 3
 x4 - wektor kolumnowy sygnału 4
 k4 - współczynnik proporcji sygnału 4
WYJSCIE: y - suma sygnałów

17. --->>> PLIK: MWIN_FDP.M <<<

function b=mwin_fdp(a, w)
'moving window' - filtr dolnoprzepustowy

wywołanie: b=mwin_fdp(a, w)

b - sygnał wyjściowy - wektor
a - sygnał wejściowy - wektor
w - szerokość okna - ilość próbek

18. --->>> PLIK: ENGCOMP.M <<<

function q=engcomp(x, x1, x2, x3, prm)
porównywanie wyników eksperymentów

WYWOŁANIE: q=engcomp(x, x1, x2, x3, prm)

WEJSCIE: x: 2 - ed2
 4 - ed4
 0 - ed2 i ed4
 x1: 1..5 - nr części exp
 x2: nr sygnału wg kodu
 x3: nr filtru

19. --->>> PLIK: ENGCOMP1.M <<<

function y=engcomp1(noisenbr, filtnbr1, filtnbr2, prm)
graficzne porównywanie niejednorodnych zaszumionych sygnałów ENG

20. --->>> PLIK: NOISE.M <<<

function b=noise(a, i)
wyprodukowanie szumu białego o energii równej energii sygnału a
i - jeżeli istnieje - wymusza wyjście typu INTEGER

21. --->>> PLIK: OKNO.M <<<

function w=okno(s)
funkcja wyznacza szerokosc okna filtracji dolnoprzepustowej optymalnej
dla czestotliwosci podstawowej nystagmogramu

wywołanie: okno(s)

gdzie: s - wektor kolumnowy sygnału nystagmogramu

<mwin_fdp.m> <findextr.m>

22. --->>> PLIK: ENGCOMP2.M <<<

function q=engcomp2(x, x1, x2, x3, prm)
porównywanie wyników eksperymentów

WYWOŁANIE: q=engcomp2(x, x1, x2, x3, prm)

WEJSCIE: x: 2 - ed2
 4 - ed4
 0 - ed2 i ed4
 x1: 1..5 - nr części exp
 x2: nr sygnału wg kodu
 x3: nr filtru

23. --->>> PLIK: PB11_FDP.M <<<

function y=pb11_fdp(x)
funkcja realizuje filtrację dolnoprzepustową poprzez przybliżenie sygnału
wielomianem 2 stopnia (parabola) opartym na 11 punktach

WYWOŁANIE: y=pb11_fdp(x)

WEJSCIE: x - wektor kolumnowy sygnału
WYJSCIE: y - sygnał filtrowany

24. --->>> PLIK: PB5_FDP.M <<<

function y=pb5_fdp(x)
funkcja realizuje filtrację dolnoprzepustową poprzez przybliżenie sygnału
wielomianem 2 stopnia (parabola) opartym na 5 punktach

WYWOŁANIE: y=pb5_fdp(x)

WEJSCIE: x - wektor kolumnowy sygnału
WYJSCIE: y - sygnał filtrowany

25. --->>> PLIK: PB7_FDP.M <<<

function y=pb7_fdp(x)
funkcja realizuje filtracje dolnoprzepustowa poprzez przyblizenie sygnalu wielomianem 2 stopnia (parabola) opartym na 7 punktach

WYWOLANIE: y=pb7_fdp(x)

WEJSCIE: x - wektor kolumnowy sygnalu

WYJSCIE: y - sygnal filtrowany

26. --->>> PLIK: PB9_FDP.M <<<

function y=pb9_fdp(x)
funkcja realizuje filtracje dolnoprzepustowa poprzez przyblizenie sygnalu wielomianem 2 stopnia (parabola) opartym na 9 punktach

WYWOLANIE: y=pb9_fdp(x)

WEJSCIE: x - wektor kolumnowy sygnalu

WYJSCIE: y - sygnal filtrowany

27. --->>> PLIK: ENGCUM.M <<<

function y=engcum(x, inv)
funkcja oblicza wartosc pozycji skumulowanej oczoplasu w funkcji czasu z aproksymacja predkosci w fazie przeciwnej

WYWOLANIE: y=engcum(x, inv)

WEJSCIE: x - wektor kolumnowy sygnalu nystagmograficznego

inv - jezeli istnieje - dopuszcza jednokrotna inwersje faz ENG

funkcja zwraca macierz y o dwuch kolumnach dlugosci rownej dlugosci wektora sygnalu wejsciowego x:

- pierwsza z kolumn zawiera pozycje skumulowana fazy wolnej

- druga z kolumn zawiera pozycje skumulowana fazy szybkiej

<engphase.m>

28. --->>> PLIK: PILA.M <<<

function s=pila(dlugosc, okres, amplituda, wypelnienie)
funkcja stanowi generator przebiegu pilokształtnego

wywołanie: pila(dlugosc, okres, amplituda, wypelnienie)

gdzie: dlugosc - zadana dlugosc sygnalu

okres - zadany okres sygnalu

amplituda - maksymalna amplituda sygnalu

wypelnienie - wspolczynnik wypelnienia (0.02 ... 0.98)

funkcja zwraca sygnal pilokształtny o parametrach zblizonych do zadanych o zerowej wartosci sredniej

29. --->>> PLIK: PILA1.M <<<

function s=pila1(dlugosc, okres, amplituda, wypelnienie, odchyłka)
funkcja stanowi generator przebiegu pilokształtnego o losowo zmiennym nachyleniu zbocza

wywołanie: pilal(dlugosc, okres, amplituda, wypelnienie, odchylka)

gdzie: dlugosc - zadana dlugosc sygnalu
okres - zadany okres sygnalu
amplituda - maksymalna amplituda sygnalu
wypelnienie - wspolczynnik wypelnienia (0.02 ... 0.98)
odchylka - dopuszczalna procentowa odchylka stromosci zbocza

funkcja zwraca sygnal pilokształtny o parametrach zbliżonych do zadanych
o zerowej wartosci sredniej

30. --->>> PLIK: SIGMA8.M <<<

function s=sigma8(omega)

***Konstrukcja funkcji splinu wielomianowego rzędu 3 (S. Mallat)

WYWOŁANIE: sigma8(omega)

omega - znormalizowana czestotliwosc wejscowa

Funkcja zwraca przebieg splinu wielomianowego rzędu 3

31. --->>> PLIK: SUCANAL.M <<<

function differ=sucanal(sinp,f)

***Analiza sygnalu wejscowego metoda SUBBAND CODING z filtrem kwadraturowym
(procedura rekurencyjna) -opt

WYWOŁANIE: sucanal(sinp,f)

sinp - sygnal do analizy (wektor kolumnowy)

f - macierz filtrow kwadraturowych

Funkcja zwraca wektor wspolczynnkow analizy

>sucanal.m >maldrin.m

32. --->>> PLIK: SUCSYNT.M <<<

```
function sout=sucsynt(dinp,f)
***Synteza sygnału na podstawie współczynników analizy
    metoda SUBBAND CODING z filtrem kwadraturowym (procedura rekurencyjna)
    -opt

WYWOŁANIE:  sucsynt(dinp,f)

dinp - wektor współczynników analizy (wektor kolumnowy)
f - macierz filtrów kwadraturowych

Funkcja zwraca wektor zrekonstruowanego sygnału

>maldrin.m  >sucsynt.m
```

33. --->>> PLIK: TOHORIZ.M <<<

```
function y=tohoriz(x)
funkcja zapewnia spoziomowanie wektora wejscowego

WYWOŁANIE:  y=tohoriz(x)

WEJSCIE: x - wektor wejscowy (1,n) lub (n, 1)

WYJSCIE: y - wektor wyjsciowy (1,n)

wartosci i uporządkowanie elementow wektora pozostaje bez zmian
```

34. --->>> PLIK: TOVERTIC.M <<<

```
function y=tovertic(x)
funkcja zapewnia spionowanie wektora wejscowego

WYWOŁANIE:  y=tovertic(x)

WEJSCIE: x - wektor wejscowy (1,n) lub (n, 1)

WYJSCIE: y - wektor wyjsciowy (n,1)

wartosci i uporządkowanie elementow wektora pozostaje bez zmian
```

35. --->>> PLIK: TRIANGLE.M <<<

```
function q=triangle(s)
funkcja oblicza współczynnik wypełnienia sygnału pilokształtnego

wywołanie: triangle(s)

gdzie: s - wejscowy sygnał pilokształtny

<findextr.m> <okno.m>
```

36. --->>> PLIK: ENG CUMUL.M <<<

function y=engcumul(x, inv)

funkcja oblicza wartosc pozycji skumulowanej oczoplasu w funkcji czasu

WYWOŁANIE: y=engcumul(x, inv)

WEJSCIE: x - wektor kolumnowy sygnału nystagmograficznego

inv - jeżeli istnieje - dopuszcza jednokrotną inwersję faz ENG

funkcja zwraca macierz y o dwóch kolumnach długości równej długości wektora sygnału wejściowego x:

- pierwsza z kolumn zawiera pozycje skumulowana fazy wolnej
- druga z kolumn zawiera pozycje skumulowana fazy szybkiej

<engphase.m>

37. --->>> PLIK: ENGDIAGN.M <<<

function v=engdiagn(e, s0)

funkcja oblicza parametry diagnostyczne sygnału okoruchowego

WEJSCIE: e - wektor kolumnowy sygnału nystagmograficznego

s0 - zmienna sterująca wyjściem:

1 - wyświetlanie, 2 - zapis na dysk, 3 - wyświetlanie i zapis

lub: e - macierz wyników (w formacie zapisanym przez program)

s0 =4 - wyświetlanie parametrów i opisu

WYJSCIE: v - parametr nieistotny

(zapis na dysk do pliku standardowego ed.mat)

>ilefaz.m >engcumul.m >engcum.m >engvm.m >engvs.m >engphase.m
>triangle.m >engstat.m

38. --->>> PLIK: ENGPHASE.M <<<

function y=engphase(x)

funkcja wyznacza fazy szybka i wolna nystagmogramu w oparciu o prędkość średnia faz występujących naprzemian

WYWOŁANIE: y=engphase(x)

WEJSCIE: x - wektor kolumnowy sygnału nystagmograficznego

funkcja zwraca wektor y o długości równej długości wektora sygnału wejściowego x zawierający wartości:

- 1 - jeżeli w wektorze x wystąpiła faza szybka
- 1 - jeżeli w wektorze x wystąpiła faza wolna

<findextr.m> <okno.m>

39. --->>> PLIK: ENGREVIA.M <<<

% przegląd sygnałów elektronystagmograficznych na ekranie

40. --->>> PLIK: ENGSTAT.M <<<

function v=engstat(e)

funkcja oblicza parametry statystyczne sygnału okoruchowego

WYWOŁANIE: v=engstat(e)

WEJSCIE: e - wektor dwukolumnowy fazy wolnej i szybkiej eng

WYJSCIE: v - wektor wartości średnich i odchylen std

41. --->>> PLIK: ENGV.M <<<

function y=engvm(x)

funkcja oblicza wartość chwilowej maksymalnej prędkości faz oczoplasu
w funkcji czasu

WYWOŁANIE: y=engvm(x)

WEJSCIE: x - wektor kolumnowy sygnału nystagmograficznego

funkcja zwraca macierz y o dwóch kolumnach długości równej długości
wektora sygnału wejściowego x:

- pierwsza z kolumn zawiera maksymalną chwilową prędkość fazy wolnej
- druga z kolumn zawiera maksymalną chwilową prędkość fazy szybkiej

<engphase.m>

42. --->>> PLIK: ENGVS.M <<<

function y=engvs(x)

funkcja oblicza wartość chwilowej maksymalnej prędkości faz oczoplasu
w funkcji czasu

WYWOŁANIE: y=engvs(x)

WEJSCIE: x - wektor kolumnowy sygnału nystagmograficznego

funkcja zwraca macierz y o dwóch kolumnach długości równej długości
wektora sygnału wejściowego x:

- pierwsza z kolumn zawiera średnią chwilową prędkość fazy wolnej
- druga z kolumn zawiera średnią chwilową prędkość fazy szybkiej

<engphase.m>

43. --->>> PLIK: EXP0.M <<<

% wyznaczenie charakterystyk czestotliwosciowych filtrow:

- 1 - filtr "moving average" 3 pkt.
- 2 - filtr "weighted moving average"
- 3 - filtr paraboliczny 11 pkt.
- 4 - filtr adaptacyjny s/n
- 5 - filtr falkowy Meyera 1 oct.
- 6 - filtr falkowy Meyera 1, 2, 3, 4 oct.
- 7 - filtr falkowy Mallata 1 oct.
- 8 - filtr falkowy Mallata 1, 2, 3, 4 oct.

44. --->>> PLIK: EXP1.M <<<

function y=expl(x, nrfiltru)

uzycie filtrow:

- 0 - brak filtracji
- 1 - filtr "moving average" 3 pkt.
- 2 - filtr "weighted moving average"
- 3 - filtr paraboliczny 11 pkt.
- 4 - filtr adaptacyjny s/n
- 5 - filtr falkowy Meyera 1 oct.
- 6 - filtr falkowy Meyera 1, 2, 3, 4 oct.
- 7 - filtr falkowy Mallata 1 oct.
- 8 - filtr falkowy Mallata 1, 2, 3, 4 oct.

WYWOŁANIE: y=expl(x, nrfiltru)

WEJSCIE: x - sygnał wejściowy
nrfiltru - numer filtra z listy powyżej

WYJSCIE: y - sygnał filtrowany

>f1.vff >f4.vff >hmey.orf >hmal.orf

45. --->>> PLIK: EXP2.M <<<

% plan eksperymentu 02

cel: wyznaczenie parametrów diagnostycznych dla sygnałów:

- 1 - sztucznych jednorodnych
 - 2 - sztucznych niejednorodnych
 - 3 - sztucznych niejednorodnych zakłóconych
 - 4 - oczoplasu postrotacyjnego kota
 - 5 - oczoplasu postkalorycznego człowieka
- przy użyciu filtrów o charakterystykach statycznych

46. --->>> PLIK: EXP4.M <<<

% plan eksperymentu 04

cel: wyznaczenie parametrów diagnostycznych dla sygnałów:

- 1 - sztucznych jednorodnych
- 2 - sztucznych niejednorodnych
- 3 - sztucznych niejednorodnych zakłóconych
- 4 - oczoplasu postrotacyjnego kota
- 5 - oczoplasu postkalorycznego człowieka

przy użyciu filtrów o charakterystykach dobieranych adaptacyjnie

47. --->>> PLIK: EXP5.M <<<

function y=exp5(e, e0, win)

testy filtracji moving average przy różnych szerokościach okna

WYWOŁANIE: y=exp5(e, e0, win)

WEJSCIE: e - sygnał jednorodny niefiltrowany
e0 - sygnał jednorodny filtrowany
win - szerokość okna усредniania

48. --->>> PLIK: FDET1.M <<<

function y=fdet1(x)

funkcja detekcyjna do celów filtracji adaptacyjnej t-f
oparta na zasadzie zgrubnego wyznaczenia faz szybkich
na sygnale silnie filtrowanym

WYWOŁANIE: y=fdet1(x)

WEJSCIE: x - wektor kolumnowy sygnału

funkcja zwraca zależność detekcyjną y (wektor kolumnowy)
zależność detekcyjną podana jest w formie binarnej <0, 2>

<mwin_fdp.m> <okno.m> <engphase.m>

49. --->>> PLIK: FDET2.M <<<

function y=fdet2(x)

funkcja detekcyjna do celów filtracji adaptacyjnej t-f
oparta na zasadzie zgrubnego wyznaczenia faz szybkich
na sygnale silnie filtrowanym i określania znormalizowanej prędkości
fazy szybkiej

WYWOŁANIE: y=fdet2(x)

WEJSCIE: x - wektor kolumnowy sygnału

funkcja zwraca zależność detekcyjną y (wektor kolumnowy)
zależność detekcyjną podana jest w formie analogowej <0, 1>

<mwin_fdp.m> <okno.m> <engphase.m>

50. --->>> PLIK: FEDIT.M <<<

function f=fedit(a,sfrq)

***Projektowanie wektorów filtrów falkowych

WYWOŁANIE: y=fedit(a,sfrq)

WEJSCIE: a - wektor do edycji - jezeli a jest wektorem kolumnowym
lub rozmiar wektora filtru - jezeli a jest liczba
sfrq - czestotliwosc probkowania sygnalu - jezeli jest podana -
umozliwia wypisywanie parametrow czasu i czestotliwosci w jednostkach: [ms] i
[Hz]

Funkcja zwraca wektor kolumnowy wspolczynnikow charakterystyki
przenoszenia filtru falkowego

51. --->>> PLIK: FILMAL.M <<<

function b=filmal(a,f,h,dispen)

***Filtracja czasowo czestotliwosciowa sygnalu metoda wavelets Mallata
z wczytaniem z zewnatrz wektora filtrow kwadraturowych

WYWOLANIE: filmal(a,f,h,dispen)

a - sygnal wejscowy (wektor kolumnowy)

f - wektor wspolczynnikow filtrow falkowych

h - wektor filtrow kwadraturowych

wektory 'a' 'h' i 'f' powinny miec jednakowa dlugosc

dispen - jezeli istnieje zezwala na wyswietlanie wykresow

Funkcja zwraca wektor sygnalu po dokonaniu filtracji

>sucanal.m >sucsynt.m

52. --->>> PLIK: FILMEY.M <<<

function b=filmey(a,f,h,dispen)

***Filtracja czasowo czestotliwosciowa sygnalu metoda wavelets Meyera
z wczytaniem z zewnatrz macierzy falkowej

WYWOLANIE: filmey(a,f,h,dispen)

a - sygnal wejscowy (wektor kolumnowy)

f - wektor wspolczynnikow filtrow falkowych

h - macierz falkowa Meyera

wektory 'a' i 'f' powinny miec jednakowa dlugosc

dispen - jezeli istnieje zezwala na wyswietlanie wykresow

Funkcja zwraca wektor sygnalu po dokonaniu filtracji

>meyanale.m >meysynte.m

53. --->>> PLIK: FILTRY.M <<<

```
function f=filtry(l,dispen)
```

```
***konstrukcja dwoch stowarzyszonych filtrow kwadraturowych H i G
```

```
o dlugosci l i srodku w l/2 -opt
```

```
PROCEDURA POPRAWIONA - ZWRACA FILTRY ORTOGONALNE
```

```
WYWOLANIE: filtry(l,dispen)
```

```
l - dlugosc filtrow
```

```
dispen - jezeli istnieje zezwala na wyswietlanie wykresow
```

```
Funkcja zwraca dwukolumnowa macierz filtrow kwadraturowych o dlugosci l
```

```
Pierwsza kolumna jest filtrem dolnoprzepustowym, druga - stowarzyszona falka
```

```
>sigma8.m
```

KONIEC KATALOGU PLIKOW MATLABA

ENGLISH SUMMARY

DETERMINATION OF THE DIAGNOSTIC PARAMETERS OF AN ELECTRONYSTAGMOGRAM USING SIGNAL FILTRATION IN THE TIMEFREQUENCY DOMAIN AND ADAPTATIVELY SELECTED CHARACTERISTICS

The present study introduces the application of adaptative signal filtration in the time-frequency domain using reversible wavelet transforms for the determination of the electronystagmogram diagnostic parameters. A significant improvement in quality of the calculated diagnostic parameters has been achieved, expressed by a simultaneous occurrence of minimum inaccuracies and a minimum number of interpretation errors.

As conclusion of comprehensive literature investigations and own expertise accumulated by the author during many years of the electronystagmographic signal analysis (both clinical and laboratory), it has been stated that the signal is highly sensitive to interferences and that those interferences (and the distortions generated during their filtration) markedly influence the quality and accuracy of the diagnostic parameters determined based on the signal. As result of previous investigations it has been demonstrated that filtration of the signal in the frequency domain, hence improving its resistance to interferences - leads to signal distortions - that in consequence ends up with significant inaccuracies in the calculated diagnostic parameters. In one of the previous studies it has also been proposed to separate from the signal its undisturbed fragments (the procedure has been called "identification"), and then using them as basis for diagnostic parameters calculation. However processing an unfiltered signal is an advantage of the method, a disadvantage arises, resulting from the impossibility to calculate global parameters such as for example the positions of the cumulated nystagmus phases.

Having remarked that the "identification" process is in fact a kind of time-filtration of the signal, **a thesis has been formulated that assumes the possibility of nystagmus diagnostic parameters improvement using signal filtration in the time-frequency domain.** The verification of this thesis was the main goal of the presented studies and experiments. Signal filtration in the time-frequency domain, with adaptatively selected

characteristics created hope for joining the advantages and eliminating the disadvantages of both previously known methods. Confirmation of these hopes required a series of numerical experiments, aiming to investigate the properties of the proposed method of filtration. Preparation of the main part of the experiments required selection of the signal time-frequency filtration and designing an algorithm for the adaptative selection of filtration characteristics. The precedential character of the performed investigations and therefore a complete lack of published guidelines in this field lead to an alternative formulation of solutions to the above problems. In consequence, four alternatives of signal filtration in the time-frequency domain with adaptative characteristic selection were subjected to numerical testing, using different transformations and various detection functions. The preparation work also included setting-up a set of test signals including both model and natural signals. The criterion of signal selection was the susceptibility of the resulting diagnostic parameters to particular types of interferences tested in a given phase of the experiment.

The next stage of the work was to perform a series of numerical experiments and he interpretation of obtained results. The interpretation has been done through detailed analysis of the diagnostic parameters (obtained after signal filtration) and through comparing the parameters obtained from the tested frequency-filtration methods with unfiltered signals.

In consequence of the obtained results **an improvement in quality of the calculated diagnostic parameters has been demonstrated** both for model and real signals. In addition, the analysis of the numerical experiment results also lead to the determination of directions to follow for the eventual future investigations, aiming to further improve the quality of diagnostic parameters. Proposing an optimum method for adaptative selection of the time-frequency signal filtration characteristics seems to be the most important current problem. Filtration of the elctronystagmographic signal in the time-frequency domain with adaptative selection of the characteristics is a new and promising method, in the same time a method with still unexploited possibilities. The performed experiments brought a new light on the discussed issue and opened a new field of applications for modern techniques of numerical signal processing in biomedical sciences.