P4474/94

ZESZYTY
NAUKOWE
POLITECHNIKI
ŚLĄSKIEJ

ZYGMUNT FRANKIEWICZ

# SYSTEM HOLTEROWSKI Z MOŻLIWOŚCIĄ ANALIZY ZAŁAMKA P ELEKTROKARDIOGRAMU

ELEKTRONIKA

Z. 1

GLIWICE
1994

POLITECHNIKA ŚLĄSKA

ZESZYTY NAUKOWE

Nr 1232

P. 4474/94

ZYGMUNT FRANKIEWICZ

# SYSTEM HOLTEROWSKI Z MOŻLIWOŚCIĄ ANALIZY ZAŁAMKA P ELEKTROKARDIOGRAMU

GLIWICE 1994

OPINIODAWCY

Prof. dr hab. inż. Jerzy Frączek

Prof. zw. dr hab. inż. Ryszard Tadeusiewicz

KOLEGIUM REDAKCYJNE

REDAKTOR NACZELNY – Prof. dr hab. inż. Jan Bandrowski

REDAKTOR DZIAŁU – Doc. dr inż. Zdzisław Pogoda

SEKRETARZ REDAKCJI – Mgr Elżbieta Leśko

REDAKCJA

Mgr Kazimiera Rymarz

REDAKCJA TECHNICZNA

Alicja Nowacka

Wydano za zgodą

Rektora Politechniki Śląskiej

Wydawnictwo Politechniki Śląskiej

ul. Kujawska 3, 44-100 Gliwice

Nakład 150+83 egz., Ark. wyd. 9,5. Ark. druk. 8.125. Papier offset. kl. III 70x100, 80g
Oddano do druku 4.02.1994 r. Druk ukończono w lutym 1994 r.
Zam. 10/94 Cena zł 33.000,-

Fotokopie, druk i oprawę wykonano w UKiP sc, Gliwice, Pszczyńska 44

# SPIS TREŚCI

1. WSTĘP . . . . . 9
1.1. Znaczenia załamka P w analizie arytmii . . . . . 12
1.2. Zakres pracy . . . . . 13
1.3. Bazy danych testowych . . . . . 14
2. OGÓLNA KONCEPCJA SYSTEMU HOLTEROWSKIEGO . . . . . 17
3. FILTRACJA WSTĘPNA . . . . . 21
3.1. Filtr górnoprzepustowy i selektywny . . . . . 21
3.2. Filtr dolnoprzepustowy . . . . . 27
3.3. Uwagi . . . . . 28
4. DETEKCJA ZESPOŁÓW QRS . . . . . 29
4.1. Funkcja detekcyjna . . . . . 29
4.2. Blok decyzyjny detektora . . . . . 31
4.3. Wyniki testowania detektora zespołu QRS . . . . . 33
5. DETEKTOR PUNKTU ODNIESIENIA . . . . . 35
5.1. Powtarzalność detekcji a kształt funkcji detekcyjnej . . . . . 36
5.2. Testowanie metody optymalizacji detektora punktu odniesienia . . . . . 41
5.3. Wyniki . . . . . 42
5.4. Podsumowanie . . . . . 45
6. DETEKCJA SKURCZÓW POCHODZENIA KOMOROWEGO . . . . . 46
7. POMIAR STOSUNKU SYGNAŁ-SZUM . . . . . 51
8. POMIAR CZĘSTOŚCI RYTMU SERCA . . . . . 53
9. TWORZENIE WZORCÓW . . . . . 55
10. KONTROLER DŁUGOŚCI WZORCÓW . . . . . 60
10.1. Określenie długości wzorca . . . . . 60
10.2. Problem zmiany długości wzorca . . . . . 62

10.3. Badania metody zmiany długości wzorca . . . . . 63
11. KLASYFIKACJA SKURCZÓW PRZEZ PORÓWNANIE ZE WZORCEM . . . . 65
12. SYGNAŁ RESZTOWY, DETEKCJA ZMIAN W OBRĘBIE ZAŁAMKA P . . . . 68
12.1. Sygnał resztowy . . . . . 68
12.2. Detekcja zmian w obrębie załamka P . . . . . 69
12.3. Wyniki testowania algorytmów detekcji zmian w obrębie załamka P przy użyciu sztucznie generowanego sygnału i zakłóceń . . . . . 72
12.4. Testowanie metody przy użyciu rzeczywistych sygnałów z bazy MIT-BIH . . 83
12.4.1. Wyniki testowania - grupa pierwsza . . . . . 84
12.4.2. Wyniki testowania - grupa druga (sytuacje wątpliwe) . . . . . 89
12.4.3. Wyniki testowania - grupa trzecia (przykłady problemów) . . . . . 96
12.4.4. Podsumowanie uzyskanych wyników . . . . . 100
13. KOMPRESJA SYGNAŁU . . . . . 103
14. ANALIZATOR ARYTMII . . . . . 106
15. PODSUMOWANIE I WNIOSKI . . . . . 114
LITERATURA . . . . . 116
STRESZCZENIE . . . . . 127

## CONTENTS

1. INTRODUCTION . . . . . 9
1.1. Walue of the P-wave analysis for arrythmia classification . . . . . 12
1.2. Scope of the work . . . . . 13
1.3. Testing databases . . . . . 14
2. THE GENERAL IDEA OF THE HOLTER SYSTEM . . . . . 17
3. PRELIMINARY FILTRATION . . . . . 21
3.1. High-pass and notch filters . . . . . 21
3.2. Low-pass filter . . . . . 27
3.3. Remarks . . . . . 28
4. QRS COMPLEX DETECTION . . . . . 29
4.1. Detection function . . . . . 29
4.2. Detection marking block . . . . . 31
4.3. Test results . . . . . 33
5. FIDUCIAL POINT DETECTION . . . . . 35
5.1. Repeatability of the detector as a function of the shape of detection function . . 36
5.2. Testing of the fiducial point detector optimization method . . . . . 41
5.3. Results . . . . . 42
5.4. Conclusions . . . . . 45
6. VENTRICULAR BEAT DETECTION . . . . . 46
7. SIGNAL TO NOISE RATIO MEASUREMENT . . . . . 51
8. HEART RATE MEASUREMENT . . . . . 53
9. CREATION OF THE TEMPLATES . . . . . 55
10. TEMPLATE LENGTH CONTROLLER . . . . . 60
10.1. Determination of the template length . . . . . 60
10.2. Problem of the template length modification . . . . . 62
10.3. Testing of the template length modification method . . . . . 63

11. BEAT CLASSIFICATION BY TEMPLATE MATCHING . . . . . 65
12. RESIDUAL SIGNAL AND DETECTION OF P-WAVE VARIATIONS . . . . . 68
12.1. Residual signal . . . . . 68
12.2. Detection of P-wave variations . . . . . 69
12.3. Results of detection algorithm testing using artificial signal and noise . . . . . 72
12.4. Testing of the method with real ECG signal from the MIT-BIH database . . . 83
12.4.1. Test results - first group . . . . . 84
12.4.2. Test results - second group (doubtful cases) . . . . . 89
12.4.3. Test results - third group (examples of problems) . . . . . 96
12.4.4. Conclusions . . . . . 100
13. COMPRESSION OF THE ECG SIGNAL . . . . . 103
14. ARRHYTHMIA ANALYZER . . . . . 106
15. FINAL CONCLUSIONS . . . . . 114
REFERENCES . . . . . 116
SUMMARY . . . . . 127

## INHALTSVERZECHNIS

1. EINLEITUNG . . . . . 9
1.1. Bedeutung einer P-Zacke in der Arrhythmienanalyse . . . . . 12
1.2. Übersicht . . . . . 13
1.3. Testdatenbanken . . . . . 14
2. DAS ALLGEMEINE KONZEPT EINES HOLTERSYSTEMS . . . . . 17
3. DIE VORFILTRIERUNG . . . . . 21
3.1. Hochpass- und Bandfilter . . . . . 21
3.2. Tiefpassfilter . . . . . 27
3.3. Bemerkungen . . . . . 28
4. DETEKTION EINES QRS-KOMPLEXES . . . . . 29
4.1. Detektionsfunktion . . . . . 29
4.2. Entscheidungsblock des Detektors . . . . . 31
4.3. Testergebnisse des QRS-Komplex-Detectors . . . . . 33
5. BEZUGSPUNKTDETEKTOR . . . . . 35
5.1. Detektionswiederholbarkeit und Gestalt der Detektionsfunktion . . . . . 36
5.2. Testen von Optimierungsmethode des Bezugspunktdetektors . . . . . 41
5.3. Ergebnisse . . . . . 42
5.4. Schlußfolgerungen . . . . . 45
6. DETEKTION DER KAMMERSYSTOLEN . . . . . 46
7. MESSUNG DES SIGNAL/GERÄUSCHABSTANDES . . . . . 51
8. MESSUNG DER HERZFREQUENZ . . . . . 53
9. MUSTERBILDUNG . . . . . 55
10. MUSTERLÄNGEKONTROLLER . . . . . 60
10.1. Musterlängebestimmung . . . . . 60
10.2. Problem der Musterlängeänderung . . . . . 62
10.3. Untersuchungen der Methode von Musterlängeänderung . . . . . 63
11. SYSTOLENKLASSIFIZIERUNG DURCH EINEN MUSTERVERGLEICH . . . . 65

12. RESTSIGNAL, ÄNDERUNGSDETEKTION IM BEREICH VON P-ZACKE . . . 68
12.1. Restsignal . . . 68
12.2. Änderungsdetektion im Bereich von P-Zacke . . . 69
12.3. Testergebnisse von Detektionsalgorithmen mit Hilfe von künstlich generierten Signal und Störungen . . . 72
12.4. Methodentesten mit Hilfe von Echtsignalen aus MIT-BIH Datenbank . . . 83
12.4.1. Testergebnisse - erste Gruppe . . . 84
12.4.2. Testergebnisse - zweite Gruppe (Zweifelsituationen) . . . 89
12.4.3. Testergebnisse - dritte Gruppe (Problembeispiele) . . . 96
12.4.4. Zusammenfassung der Ergebnisse . . . 100
13. SIGNALKOMPRIMIERUNG . . . 103
14. ARRHYTHMIENANALYSATOR . . . 106
15. ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK . . . 114
LITERATUR . . . 116
ZUSAMMENFASSUNG . . . 127

# 1. WSTĘP

W Polsce ponad połowa zgonów spowodowana jest chorobami serca. Wielu z nich można by uniknąć, gdyby dostatecznie wcześnie została postawiona właściwa diagnoza. Rozwój nauk medycznych, postępy aktywnej terapii, w tym także chirurgii serca i naczyń, stawiają coraz większe wymagania diagnostyczne. W diagnostyce chorób serca centralne miejsce zajmuje elektrokardiografia. W ciągu ostatnich parunastu lat w technice badań elektrokardiograficznych osiągnięty został ogromny postęp - pojawiły się zupełnie nowe rodzaje badań, takie jak: analiza mikropotencjałów (pęczka Hisa i późnych potencjałów [7],[93],[129]), analiza zmienności rytmu serca [5],[77],[101], popularne stały się badania holterowskie. Udowodniono niezbicie wysoką wartość diagnostyczną tych badań [8],[96]. Postęp był możliwy głównie dzięki gwałtownemu rozwojowi mikroelektroniki i pracom licznych zespołów badawczych, zajmujących się cyfrowym przetwarzaniem sygnału EKG [116]. Niniejsza praca poświęcona jest nowym horyzontom w badaniach holterowskich.

Badanie holterowskie polega na długotrwałej (zwykle 24-godzinnej) rejestracji elektrokardiogramu pacjenta w jego normalnym środowisku - w domu, podczas pracy itp. Ma ono głównie na celu wykrywanie arytmii, czyli zaburzeń rytmu serca. Zapis EKG realizowany jest przez miniaturowy rejestrator zasilany bateryjnie.

Nazwa badania pochodzi od nazwiska pomysłodawcy, który na początku lat sześćdziesiątych zaproponował ten nowy sposób badania serca. Ze względu na rozwój techniki badania holterowskie zaczęły zyskiwać dużą popularność dopiero pod koniec lat siedemdziesiątych. Pod wpływem zdobytych przez lekarzy nowych doświadczeń doszło do przewartościowania opinii na temat arytmii. Wcześniej uważano, że występuje ona rzadko (u 2-5% ludzi) i zawsze świadczy o chorobie serca. Okazało się jednak, że zaburzenia rytmu serca (również skurcze dodatkowe) występują u większości ludzi, również tych, których uważa się za zupełnie zdrowych. Zaburzenia te występują jednak w sytuacjach stresowych lub, na przykład, podczas wysiłku. Dlatego rutynowy, krótkotrwały (5-7 sekundowy) zapis EKG w spoczynku praktycznie nie umożliwia rejestracji zaburzeń rytmu, z wyjątkiem stanów utrwalonych (jedynie te były wykrywane przedtem).

Badanie holterowskie poza stwierdzeniem występowania arytmii umożliwia określenie pory jej wystąpienia, okoliczności (dzięki tzw. przyciskowi pacjenta) oraz pozwala na analizę działania leków np. antyarytmicznych [93]. Systemy holterowskie, z wyjątkiem najnowszej ich generacji, używały taśmy magnetofonowej do rejestracji sygnału EKG. Zapis dokonywany był przy użyciu modulacji częstotliwości albo techniki bezpośredniej. Początkowo używane były specjalne rodzaje taśm wysokiej jakości, potem typowe kasety C60. Czas rejestracji zwykle wynosił 24 godziny. Wynikała z tego bardzo obniżona prędkość przesuwu taśmy, co z kolei stwarzało problemy ze stabilizacją prędkości tego przesuwu. Nierównomierność przesuwu taśmy wprost wpływa na wyniki pomiarów, w tym między innymi długości odstępu RR elektrokardiogramu, która jest jedną z podstawowych cech dla określania arytmii.

Wymaganie niezwykłej jakości wykonania mechanizmów napędu rejestratora wpływało na jego cenę. Cena jednego rejestratora wynosiła powyżej 2.5 tys USD.

Zarejestrowany elektrokardiogram był następnie analizowany automatycznie w przyśpieszonym tempie (30, 60 lub 120 razy) w stacjonarnej części systemu, czyli analizatorze. Oznaczało to konieczność analizy odpowiednio 30, 60 lub 120 razy szybciej niż w trybie nadążnym (on-line). Na podstawie stanu rozwoju elektroniki, jaki panował pod koniec lat siedemdziesiątych i na początku osiemdziesiątych oraz znajomości rozwiązań układowych stosowanych w ówczesnych analizatorach można stwierdzić, że jedynie analogowe układy filtracji, detekcji i częściowo klasyfikacji zespołów mogły sprostać wymaganiom czasowym. Jednak jakość filtracji, detekcji i klasyfikacji analogowej była w dużym stopniu niesatysfakcjonująca. Lekarz nie mógł polegać na analizie automatycznej. Zmuszony był do wyjątkowo żmudnego i męczącego przeglądania zarejestrowanych przebiegów. Jedno badanie wymagało co najmniej dwugodzinnego przeglądania. Analiza automatyczna przeciętnie trwała 24 minuty, lecz nie była wiarygodna - system nie był odporny na zakłócenia. Zakłócenia spowodowane ruchem pacjenta, zakłócenia mięśniowe i inne często były kwalifikowane jako zaburzenia rytmu. Próbą poprawy jakości klasyfikacji było silne pasmowo-przepustowe filtrowanie sygnału.

Angielski MEDILOG-3000, który wciąż jest najbardziej rozpowszechnionym w Polsce systemem holterowskim, skupia wszystkie wymienione wyżej negatywne cechy. Analiza jest niewiarygodna, jakość zapisu często nie do przyjęcia pomimo częstotliwości granicznej filtracji dolnoprzepustowej równej 10 Hz (efektem tego są zasadnicze zmiany kształtu załamków). W tej sytuacji wśród polskich kardiologów szczególnie silnie wykształcił się brak zaufania do automatycznej analizy sygnału oraz wymóg rejestracji ciągłego zapisu EKG,



nawet w przypadku analizy on-line. Sytuację pogarszały jeszcze bardzo poważne problemy ze znalezieniem jednorazowych elektrod odpowiedniej jakości, od których w dużym stopniu zależy jakość sygnału, oraz problemy z eksploatacją kaset magnetofonowych.

Pomimo tak poważnych trudności eksploatacyjnych i stosowania sprzętu niskiej jakości badanie dzięki swoim walorom diagnostycznym na trwale umiejscowiło się w praktyce lekarskiej.

W chwili obecnej jesteśmy świadkami rewolucyjnych zmian w technice badań holterowskich. Zapis sygnału na taśmie magnetycznej zastępowany jest zapisem w pamięciach półprzewodnikowych. Dzięki temu gwałtownie wzrastają walory eksploatacyjne rejestratorów (poprzez wyeliminowanie części ruchomych oraz kłopotliwej taśmy). Obniżeniu ulega waga i objętość rejestratorów oraz przeciętny pobór prądu zasilania. W efekcie wyeliminowane zostaje ograniczenie czasu rejestracji. Problemem wciąż pozostaje cena rejestratora, gdyż ceny pamięci Static RAM (wykonywanych w technice CMOS) są wciąż bardzo wysokie. Do zapisu sygnału bez redukcji danych, pochodzącego z dwóch kanałów i rejestrowanego przez 24 godziny, potrzeba około 86 Mb pamięci; konieczna jest zatem skuteczna redukcja danych. Zwykle rejestratory posiadają pamięć RAM o objętości nie przekraczającej 11 MB.

Drugą zasadniczą zmianą dokonaną w ostatnich latach jest analiza sygnału w rejestratorze w trakcie zapisu. Dzięki temu stała się możliwa pełna cyfrowa analiza elektrokardiogramu oraz znacznemu skróceniu uległ czas oczekiwania na końcowy raport z badania.

W nowoczesnych systemach holterowskich standardem stała się analiza odcinka ST elektrokardiogramu w celu umożliwienia diagnozowania choroby niedokrwiennej serca [3]. Niestety, bardzo znaczna część systemów wyposażonych w tę możliwość daje bardzo mało wiarygodne wyniki [50] często nawet dla sygnału o dobrej jakości (przykładowo - autor dysponuje między innymi niepublikowanymi, własnymi wynikami testowania nowoczesnego systemu "Prima" firmy Oxford Medical Systems, które w pełni potwierdzają powyższą opinię).

W ostatnim czasie pojawiły się pierwsze próby wykorzystania zapisu holterowskiego do analizy sygnału zmienności rytmu serca oraz mikropotencjałów [58],[65],[81],[82]. Należy dodać, że technika rejestracji sygnału za pomocą miniaturowego rejestratora noszonego przez pacjenta w trakcie wykonywania rutynowych czynności ostatnio została rozszerzona na inne sygnały i parametry biomedyczne (pomiar ciśnienia, stopnia utlenowania krwi itp.).

## 1.1. Znaczenie załamka P w analizie arytmii

Według podręczników elektrokardiografii znaczenie załamka P w analizie i różnicowaniu arytmii wydaje się być bezspornie duże. Podręczniki [23] i [130] dzielą arytmie na 4 grupy wyodrębnione z klinicznego punktu widzenia. Są to według książki Stopczyka [130] następujące grupy:

1 - zaburzenia czynności węzła zatokowego,

2 - zaburzenia pobudliwości innych odcinków układu przewodzącego serca,

3 - migotanie i trzepotanie przedsionków z zupełnie niemiarową czynnością komór,

4 - zaburzenia przewodzenia; różne postacie bloku zatokowo-przedsionkowego, przedsionkowo-komorowego, zaburzenia przewodzenia wewnątrzkomorowego.

Klasyfikacja arytmii według Dąbrowskich [23] jest prawie identyczna. Wszystkie cztery wymienione grupy arytmii do pełnej analizy wymagają informacji na temat załamka P. W grupach 3,4, a także 1 problem ten jest podstawowy.

Można podać konkretne przykłady dużego znaczenia zmian położenia załamka P w wykrywaniu oraz różnicowaniu arytmii. Najbardziej chyba przekonywającym przykładem jest wykrywanie nieprawidłowości w przewodnictwie przedsionkowo-komorowym (bloki przedsionkowo-komorowe I, II i III stopnia). Innym przykładem jest różnicowanie częstoskurczów. Istnienie załamka P przed pierwszym zespołem częstoskurczu świadczy o nadkomorowym pochodzeniu zaburzenia, gdy brak jest załamka P, częstoskurcz uznaje się za pochodzenia komorowego. Kolejny przykład może dotyczyć różnicowania trzepotania przedsionków od wieloogniskowego pobudzenia przedsionków. Pozytywna ocena pracy przedsionków, którą umożliwia analiza zmian w obrębie załamka P, jest warunkiem wszczepienia rozrusznika serca sterowanego rytmem przedsionków. Dla tego ostatniego zastosowania, czyli dla oceny integralności rytmu serca w długotrwałym badaniu proponowany w pracy system holterowski może okazać się bardzo przydatny.

Zmiany morfologii załamka P nie są tak specyficzne i przez to tak istotne w klasyfikacji arytmii jak zmiany położenia tego załamka.

Uznany za standard program analizy elektrokardiogramów firmy IBM z 1974 roku posiadał już możliwość analizy rytmu na podstawie krótkich zapisów sygnału (około 25 sekundowych). W opisie programu napisano: "obecność załamka P jest ważną częścią większości kryteriów analizy rytmu". Sprawdzany był między innymi odstęp PR i typ załamka P ([131] str 18).



Wspomniany program firmy IBM był przeznaczony dla systemu diagnostycznego. Program ten, a w jeszcze większym stopniu nowocześniejsze systemy diagnostyczne z powodzeniem i dużą precyzją wykrywają załamki P elektrokardiogramu. Brak jest natomiast wciąż systemów holterowskich zdolnych do analizy dla celów detekcji arytmii zmian w obrębie załamka P. Brak jest również odpowiednich prac na ten temat w literaturze fachowej. Sytuację tę można wytłumaczyć następującymi ograniczeniami i utrudnieniami występującymi podczas analizy zapisów holterowskich:

- sygnał EKG ma zwykle relatywnie niski i zmienny stosunek sygnał-szum,
- istnieją ograniczenia natury obliczeniowej - w przeciwieństwie do systemów, diagnostycznych analiza sygnału odbywa się w trybie nadążnym przy użyciu procesorów o niższej mocy obliczeniowej (umieszczanych w rejestratorach), przy wykorzystaniu dwóch lub co najwyżej trzech odprowadzeń.

Z wymienionych powodów nie można bezpośrednio aplikować w systemach holterowskich rozwiązań dotyczących między innymi załamka P, sprawdzonych w systemach diagnostycznych, gdzie badania ogranicza się do sygnałów pozbawionych zakłóceń. Należy dodać, że w systemach diagnostycznych powszechnie stosuje się analizę inwersyjno-czasową, niemożliwą do zastosowania w badaniach 24-godzinnych. Wydaje się nieprawdopodobne zagwarantowanie dobrej jakości sygnału EKG u pacjenta badanego w ruchu - wykonującego przez 24 godziny swoje codzienne czynności. Dlatego problem wpływu zakłóceń urasta do rangi pierwszoplanowej. Dodatkową trudność stanowi często bardzo niska amplituda załamka P w dostępnych odprowadzeniach.

Jednym z głównych celów prezentowanej pracy było rozwiązanie problemu detekcji zmian elektrokardiogramu w obrębie załamka P w sposób możliwy do wykorzystania w nowoczesnym systemie holterowskim.

## 1.2. Zakres pracy

Przedstawiona praca jest efektem sześcioletnich prac badawczych i doświadczalnych poświęconych głównie systemom holterowskim i przeznaczonym do badań wysiłkowych. Zgodnie z przyjętym założeniem praca nie jest projektem kompletnego systemu holterowskiego, jednak na podstawie opisanych w dalszych rozdziałach algorytmów możliwe jest, przy wykorzystaniu dodatkowo znanych z literatury metod, skonstruowanie systemu, który można by określić mianem systemu holterowskiego nowej generacji. Określenie to jest

uzasadnione przede wszystkim dzięki zastosowaniu nowej metody umożliwiającej analizę zmian elektrokardiogramu w obszarze załamka P oraz nowej filozofii analizy sygnału opisanej najpełniej przez schemat blokowy. Zadaniem systemu holterowskiego jest przede wszystkim analiza arytmii. Analizy tej nie da się przeprowadzić w sposób pełny bez możliwości pomiaru położenia załamka P i oceny jego morfologii (problem ten jest już dostrzegany w literaturze [17]). Za istotną zmianę w stosunku do spotykanych obecnie systemów można uznać oparcie analizy na dwóch przetworzonych sygnałach: tzw. funkcji detekcyjnej i sygnale resztowym. Przy nie zwiększonym nakładzie obliczeniowym istotnie wzrosły możliwości funkcjonalne systemu.

W prezentowanej pracy wykorzystano opracowania i doświadczenia uzyskane w trakcie konstruowania i eksploatacji systemu do badań wysiłkowych o nazwie handlowej "Stresstest" [37], którego kolejne wersje uzyskały dobrą opinię wśród lekarzy w wyniku ponad czteroletniej eksploatacji. System "Stresstest" odniósł sukces handlowy na kolejnych Międzynarodowych Targach Sprzętu Medycznego "Salmed" w latach 1988, 1990, 1992. Prawie wszystkie przedstawione w pracy metody zostały wykorzystane i sprawdzone w prototypowym systemie holterowskim prezentowanym na Targach "Salmed'90" w Poznaniu. Ponadto wszystkie algorytmy zostały przetestowane przy użyciu dostępnych baz danych: MIT-BIH oraz częściowo AHA. Wyniki są zamieszczone w pracy w kolejnych rozdziałach, poświęconych najważniejszym częściom składowym systemu.

Praca obejmuje tylko te metody i części systemu, które wnoszą coś nowego do stanu wiedzy w dziedzinie cyfrowego przetwarzania sygnału EKG i są wynikiem prac autora lub są konieczne do zdefiniowania tychże metod. Duża część rozwiązań zamieszczonych w pracy nie była dotychczas publikowana ze względów komercyjnych. Zostały one natomiast zweryfikowane w codziennej pracy lekarzy kardiologów w wyniku ich aplikacji we wspomnianych systemach komercyjnych.

## 1.3. Bazy danych testowych

Na świecie istnieją jedynie trzy szeroko uznane i stosowane elektrokardiograficzne bazy danych testowych. Są to bazy AHA (American Heart Association), MIT-BIH (Harward University - Massachusetts Institute of Technology, Beth Israel Hospital) oraz europejska CSE, opracowana w ramach projektu zatytułowanego "Common Standards for Quantitative Electrocardiography". Dwie pierwsze zostały utworzone na podstawie zapisów holterowskich



i określane są jako bazy arytmiczne. Posiadają opis medyczny każdego skurczu serca. Inne opracowane bazy danych testowych jak dotąd nie uzyskały większego znaczenia (np.[111],[113]).

W prezentowanej pracy do testowania algorytmów stosowano sygnały pochodzące z bazy AHA i MIT-BIH. We wcześniejszej fazie pracy ze względu na ograniczony dostęp, do testowania używano 31 rekordów wybranych z bazy AHA. Wyboru dokonano bez udziału autora, kierując się jako kryterium dużą częstotliwością występowania różnorodnych arytmii oraz dużym poziomem zakłóceń. W wyniku tego zbiór testowy nie był reprezentatywny dla bazy AHA - nie zawierał długich "monotonnych" odcinków sygnału pozbawionego zakłóceń. Zbiór ten składał się z 989 zapisów ewolucji serca.

W drugim etapie pracy w wyniku uzyskania dostępu do pełnej bazy MIT-BIH testy przeprowadzane były wyłącznie na tej bazie. Baza MIT-BIH powstała po zebraniu przez jej autorów 4000 długoterminowych zapisów sygnału EKG z dwóch dwubiegunowych odprowadzeń przedsercowych. Składa się ona z 23 rekordów wybranych przypadkowo oraz 25 wybranych tak, aby zapewnić reprezentację w bazie rzadko spotykanych zaburzeń rytmu serca. Obiektami badań było 25 mężczyzn w wieku od 32 do 89 lat oraz 22 kobiety w wieku od 23 do 89 lat. Miarą wiarygodności bazy MIT-BIH mogą być następujące fakty: przed opublikowaniem bazy na dysku optycznym była ona używana przez około 100 ośrodków do oceny detektorów arytmii; od chwili utworzenia bazy w 1980 r. znaleziono jedynie 16 błędów w jej opisie; od 1987 roku nie znaleziono żadnych nowych błędów. W przeciwieństwie do bazy AHA rekordy z bazy MIT-BIH są jednakowej długości - nieznacznie przekraczającej 30 minut. Do przetwarzania analogowo-cyfrowego zastosowano 11-bitowy przetwornik: zakres dynamiki wynosił $\pm$5mV. Częstotliwość próbkowania wynosiła 360 Hz. Sygnały z bazy AHA mają częstotliwość próbkowania równą 250 Hz.

Systemy "Stresstest" oraz wspomniany we wstępie prototypowy system holterowski posiadały częstotliwość próbkowania równą 250 Hz. Również w prezentowanej pracy przyjęto tę częstotliwość za podstawową. Częstotliwość próbkowania bazy MIT-BIH - 360 Hz, nie spotykana w systemach europejskich, wymusiła konieczność przeprojektowania większości stosowanych w pracy algorytmów. W niektórych przypadkach w nieznaczny sposób zmieniły się ich własności. Przykładem może być tu filtr pasmowoprzepustowy detektora zespołów QRS, który nieznacznie zmienił swoją charakterystykę w wyniku stosowania filtrów składowych o całkowitych współczynnikach. Częstotliwość środkowa filtru została przesunięta o około 0.3 Hz. Alternatywą dla przyjętego rozwiązania było przepróbkowywanie sygnału, tj. zamiana częstotliwości próbkowania z 360 Hz na 250 Hz.

Z rozwiązania tego zrezygnowano, gdyż wskutek przepróbkowania sygnał straciłby walory sygnału wzorcowego. Między innymi uniemożliwiłoby to pełne wykorzystanie załączonego opisu bazy.

Bardzo ważną rolę w testowaniu opracowanych metod odegrały modele zakłóceń i sygnału EKG. Ranga tego sposobu testowania wynika z faktu, że tylko dla sygnału generowanego sztucznie możliwe jest uzyskanie wzorcowych pomiarów cech, tylko wtedy sygnał można uznać za zupełnie wolny od zakłóceń, możliwe jest również uzyskanie dowolnej morfologii sygnału i , co ważniejsze, ciągłej zmiany morfologii. Ta ostatnia cecha modelowanego sygnału testowego ma szczególne znaczenie, gdyż jak zostało to stwierdzone w pracy [89], zła lub przeciętna ocena pracy systemu elektrokardiograficznego często spowodowana jest bardzo dużymi błędami pomiarowymi występującymi dla nielicznej grupy pacjentów zawsze dla tej samej, specyficznej dla danego systemu, morfologii sygnału. W pozostałych przypadkach zachowanie systemu może być bardzo dobre. Sygnał generowany sztucznie może mieć dowolny kształt i można płynnie go zmieniać, co umożliwia zminimalizowanie, w wyniku testowania, opisanego zagrożenia. Ideę tej metody testowania podał B. Eisenstein w pracy [25].

Modele zakłóceń (w pracy stosowano modele zakłóceń wolnozmiennych, mięśniowych i sieciowych) umożliwiają badanie wpływu zakłóceń na działanie algorytmów oraz pomiar odporności (tych algorytmów) na różne rodzaje zakłóceń dla dokładnie określonego stosunku sygnał-szum (z ang. Signal to Noise Ratio - SNR).

Dokładny opis stosowanych w pracy modeli sygnału i zakłóceń wraz z motywacją ich doboru zawarty jest we wcześniejszych pracach autora [32],[36], dlatego nie będzie tu przytaczany. Podobne modele używane były również przez innych autorów [2], [71], [88], [107].

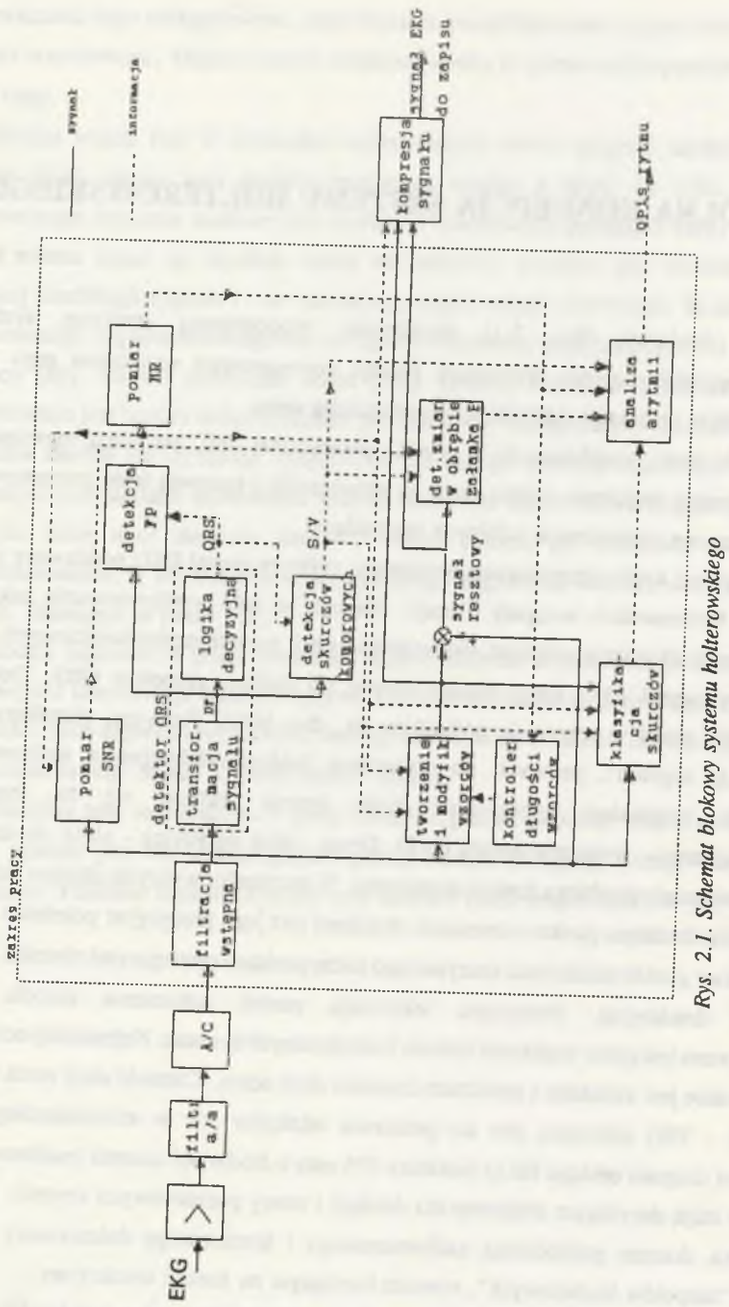
# 2. OGÓLNA KONCEPCJA SYSTEMU HOLTEROWSKIEGO

Schemat blokowy (rys. 2.1) przedstawia proponowaną strukturę systemu holterowskiego, który oprócz wszystkich funkcji nowoczesnego urządzenia tego typu umożliwia analizę czynności elektrycznej przedsionków serca.

Wszystkie bloki, znajdujące się w obrębie przerywanej linii, zawierają rozwiązania, które przynajmniej częściowo można uznać za nowatorskie i stanowią treść prezentowanej pracy. Zostaną one omówione w kolejnych rozdziałach.

W pierwszym kroku przetwarzania wejściowy, cyfrowy sygnał EKG poddawany jest w rejestratorze holterowskim wstępnej filtracji. Ma ona na celu wyeliminowanie zakłóceń sieciowych oraz stłumienie zakłóceń wolnozmiennych i wysokoczęstotliwościowych. Tak przygotowany sygnał EKG służy między innymi do detekcji zespołów QRS. Detektor zespołów QRS został w schemacie podzielony na dwa bloki. Pierwszy, określony jako "transformacja sygnału", prowadzi do utworzenia funkcji detekcyjnej z maksymalnie zwiększonym stosunkiem sygnał-szum (jako sygnał traktuje się tu fragment elektrokardiogramu - wyłącznie zespół QRS). Drugi - blok decyzyjny - służy do detekcji zespołu na podstawie przebiegu funkcji detekcyjnej. W przypadku wykrycia skurczu (zespołu QRS) w bloku detektora punktu odniesienia określane jest jego precyzyjne położenie na osi czasu. Detektor punktu odniesienia (nazywanego także punktem centrującym) również bazuje na funkcji detekcyjnej. Precyzyjna lokalizacja punktu odniesienia zespołu QRS wykorzystywana jest przez większość bloków funkcjonalnych systemu. Najbardziej oczywiste jej zastosowanie jest związane z pomiarem częstości akcji serca. Częstość akcji serca (z ang. Heart Rate - HR) obliczana jest na podstawie odstępów RR w elektrokardiogramie. Informacje o długości odstępu RR (z detektora FP) oraz o źródle pobudzenia (nadkomorowe, komorowe) mają decydujące znaczenie dla detekcji i oceny podstawowych arytmii. Podział skurczów na skurcze pochodzenia nadkomorowego i komorowego dokonywany jest w detektorze "zespołów komorowych", również bazującym na funkcji detekcyjnej.

Każdy wykryty zespół QRS, pojawiający się w sygnale wejściowym, jest kwalifikowany do jednej z istniejących klas skurczów lub na jego podstawie tworzona jest nowa klasa.




*Rys. 2.1. Schemat blokowy systemu holterowskiego*

*Fig. 2.1. Block diagram of the Holter system*



Kwalifikacja odbywa się na podstawie porównania z wzorcem. Zakłada się, że liczba istniejących wzorców odpowiada liczbie czynnych ośrodków bodźcotwórczych w sercu. Z powodu zakłóceń założenie to rzadko kiedy jest spełnione.

Wzorce mogą być modyfikowane w wyniku powolnych zmian morfologii sygnału spowodowanych czynnikami fizjologicznymi. Długość wzorców musi być zmieniana wraz ze zmianami częstości akcji serca. Odpowiada za to kontroler długości wzorców.

Przez odjęcie odpowiedniego wzorca od bieżącego sygnału tworzony jest tzw. sygnał resztowy, który wykorzystywany jest do analizy zmian położenia i morfologii załamka P oraz do kompresji sygnału. Detektor "zmian w obrębie załamka P" działa wyłącznie dla skurczów pochodzenia nadkomorowego oraz dla sygnału o relatywnie dobrej jakości. Do oceny jakości sygnału służy blok pomiaru stosunku sygnał-szum, bazujący na wstępnie filtrowanym sygnale. W wyniku kompresji sygnału w pamięci rejestratora zapamiętywany jest przetworzony, zakodowany sygnał resztowy, wzorzec sygnału oraz informacja z detektora punktu odniesienia o lokalizacji zespołów QRS.

Analiza rytmu dokonywana jest na podstawie odstępów RR, wyników klasyfikacji skurczów do grupy nadkomorowych albo komorowych, przypisania zespołów QRS do odpowiednich klas przy wykorzystaniu wzorców oraz na podstawie oceny zmian w obrębie załamka P. Ten końcowy etap badania może być realizowany zarówno w rejestratorze, jak i oddzielnym analizatorze. Złożone zaburzenia rytmu ze względu na konieczność uwzględnienia w analizie długiej "historii" sygnału powinny być badane w analizatorze. Pozostała analiza powinna mieć miejsce w rejestratorze. Analizator powinien umożliwiać statystyczną analizę badania, analizę porównawczą (z badaniami wcześniejszymi - "serial analysis"), wizualizację wyniku w postaci tabel, trendów itp. oraz opracowanie pełnego raportu z badania, zawierającego informacje o pacjencie, sprzęcie, warunkach badania oraz wyniki badania - najlepiej w różnych możliwych formach, zależnych od potrzeb i przyzwyczajeń lekarzy.

Należy zwrócić uwagę, że zgodnie z przedstawionym schematem blokowym podstawą pracy systemu są dwa przetworzone sygnały: funkcja detekcyjna, maksymalizująca SNR oraz sygnał resztowy, tworzony na bazie wzorców zespołów P-QRS-T. Wielokrotne wykorzystanie tych sygnałów w różnych blokach systemu zasadniczo obniża konieczny nakład obliczeniowy i upraszcza jego strukturę. Zarówno funkcja detekcyjna, jak i wzorce morfologii definiujące klasy skurczów muszą istnieć w każdym współczesnym systemie holterowskim. Zasadniczą

nowością jest wykorzystanie sygnału resztowego do analizy zmian w obrębie załamka P. Dzięki zwartej strukturze i obliczeniowej prostocie algorytmów uzyskano rowiązania, które wstępnie sprawdzono w prototypowym systemie holterowskim opartym na procesorach INTEL 8086 (rejestrator) i 80286 (analizator).

# 3. FILTRACJA WSTĘPNA

## 3.1. Filtr górnoprzepustowy i selektywny

Pierwszą operacją dokonywaną na wejściowym, dyskretnym sygnale EKG jest filtracja pasmowoprzepustowa (rys. 2.1.). Jej celem jest stłumienie trzech różnych rodzajów zakłóceń: wolnozmiennych, sieciowych i wysokoczęstotliwościowych. Efektywność tłumienia zakłóceń, szczególnie wolnozmiennych i wysokoczęstotliwościowych jest ograniczona ze względu na narzucony normą kształt charakterystyki częstotliwościowej toru przetwarzania systemów EKG [18]. Chodzi tu głównie o ograniczenie dolnej częstotliwości granicznej toru do 0,05 Hz dla filtracji analogowej. Dlatego najchętniej stosowane są w tym celu filtry liniowofazowe, nie wprowadzające zniekształceń nieliniowych sygnału. Do tłumienia zakłóceń sieciowych stosowane są filtry selektywne, których przykłady znane są z literatury [12],[19],[104]. Filtry powinny cechować się całkowitymi współczynnikami ze względu na konieczność ograniczenia nakładu obliczeniowego. Problem nakładu obliczneniowego został wyraźnie podkreślony w pracy [117], gdzie zaproponowano również jego rozwiązanie w odniesieniu do filtrów klasy Lynna.

W proponowanym rozwiązaniu blok filtracji składa się z dwóch filtrów - górno- i dolnoprzepustowego, połączonych kaskadowo. Pierwszy z filtrów jest oryginalnym rozwiązaniem autora, przedstawionym po raz pierwszy w 1987 r. [34],[38]. Wcześniej istniały rozwiązania zbliżone koncepcyjnie [1],[73]. Polegały one na estymacji zakłócenia sieciowego, a następnie odjęciu estymaty od oryginalnego sygnału. Później pojawiły się prace potwierdzające przydatność przedstawionego niżej rozwiązania [59],[123]. W pracy Wariara i Eswarana z 1991 r. [123] został podany projekt tego samego filtru jak przedstawiony niżej oraz wcześniej w pracach [34] i [38]. Filtr może być zaliczony do klasy filtrów Lynna [74],[123]. Służy do tłumienia zakłóceń wolnozmiennych i jednocześnie do eliminacji zakłóceń sieciowych.

Ciąg oryginalnych próbek sygnału x(n) rozbijany jest na M rozłącznych podciągów. Próbki sygnału w każdym z tak utworzonych ciągów, które się wzajemnie przeplatają, są równo od siebie oddalone o okres $MT_p$ ($T_p$ - okres próbkowania). W każdym z ciągów niezależnie obliczana jest średnia bieżąca w interwale czasu równym $2AT_p$. W dalszej kolejności średnia odejmowana jest od próbek oryginalnego sygnału. A - jest całkowitą wielokrotnością M. Sygnał wyjściowy filtru y(n) otrzymywany jest w następujący sposób:

$$y(n) = x(n) - \frac{1}{2A/M+1} x_{SR}(n), \qquad (3.1)$$

$$x_{SR}(n) = \sum_{j=-A/M}^{A/M} x(n+M*j). \qquad (3.2)$$

W praktycznych zastosowaniach korzystniejszy jest rekursywny zapis filtru:

$$x_{SR}(n) = x_{SR}(n-M) + x(n+A) - x(n-A-M) \qquad (3.3)$$

lub

$$H(z) = \frac{X_{SR}(z)}{X(z)} = z^{A} \frac{1-z^{-(2A+M)}}{1-z^{-M}}, \qquad (3.4)$$

stąd

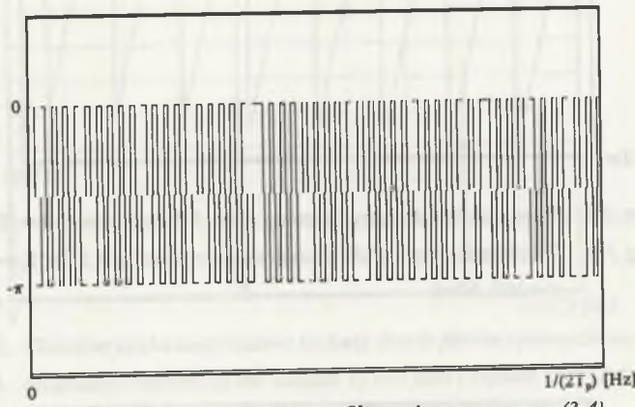
$$|H(\omega)| = \frac{\sin\frac{2A+M}{2}\omega}{\sin\frac{M}{2}\omega}, \qquad (3.5)$$

gdzie $\omega = 2\pi f$.

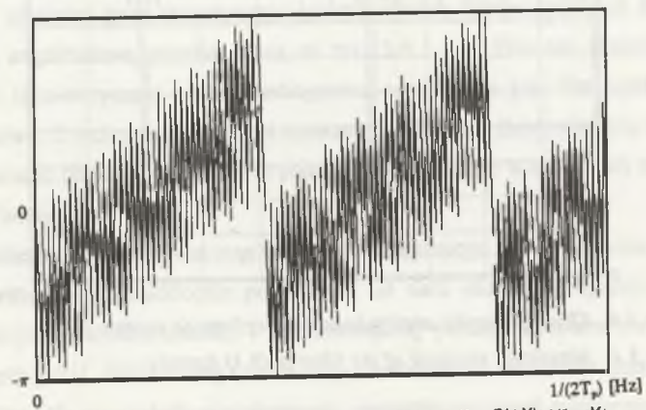
Charakterystyka fazowa filtru jest zerowa dla filtru nieprzyczynowego (wzory 3.2, 3.4), a liniowa dla przyczynowego:

$$\varphi(\omega) = -A\omega. \qquad (3.6)$$

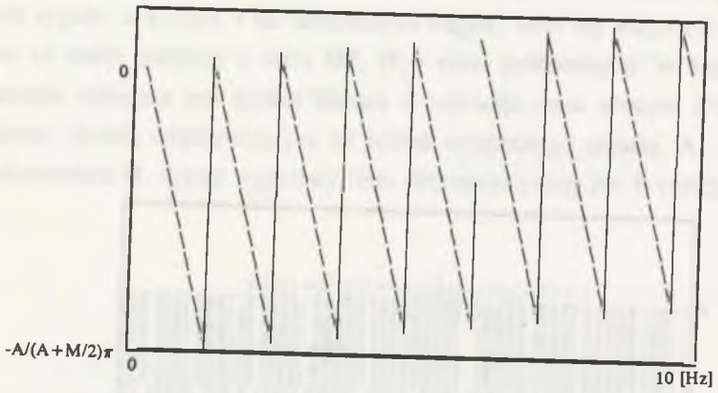





*Rys.3.1. Charakterystyka fazowa filtru opisanego wzorem (3.4)*
*Fig.3.1. Phase response of the filter (3.4)*

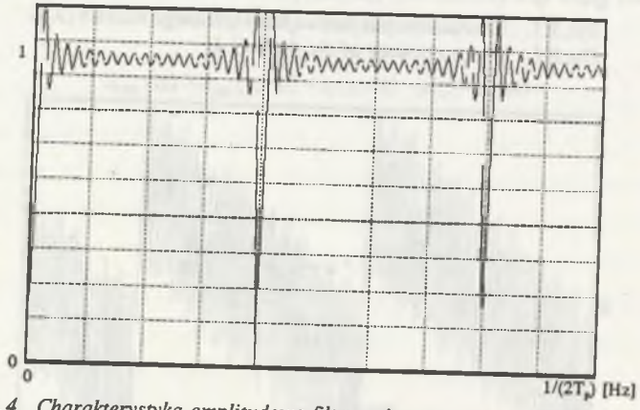



*Rys.3.2. Charakterystyka fazowa filtru $H(z)=(1-z^{-(2A+M)})/(1-z^{-M})$*
*Fig.3.2. Phase response of the filter $H(z)=(1-z^{-(2A+M)})/(1-z^{-M})$*




*Rys.3.3. Fragment charakterystyki fazowej z rys.3.2 dla $T_p$=4ms, A=105, M=5*

*Fig.3.3. The biginning part of the phase response from fig.3.2 for $T_p$=4ms, A=105, M=5*



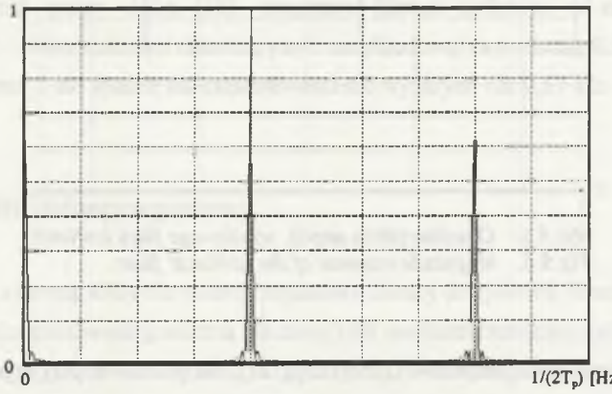

*Rys.3.4. Charakterystyka amplitudowa filtru opisanego wzorem (3.1)*

*Fig.3.4. Magnitude response of the filter of (3.1) formula*

Na tej podstawie można by wnosić, że filtr nie wprowadza zniekształceń nieliniowych. Jednak, korzystając z określenia wprowadzonego przez Kohna [67], filtr nie posiada "prawdziwie liniowej charakterystyki fazowej" (true linear-phase filter) i wskutek istnienia nieciągłości o wartości $\pi$ (rys. 3.1, 3.2 i 3.3) w charakterystyce fazowej, w przedstawionej postaci wprawadzałby istotne zniekształcenia fazowe. Aby uniknąć zniekształcania sygnału,



przedstawiony filtr ruchomej średniej został zastosowany dwukrotnie - charakterystyka fazowa staje się wskutek tego prawdziwie liniowa - skoki fazy mają wartość $2\pi$. Charakterystyka amplitudowa tego filtru została przedstawiona na rys. 3.5.



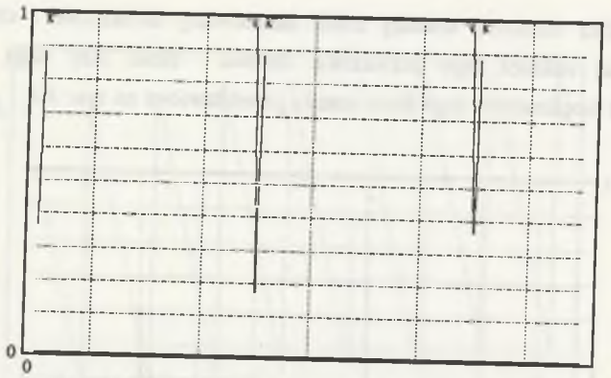

*Rys.3.5. Charakterystyka amplitudowa kaskady dwóch filtrów opisanych wzorem (3.4)*

*Fig.3.5. Magnitude response of the cascade of two filters defined with (3.4)*

Wynikowy filtr uzyskany przy zastosowaniu kaskady dwóch filtrów ruchomej średniej ma charakterystykę amplitudową przedstawioną na rys. 3.6 i 3.7. Filtr ten skutecznie tłumi zakłócenia linii izoelektrycznej elektrokardiogramu oraz działa jak filtr selektywny na zakłócenia sieciowe. Z tych powodów został nazwany "IzoNotch". Bardzo istotną zaletą filtru jest jego efektywność obliczeniowa - ma to podstawowe znaczenie w systemach pracujących w czasie rzeczywistym.

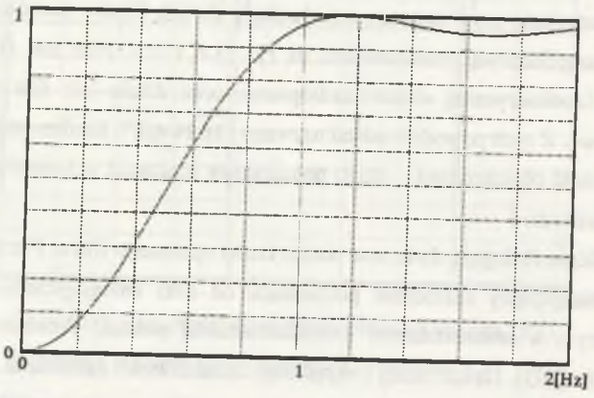
Na podkreślenie zasługują dwie inne ważne cechy opisanego filtru. Pierwsza ma istotne znaczenie w sytuacji, gdy zakłócenie pochodzące od sieci energetycznej pojawia się w sygnale użytecznym w zniekształconej - niesinusoidalnej postaci. Problem ten występuje nadzwyczaj często [103]. Dzięki stałej i określonej częstotliwości zakłócenia oraz zerowemu wzmocnieniu filtru dla wszystkich wielokrotności częstotliwości sieci zakłócenia tego typu są eliminowane niezależnie od ich kształtu.

Następną korzystną cechą filtru jest minimalne tłumienie "częstotliwości sieciowych", obecnych w użytecznym sygnale. Ten paradoksalny, na pierwszy rzut oka, wniosek wynika z długiej odpowiedzi impulsowej filtru i faktu występowania składowych sygnału EKG o częstotliwości 50 Hz (i ewentualnie jej wielokrotności) jedynie w krótkich fragmentach




*Rys.3.6. Charakterystyka amplit. wynikowego filtru IzoNotch²*
*Fig.3.6. Magnitude response of the IzoNotch² filter*

sygału, odpowiadających zespołowi QRS [115],[121]. Na podstawie przyjętych parametrów filtru oraz znajomości typowych cech sygnału EKG można oszacować tłumienie składowej sygnału o częstotliwości 50 Hz na poziomie 10%, przy jednoczesnym praktycznie stuprocentowym tłumieniu zakłóceń sieciowych.




*Rys.3.7. Charakterystyka wynikowego filtru IzoNotch² dla A=105, M=5, $T_p$=4ms*
*Fig.3.7. Magnitude response of the IzoNotch² for A=105, M=5, $T_p$=4ms*



Pewną wadą przedstawionego filtru jest natomiast stosunkowo duża długość odpowiedzi impulsowej - równa $4AT_p$, czyli dla przyjętych parametrów filtru ($AT_p$ = 420 ms) - 1680 ms. Na podstawie charakterystyki amplitudowej przedstawionej na rys. 3.7 można stwierdzić, że filtr spełnia normy AHA [18], dotyczące filtracji cyfrowej w zakresie niskich częstotliwości - równomierność charakterystyki amplitudowej na poziomie 0,5 dB w zakresie 1 do 30 Hz oraz 3 dB spadek dla częstotliwości nie wyższych niż 0,67 Hz.

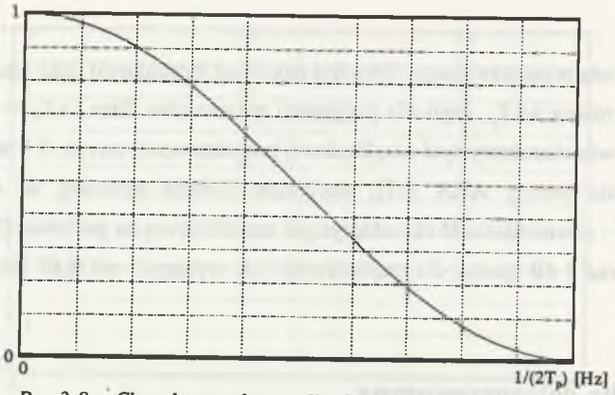
## 3.2. Filtr dolnoprzepustowy

Zgodnie z normą AHA filtr dolnoprzepustowy służący do cyfrowej fitracji sygnału EKG powinien mieć częstotliwość graniczną mierzoną 3 dB spadkiem charakterystyki amplitudowej równą 150 Hz, a zmiana wzmocnienia w zakresie do 30 Hz nie powinna przekraczać 6%. Norma ta dotyczy ściśle systemów diagnostycznych, które z założenia przeznaczone są do precyzyjnej analizy morfologii sygnału. Systemy monitorujące, wysiłkowe i holterowskie powszechnie korzystają z mniej restrykcyjnych norm. Często spotykanym rozwiązaniem projektowym filtrów dolnoprzepustowych w tych systemach jest aproksymacja, przy użyciu okna Hamminga, idealnego filtru dolnoprzepustowego o prostokątnej charakterystyce amplitudowej (0 do 50 Hz) [56]. Rozwiązanie to gwarantuje zachowanie kształtu sygnału przy jednoczesnym skutecznym tłumieniu zakłóceń wysokoczęstotliwościowych, lecz prowadzi do uzyskania niecałkowitych współczynników filtru i stounkowo długiej odpowiedzi impulsowej. W efekcie implementacja tego filtru związana jest z bardzo dużym nakładem obliczeniowym.

W prezentowanej pracy do tłumienia zakłóceń wysokoczęstotliwościowych został użyty wyjątkowo prosty obliczeniowo filtr Hanninga

$$K(z) = (z^0 + 2z^{-1} + z^{-2})/4. \qquad (3.7)$$

Jego charakterystyka amplitudowa została przedstawiona na rys. 3.8. Dla częstotliwości próbkowania 360 Hz częstotliwość graniczna wynosi 65.5 Hz, a spadek 0.5-decybelowy wypada dla częstotliwości 28.4 Hz. Charakterystyka fazowa filtru jest liniowa. Dla przyjętej częstotliwości próbkowania - 250 Hz filtr Hanninga nie spełnia normy i w rozwiązaniu docelowym powinien być zastąpiony filtrem o adekwatnej charakterystyce amplitudowej.




*Rys.3.8. Charakterystyka amplitudowa filtru Hanninga*
*Fig.3.8. Magnitude response of the Hanning filter*

## 3.3. Uwagi

Należy dodać, że zastosowanie filtracji górnoprzepustowej, spełniającej normy AHA, często okazuje się niewystarczające dla wyeliminowania dryftu linii izoelektrycznej. Najczęściej, jak się wydaje, stosowaną obecnie techniką tłumienia zakłóceń wolnozmiennych w elektrokardiogramie jest metoda funkcji sklejanych (cubic splines) [9],[14],[83].

Podobnie, nie jest możliwe skuteczne wyeliminowanie zakłóceń wysoko-częstotliwościowych, na przykład mięśniowych, przy użyciu filtracji dolnoprzepustowej zgodnej z normami - nawet tymi, dotyczącymi sprzętu monitorującego. Szum pochodzenia mięśniowego zasadniczo wpływa na wzrost wariancji wszystkich mierzonych parametrów sygnału. W celu ograniczenia jego wpływu powszechnie dokonuje się pomiaru większości parametrów elektrokardiogramu w sygnale uśrednionym. Stosowane są zarówno techniki uśredniania równowagowego [33], ważonego, jak i adaptacyjnego [40],[79].

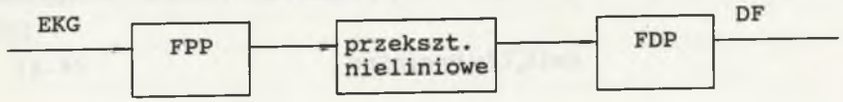
# 4. DETEKCJA ZESPOŁÓW QRS

Detektor zespołu QRS jest najważniejszym elementem każdego systemu analizującego sygnał EKG. Niepowodzenie detekcji uniemożliwia jakąkolwiek dalszą analizę sygnału EKG. W literaturze można znaleźć bardzo wiele różnorodnych detektorów. Przykładami ilustrującymi tę różnorodność stosowanych metod mogą być następujące prace: [6],[16],[21],[52],[90],[108],[121],[122],[128].

W prezentowanej pracy zastosowano detektor zespołu QRS opracowany przez autora w 1988 r. dla potrzeb systemów wysiłkowych i holterowskich. Od tego czasu detektor ten jest używany między innymi w kilku niezależnych wersjach systemu do badań wysiłkowych o nazwie handlowej "Stresstest". Jego parametry zostały dobrane eksperymentalnie w warunkach rzeczywistych badań przy użyciu sygnałów pochodzących od setek pacjentów. Ze względów komercyjnych opis detektora został opublikowany w skróconej formie dopiero w 1991 roku [45].

## 4.1. Funkcja detekcyjna

Użyta w pracy zasada detekcji oparta jest na tzw. funkcji detekcyjnej (z ang. Detection Function - DF). Poniżej przedstawiony został schemat blokowy detektora




*Rys.4.1. Schemat blokowy detektora*
*Fig.4.1. Block diagram of the QRS detektor*

gdzie: FPP - filtr pasmowoprzepustowy,
FDP- filtr dolnoprzepustowy.

Przedstawiony schemat blokowy był parukrotnie używany przez różnych autorów do budowy detektorów zespołów QRS w elektrokardiogramie [10],[55],[91],[120]. Stosowane były różnorodne projekty i założenia dotyczące filtrów używanych w detektorze. W detektorze Hawlett-Packarda, podobnym koncepcyjnie, sygnał wyjściowy określany był jako FWBI (Filtered Wave Boundary Indicator) [24].

Detektor odpowiada pojedynczym, gładkim pikiem na każdy zespół QRS, a nie reaguje na załamki P i T elektrokardiogramu oraz zakłócenia. Zasadniczym elementem jest filtr pasmowoprzepustowy. W prezentowanym detektorze jego charakterystyka została dopasowana do widma statystycznego zespołu QRS oraz widma zakłóceń znanych między innymi z badań Thakora [115]. Optymalizowany był stosunek sygnał-szum, mierzony w sygnale wyjściowym filtru pasmowoprzepustowego.

Filtr pasmowoprzepustowy tworzy kaskada 4 prostych obliczeniowo filtrów typu FIR:

$$y_1(n) = (x(n+1) + 2x(n) + x(n-1))/4, \quad (4.1)$$

$$y_2(n) = (y_1(n+2) + 2y_1(n+1) + 2y_1(n) + 2y_1(n-1) + y_1(n-2))/8, \quad (4.2)$$

$$y_3(n) = (y_2(n+12) - y_2(n+4) + y_2(n-4) - y_2(n-12))/4, \quad (4.3)$$

$$y_4(n) = (y_3(n+5) - y_3(n-5))/2. \quad (4.4)$$

Charakterystyki amplitudowe tych filtrów opisane są następującymi wzorami:

$$Re[H_1(j\omega)] = (1 - \cos n\omega)/2, \quad (4.5)$$

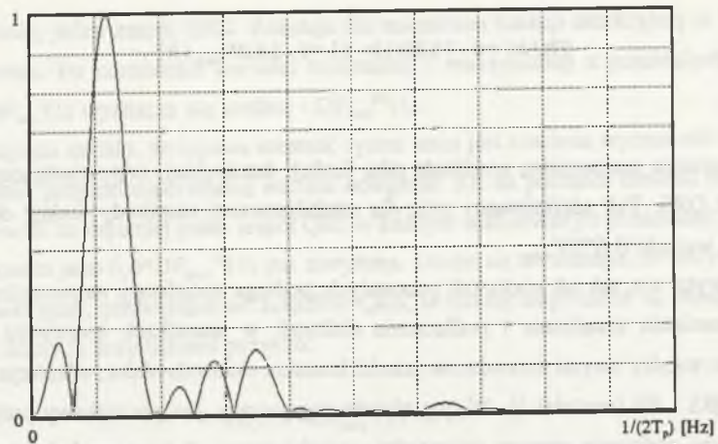
$$Re[H_2(j\omega)] = (\cos 2n\omega + 2\cos n\omega + 1)/4, \quad (4.6)$$

$$Re[H_3(j\omega)] = (\sin 12n\omega - \sin 4n\omega)/2, \quad (4.7)$$

$$Re[H_4(j\omega)] = \sin 5n\omega. \quad (4.8)$$

Przedstawiony projekt filtrów detektora dotyczy częstotliwości próbkowania równej 250 Hz. Częstotliwość środkowa tak utworzonego filtru pasmowoprzepustowego wynosi 17 Hz, a jego dobroć Q=4.8. Charakterystykę amplitudową filtru przedstawia rys. 4.2.






*Rys.4.2. Charakterystyka amplitudowa filtru pasmowoprzepustowego detektora (wzory 4.1-4.4)*

*Fig.4.2. Megnitude response of the band-pass filter (eg. 4.1-4.4)*

Charakterystyka fazowa jest liniowa. Dzięki swojej konstrukcji wynikowy filtr pasmowoprzepustowy jest bardzo efektywny obliczeniowo.

Sygnał wyjściowy z filtru pasmowoprzepustowego jest poddawany operacji nieliniowej. Może być to kwadrat lub moduł sygnału. W prezentowanym detektorze zastosowana została operacja podnoszenia do kwadratu. W dalszej kolejności dodatni już sygnał jest filtrowany filtrem dolnoprzepustowym o prostokątnym kształcie odpowiedzi impulsowej. Długość tej odpowiedzi jest ważnym parametrem detektora. Zasada jej adaptacyjnego wyznaczania zostanie opisana w dalszej części pracy - przy opisie detektora punktu odniesienia zespołu QRS.

Detekcja zespołu QRS odbywa się na podstawie funkcji detekcyjnej przez jej porównanie z wartością progową oraz przy użyciu szeregu reguł decyzyjnych zgrupowanych w bloku decyzyjnym. Parametry reguł decyzyjnych w dużym stopniu decydują o jakości detektora [55].

## 4.2. Blok decyzyjny detektora

Zespół QRS jest wykrywany, gdy funkcja detekcyjna przekroczy wartość progową obliczoną dla danego (k-tego) skurczu. Próg detekcji Th(k) obliczany jest zgodnie z następującą rekursywną zależnością:

$$Th(k) = 0.75\,Th(k-1) + 0.15\,DF_{max}(k). \qquad (4.9)$$

$DF_{max}(k)$ onacza maksymalną amplitudę piku funkcji detekcyjnej, odpowiadającego k-temu zespołowi QRS. Tak zdefiniowany próg dla ustabilizowanej amplitudy funkcji detekcyjnej daje stałą wartość $0.6*DF_{max}$.

Algorytm ten, tak jak większość pozostałych, podlega inicjalizacji na początku badania. Po uruchomieniu urządzenia i podłączeniu elektrod, w warunkach spoczynku pacjenta, odbywa się między innymi sprawdzenie jakości kontaktu elektroda-skóra, adaptacja detektora zespołu QRS i FP (rozdział 5). W tym okresie wyznaczany jest początkowy próg detekcji oraz na jego podstawie granice zmienności wartości progu. Z tego względu, że wartości graniczne progu obowiązują do końca badania, początkowe obliczenia progu detekcji muszą być wiarygodne.

Jeżeli oznaczyć początkowy (spoczynkowy) próg detekcji przez Th(1), to zmienność progu ogranicza się następującymi równaniami:

$$0{,}3\ Th(1) \le Th(k) \le 3\ Th(1), \qquad (4.10)$$

więc:

$$Th(k) > 3\ Th(1) \Rightarrow Th(k) = 3\ Th(1),$$
$$Th(k) < 0{,}3\ Th(1) \Rightarrow Th(k) = 0{,}3\ Th(1).$$

Dolna granica zapobiega wykrywaniu przez detektor drobnych pików funkcji detekcyjnej pochodzących od zakłóceń w przypadku braku sygnału EKG (asystolia, odpadnięcie elektrod). Górna granica chroni system przed całkowitą długotrwałą niewrażliwością detektora po wystąpieniu zakłóceń linii izoelektrycznej o bardzo dużej energii (typową przyczyną takich zakłóceń jest zły kontakt elektrod). Gdyby nie istniała górna granica wartości progowej detektora, zakłócenia, których energia wielokrotnie przewyższa energię sygnału, spowodowałaby przesunięcie w górę progu detekcji tak, że po ustaniu zakłócenia detektor podjąłby normalną pracę dopiero po parunastu sekundach (czas ten zależy od zakresu dynamiki toru przetwarzania, energii zakłóceń i amplitudy sygnału). Przez ten czas informacja o pracy serca byłaby niedostępna pomimo istnienia prawidłowego sygnału EKG.

Początkową wartość progu detekcji oblicza się na podstawie 12-sekundowego odcinka sygnału. Odcinek ten dzieli się na 8 równych części. Zakłada się, że w każdej części znajduje



się co najmniej jeden zespół QRS. Znajduje się maksimum funkcji detekcyjnej w każdej z części odcinka. Po odrzuceniu wartości minimalnej i maksymalnej z pozostałych sześciu wartości $DF_{max}^{i}(1)$ wyznacza się średnią - $DF_{max}^{SR}(1)$.

Ze względu na fakt, że typowa częstość rytmu serca jest znacznie wyższa niż 40 1/min (w algorytmie przyjęto maksymalną wartość odległości RR na początku badania równą 1,5 s, aby zapewnić co najmniej jeden zespól QRS w każdym analizowanym przedziale), wartość progu obliczona jako $0{,}6*DF_{max}^{SR}(1)$ jest zawyżona. Dzieje się tak dlatego, że wszystkie piki funkcji detekcyjnej, pochodzące od zespołów QRS, o niższej amplitudzie są pomijane. Na podstawie licznych doświadczeń przyjęto:

$$Th(1) = DF_{max}^{SR}(1) * 0.5. \qquad (4.11)$$

Detektor zespołów QRS korzysta z dwóch dodatkowych reguł decyzyjnych określanych w języku angielskim jako "eye-closing" i "search-back procedure". Pierwsza z nich mówi, że w określonym czasie po wykryciu zespołu QRS, określanym jako czas martwy, nie może być wykryty następny zespół. Procedura ta uniemożliwia dwukrotną detekcję w obrębie jednego zespołu QRS sygnału EKG; zmniejsza prawdopodobieństwo wykrycia załamka T jako zespołu QRS. Negatywnym efektem jej stosowania jest istotne zwiększenie prawdopodobieństwa pominięcia przez detektor bardzo groźnych arytmii określanych jako "R na T", czyli przypadków występowania dodatkowych, przedwczesnych zespołów QRS w miejscach, gdzie normalnie powinien znajdować się załamek T. Wystąpienie dodatkowego zespołu QRS w tzw. "strefie nadwrażliwej" może prowadzić do częstoskurczu komorowego. Czas martwy został w przedstawionym detektorze przyjęty stosunkowo krótki - 228 ms [91].

Procedura "search-back" polega na przeszukiwaniu wstecz fragmentu sygnału, w którym powinien znajdować się zespól QRS, a nie został wykryty, przy czym obniżana jest wartość progu detekcji. Przyjęto obniżenie progu detkcji do 65%, jeżeli detekcja nie nastąpiła w czasie 1,5 sekundy po ostatnim prawidłowo wykrytym zespole QRS i do 33% po 3 sekundach.

## 4.3. Wyniki testowania detektora zespołu QRS

Przedstawiony wyżej detektor zespołu QRS został przetestowany przy użyciu rzeczywistych sygnałów ze zbioru bazy danych testowych EKG AHA. Do testowania użyto

sygnałów pochodzących z 31 zbiorów wybranych tak, aby zawierały jak największą liczbę skurczów patologicznych z jak największym poziomem różnorodnych zakłóceń. Wyboru dokonano na podstawie wizualnej oceny. Sygnały pochodziły ze zbiorów o następujących oznaczeniach: im 33, im 34, im 36, im 37, iu 15, iu 21, iu 22, iu 23, iu 24, iu 25, iu 26, iu 28, iu 35, n 11, n 12, n 13, n 14, n 16, n 17, n 18, n 82, p 85; rt 51, rt 52, rt 53; v 71, v 72, v 73, v 75, v 76, v 78.

Łącznie analizowano sygnał zawierający 989 zespołów QRS (w tym 756 normalnych i 224 patologicznych). Stwierdzono tylko 20 detekcji fałszywie negatywnych, z czego 9 przypadało na przypadki "R na T" oraz 7 detekcji fałszywie pozytywnych, spowodowanych głównie gwałtownymi zmianami położenia linii izoelektrycznej, pochodzącymi najprawdopodobniej od ruchu pacjenta. Daje to czułość detektora równą 98%, a specyficzność na poziomie 99,3%.

Test ten potwierdził wnioski dotyczące wysokiej użyteczności przedstawionego detektora, uzyskane podczas klinicznych badań systemów "Stresstest", wykorzystujących ten sam detektor zespołów QRS.

Tradycyjne detektory zespołów QRS, bazujące głównie na analizie pochodnych sygnału, w przeciwieństwie do detektora tu przedstawionego są mało odporne na zakłócenia. Przykładowo: w pracy Friesena w konkluzji stwierdzono, że żaden z 9 testowanych tradycyjnych detektorów nie okazał się wystarczająco odporny na wszystkie rodzaje zakłóceń [49].

# 5. DETEKTOR PUNKTU ODNIESIENIA

Detekcja punktu odniesienia (z ang. Fiducial Point - FP) należy do tych procedur, od których w największym stopniu zależy końcowa jakość pracy systemu holterowskiego.

Punkt odniesienia zespołu QRS precyzyjnie lokalizuje położenie danego zespołu na osi czasu. Informacja o tej lokalizacji jest wykorzystywana przez większość bloków zaznaczonych na schemacie blokowym systemu (rys.2.1.). Powtarzalność detekcji FP ma podstawowe znaczenie szczególnie w procedurach tworzenia i modyfikacji wzorców, obliczaniu sygnału resztowego i klasyfikacji skurczów [20],[100]. Punkt odniesienia wykorzystywany jest przy pomiarze rytmu serca, stosunku sygnał-szum oraz do kompresji sygnału.

Tradycyjnie punkt odniesienia wyznaczany był jako wierzchołek załamka R lub w podobnych, równie łatwych do określenia i detekcji punktach charakterystycznych zespołu QRS (minimum pochodnej, maksimum modułu, miejscu przejścia przez zero pochodnej itp.) [60],[109]. Dla każdego z tych prostych detektorów FP można łatwo znaleźć morfologię sygnału, dla której detektor okaże się niestabilny.

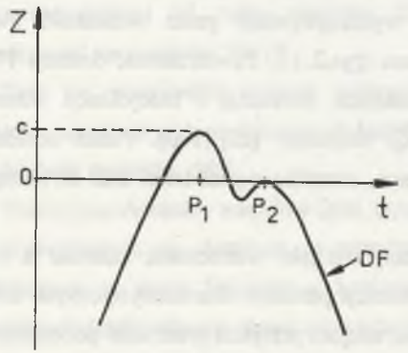
Detektor określany jest jako niestabilny, gdy dla tego samego zespołu QRS naprzemiennie wykrywa punkt odniesienia w chwilach czasu $P_1$ i $P_2$, odległych od siebie o parenaście lub parędziesiąt milisekund. Ta cecha detektora daje mu złą ocenę nawet pomimo bardzo dobrych wyników uzyskiwanych dla większości spotykanych morfologii sygnału [89], [92]. Niestabilność detektora szczególnie mocno manifestuje się dla sygnału zakłóconego [35].

W prezentowanej pracy detektor punktu odniesienia bazuje na tzw. funkcji detekcyjnej (por. rys. 2.1.) używanej do detekcji zespołu QRS. FP jest wyznaczane w miejscu występowania maksimum piku funkcji detekcyjnej, odpowiadającej wykrytemu zespołowi QRS. Najważniejszymi zaletami algorytmu są: duża odporność na zakłócenia, powtarzalność i stabilność. Położenie punktu odniesienia nie zależy od amplitudy załamków zespołu QRS. Detektor spełnia w ten sposób warunki określone przez Fradena i Neumana w pracy [27].

## 5.1. Powtarzalność detekcji, a kształt funkcji detekcyjnej

W tym punkcie zostanie podjęta próba wykazania dużego znaczenia kształtu pików funkcji detekcyjnej dla powtarzalności pracy detektora. Podana zostanie również oryginalna metoda optymalizacji kształtu pików DF przy użyciu parametru detektora, jakim jest długość odpowiedzi impulsowej filtru dolnoprzepustowego (oznaczonego jako FDP w schemacie blokowym rys. 4.1).

Przesłanką do podjęcia rozważań na temat znaczenia kształtu pików DF było następujące rozumowanie: jeżeli przyjąć kształt funkcji detekcyjnej jak na rys. 5.1. to




*Rys.5.1. Hipotetyczny kształt piku funkcji detekcyjnej*
*Fig.5.1. Hypothetical shape of the detection function*

prawdopodobieństwo detekcji punktu odniesienia w chwili $P_2$ zamiast $P_1$ dla sygnału DF, zakłóconego addytywnym białym szumem n(t) o gaussowskim rozkładzie amplitud i wariancji $\sigma^2$, można zapisać wzorem:

$$P_p=\lim_{\Delta z\to 0}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{1}{\Delta z}P\{DF_n(P_1)\in(z,z+\Delta z)\}\,P\{DF_n(P_2)>z\}dz, \qquad (5.1)$$

przy czym

$$DF_n(t) = DF(t) + n(t). \qquad (5.2)$$

Oznaczenia zostały podane na rys. 5.1.



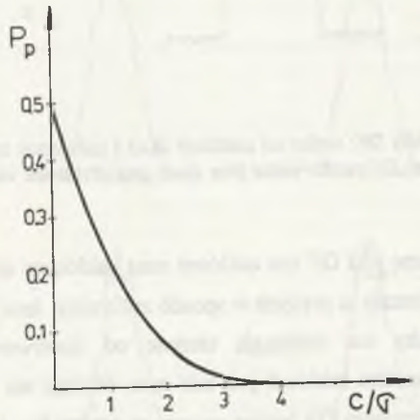
Biorąc pod uwagę, że:

$$\lim_{\Delta z\to 0}\frac{P\{z\le DF_n(P_1)\le z+\Delta z\}}{\Delta z}=\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}e^{-\frac{(z-c)^2}{2\sigma^2}} \qquad (5.3)$$

można zapisać [94]:

$$P_p=\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{\infty}e^{\frac{(z-c)^2}{2\sigma^2}}\left(1-\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{z}e^{-\frac{y^2}{2\sigma^2}}dy\right)dz. \qquad (5.4)$$

Rysunek 5.2 pokazuje zależność $P_p$ od stosunku $c/\sigma$, gdzie c jest różnicą amplitud DF w punktach $P_1$ i $P_2$.

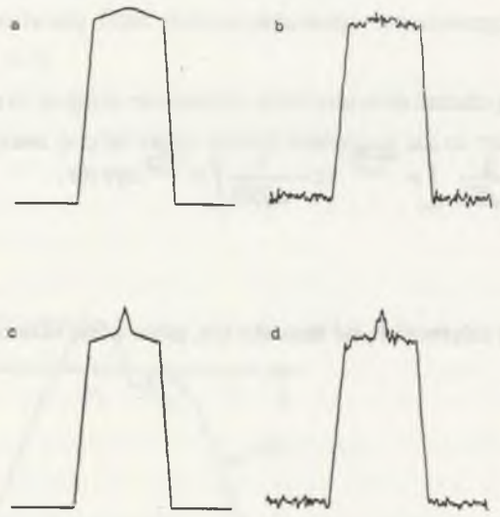



*Rys.5.2. Zależność prawdopodobieństwa błędnej detekcji od stosunku c/σ*
*Fig.5.2. Probability of the erroneous detection agains the ratio c/σ*

Na podstawie tego wykresu można stwierdzić, że piki funkcji detekcyjnej, odpowiadające zespołom QRS, powinny być jednowierzchołkowe, bez zafalowań w okolicy

wierzchołka. Dużą powtarzalność pracy detektora FP można uzyskać przez zagwarantowanie dużej stromości zboczy pików DF w okolicy wierzchołków. Odwrotnie, zgodnie z rys 5.2 można stwierdzić, że dla spłaszczonych pików DF istnieje duże prawdopodobieństwo błędnej detekcji nawet dla niedużych wartości $\sigma^2$.

Rozumowanie to ilustruje rys 5.3,

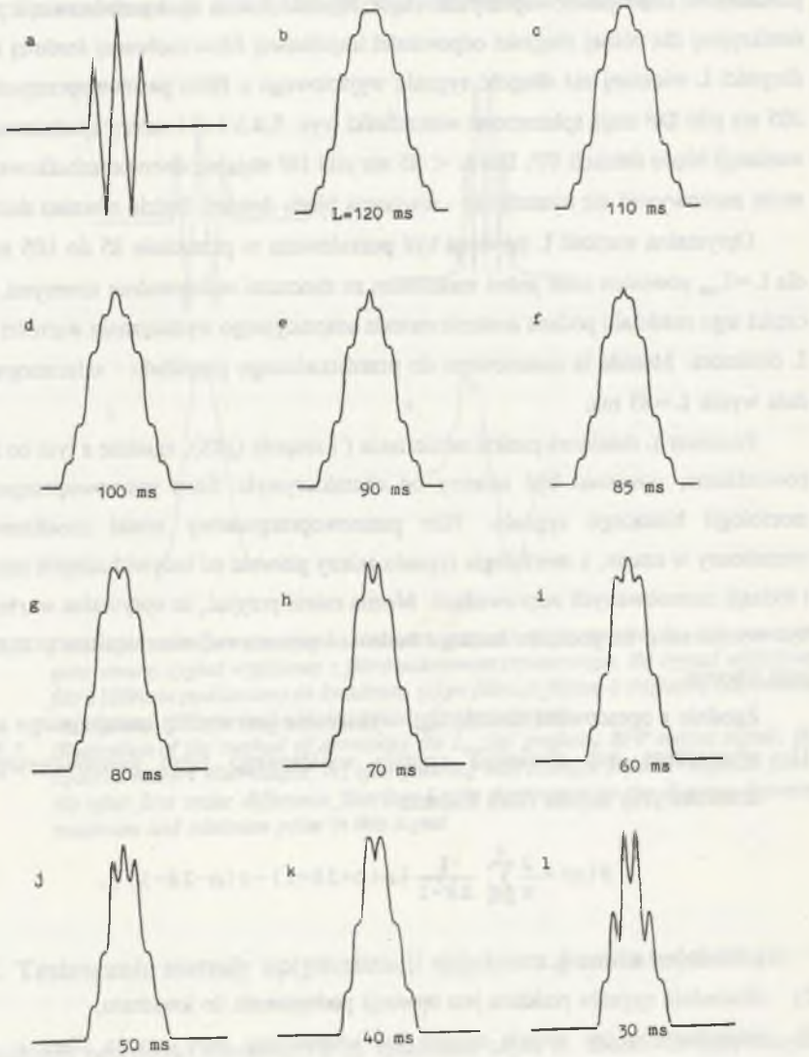



*Rys. 5.3. Dwa różne hipotetyczne piki DF: wolne od zakłóceń (a,c) i zakłócone szumem (b,d)*
*Fig. 5.3. Two different hypothetical DF peaks: noise free (a,c) and disturbed with the noise (b,d)*

przedstawiający dwa różne, hipotetyczne piki DF bez zakłóceń oraz zakłócone szumem. Co prawda przebiegi funkcji detekcyjnej zostały tu przyjęte w sposób arbitralny, lecz jak wynika z licznych doświadczeń, ich kształty nie odbiegają istotnie od obserwowanych w rzeczywistości. W obu przypadkach poziom zakłóceń jest taki sam. Wydaje się oczywiste, że powtarzalność detekcji FP jako maksimum DF będzie wyższa w przypadku d niż b.

Obecnie przeanalizowany zostanie wpływ długości odpowiedzi impulsowej filtru dolnoprzepustowego detektora (FDP na rys 4.1.) na kształt pików DF. W tym celu przyjęty zostanie, znowu arbitralnie, przebieg sygnału na wyjściu filtru pasmowoprzepustowego detektora (rys 5.4.a).






*Rys.5.4. Sztucznie generowany sygnał wyjściowy z filtru pasmowoprzepustowego (a) i odpowiadające mu przebiegi DF dla różnych wartości L (b-l)*
*Fig.5.4. Synthetic BFP output signal (a) and corresponding DF for different L (b-l)*

Przebieg tego sygnału jest sztucznie generowany, lecz również charakterystyczny dla rzeczywistych detektorów. Zależy on jedynie od aktualnej morfologii sygnału EKG i parametrów filtru pasmowoprzepustowego. Rysunki 5.4. b do l przedstawiają piki funkcji detekcyjnej dla różnej długości odpowiedzi impulsowej filtru ruchomej średniej (LPF). Dla długości L większej niż długość sygnału wyjściowego z filtru pasmowoprzepustowego, tj. 105 ms piki DF mają spłaszczone wierzchołki (rys. 5.4.b i c) i należy spodziewać się dużej wariancji błędu detekcji FP. Dla L < 85 ms piki DF stają się dwuwierzchołkowe - detektor może zachowywać się niestabilnie - wariancja błędu detekcji będzie również duża.

Optymalna wartość L powinna być poszukiwana w przedziale 85 do 105 ms. Pik DF dla $L=L_{opt}$ powinien mieć jedno maksimum ze zboczami maksymalnie stromymi. W dalszej części tego rozdziału podana zostanie metoda adaptacyjnego wyznaczania wartości parametru L detektora. Metoda ta zastosowana do przedstawionego przykładu - sztucznego sygnału - dała wynik L=85 ms.

Parametr L detektora punktu odniesienia ( i zespołu QRS), zgodnie z tym co zostało już powiedziane, powinien być zależny od charakterystyki filtru pasmowoprzepustowego i morfologii bieżącego sygnału. Filtr pasmowoprzepustowy został zrealizowany jako niezmienny w czasie, a morfologia sygnału zależy głównie od indywidualnych cech pacjenta i rodzaju zastosowanych odprowadzeń. Można zatem przyjąć, że optymalna wartość L może być wyznaczona na początku każdego badania i pozostawać niezmieniona przez cały czas jego trwania.

Zgodnie z opracowaną metodą $L_{opt}$ wyznaczane jest według następującego algorytmu:

1) wyznaczana jest obwiednia sygnału wyjściowego filtru pasmowoprzepustowego detektora przy użyciu filtru Hilberta

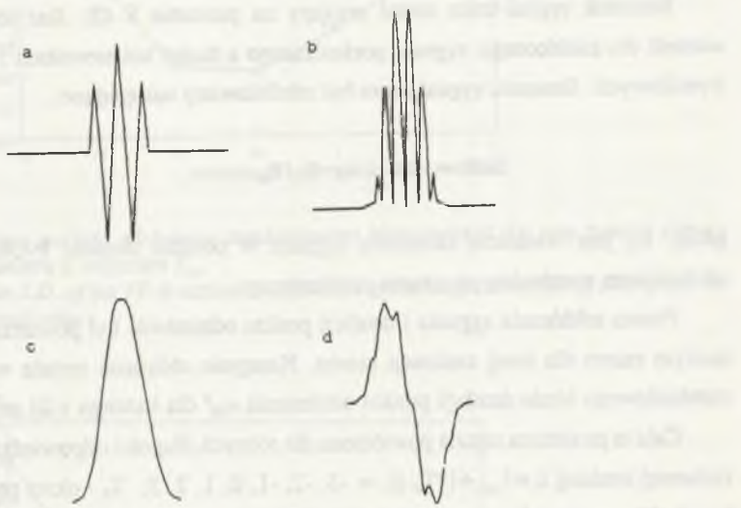
$$\hat{z}(n) = \frac{2}{\pi} \sum_{k=0}^{K} \frac{1}{2k+1} [z(n+2k+1) - z(n-2k-1)], \qquad (5.5)$$

gdzie k jest równe 6,

2) obwiednia sygnału poddana jest operacji podnoszenia do kwadratu,
3) otrzymany w ten sposób sygnał jest wygładzany przy użyciu filtru o trójkątnej odpowiedzi impulsowej,
4) $L_{opt}$ wyznaczane jest jako odległość pomiędzy punktami minimum i maksimum pochodnej obliczonej na sygnale uzyskanym w poprzednim punkcie (pochodna reprezentowana jest jako pierwsza różnica dyskretnego sygnału).



Przedstawiona metoda może być widziana jako oszacowanie długości odpowiedzi filtru pasmowoprzepustowego na pobudzenie, jakim jest zespół QRS w sygnale wejściowym. Rysunek 5.5 stanowi ilustrację metody dla przykładu użytego już wcześniej (rys.5.4.a).




*Rys.5.5. Ilustracja metody wyznaczania wartości optymalnej parametru L: (a) sztucznie generowany sygnał wyjściowy z filtru pasmowoprzepustowego, (b) sygnał wyjściowy filtru Hilberta podniesiony do kwadratu, (c) po filtracji filtrem o trójkątnej odpowiedzi impulsowej, (d) pierwsza różnica tak uzyskanego sygnału*

*Fig.5.5. Illustration of the method of dermining the $L_{opt}$:(a) synthetic BFP output signal, (b) squared Hilbert filter output, (c) after filtering with triangle impulse response filter, (d) after first order difference filtering: $L_{opt}$ is determined as the distance between maximum and minimum point in this signal*

## 5.2. Testowanie metody optymalizacji detektora punktu odniesienia

Do badania odporności detektora FP na zakłócenia użyto 21 zbiorów z bazy danych arytmicznych AHA. Z każdego zbioru wybrany został jeden typowy, normalny i wolny od zakłóceń okres sygnału EKG. Używany był zawsze ten sam kanał. Przy użyciu opisanej metody dla każdego z zespołów P-QRS-T znaleziono optymalną wartość parametru l - $L_{opt}$. Następnie oryginalny sygnał został sztucznie zakłócony białym szumem o normalnym rozkładzie amplitud przy użyciu komputerowego generatora liczb pseudolosowych i wzoru

Boxa-Müllera. [22]. Z powodu istnienia filtru antyaliasingowego do testowania powinien być użyty szum kolorowy, jednak biorąc pod uwagę fakt, że filtr pasmowoprzepustowy detektora tłumi praktycznie do zera składowe sygnału o częstotliwości powyżej 50 Hz, użycie do testowania szumu białego zamiast kolorowego nie wpływa na wynik testowania.

Stosunek sygnał-szum został przyjęty na poziomie 8 dB. Jest to często spotykana wartość dla zakłóconego sygnału pochodzącego z badań holterowskich i typowa dla badań wysiłkowych. Stosunek sygnał szum był zdefiniowany następująco:

$$SNR = 20 \log U_S/U_N, \qquad (5.6)$$

gdzie: $U_S$ jest wartością skuteczną sygnału w obrębie zespołu P-QRS-T, a $U_N$ jest odchyleniem standardowym szumu zakłócającego.

Proces zakłócania sygnału i detekcji punktu odniesienia był powtarzany 60-krotnie, za każdym razem dla innej realizacji szumu. Następnie obliczona została wartość odchylenia standardowego błędu detekcji punktu odniesienia $\sigma_{FP}^k$ dla każdego z 21 zespołów P-QRS-T.

Cała ta procedura zastała powtórzona dla różnych długości odpowiedzi impulsowej filtru ruchomej średniej $L=L_{opt}+l*T_P$ (L = -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3; $T_P$ - okres próbkowania równy 4 ms). Następnie obliczono średnią znormalizowanego $\sigma_{FP}^k$ jako funkcję L:

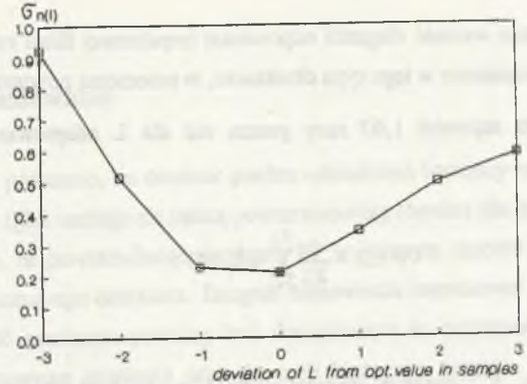
$$\overline{\sigma}_n(L) = \frac{1}{21}\sum_{k=1}^{21} [\sigma_{FP}^k(L) / \max_{-3\le L\le 3} \sigma_{FP}^k(L)] . \qquad (5.7.)$$

## 5.3. Wyniki

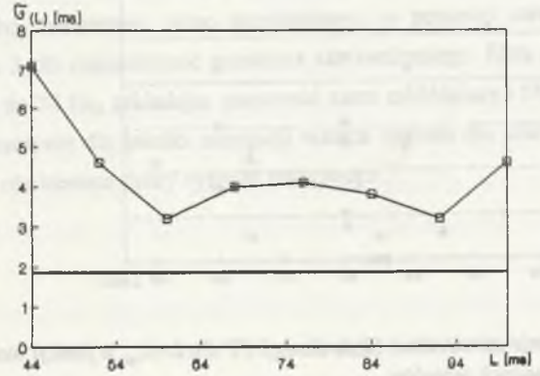
Optymalna wartość parametru L wahała się pomiędzy 44 ms a 96 ms dla sygnałów pochodzących z różnych zbiorów bazy AHA. Odchylenie standardowe błędu detekcji dla wartości L uznanych za optymalne $\sigma_{FP}(L=L_{opt})$ wynosiło od 0 do 6,2 ms (wartość średnia 1,9 ms, odchylenie standardowe 1,75 ms dla SNR = 8 dB).

Dla porównania - najlepsze znane z literatury detektory FP osiągają zbliżone średnie wartości odchylenia standardowego błędu detkcji (np. $\sigma_{PP}$ = 1,65 ms dla SNR = 10 dB w pracy [30]). Dalsze obniżenie błędu detekcji - konieczne w badaniach mikropotencjałów serca - jest opłacane bardzo istotnym wzrostem nakładu obliczeniowego [63].






*Rys. 5.6. Średnia wartość odchylenia standardowego błędu detekcji FP jako funkcja różnicy parametru L względem $L_{opt}$*
*Fig. 5.6. Mean S.D. of the FP detection as a function of the length deviation of MAF from the optimal value*



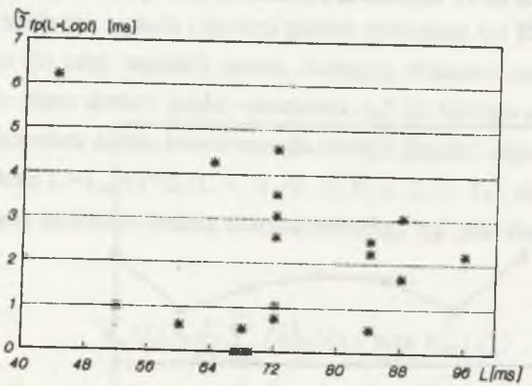

*Rys.5.7. Średnia wartość odchylenia standardowego błędu detekcji FP w funkcji parametru L*
*Fig.5.7. Mean S.D. of the FP detection as a function of the length of MAF. The horizontal line denotes the mean value of S.D. for L individually adapted to the signal*

Rysunek 5.6 przedstawia wykres $\sigma_n(L)$ - miary powtarzalności detektora FP w zależności od różnicy parametru L względem $L_{opt}$ wyznaczonego opisaną metodą. Na podstawie wykresu można stwierdzić, że $L=L_{opt}$ gwarantuje największą powtarzalność pracy detektora. Dla L różnych od $L_{opt}$ (zero na osi odciętych) powtarzalność detektora gwałtownie pogarsza się.

Jeżeli założyć stałą wartość długości odpowiedzi impulsowej filtru ruchomej średniej, co jest typowym rozwiązaniem w tego typu detektorze, to przeciętna powtarzalność określona przez $\overline{\sigma}$ (L) jest co najmniej 1,67 razy gorsza niż dla L adaptowanego do sygnału (rys. 5.7).

$$\overline{\sigma}(L) = \frac{1}{21}\sum_{k=1}^{21} \sigma_{FP}^{k}(L) . \qquad (5.8)$$

Pozioma linia na rys. 5.7 oznacza średnią wartość $\sigma_{FP}(L=L_{opt})$ dla 21 analizowanych sygnałów.




*Rys.5.8. Odchylenie standardowe błędu detekcji FP dla $L=L_{opt}$ w funkcji wartości $L_{opt}$ dla 21 analizowanych zespołów*
*Fig.5.8. Scatter plot for the 21 complexes of optimal filter versus S.D. of the jittering*

Rysunek 5.8 przedstawia zależność odchylenia standardowego błędu detekcji punktu odniesienia dla $L=L_{opt}$ od wartości $L_{opt}$. Chociaż $L_{opt}$ w pewnym sensie jest związane z szerokością zespołów QRS,nie zaobserwowano zależności powtarzalności detekcji od wartości $L_{opt}$.



## 5.4. Podsumowanie

W rozdziale pokazano, że detektor punktu odniesienia bazujący na funkcji detekcyjnej detektora zespołu QRS cechuje się dobrą powtarzalnością również dla zakłóconych sygnałów EKG. Wykazano, że powtarzalność detektora FP w istotnym stopniu zależy od parametru filtru dolnoprzepustowego detektora. Długość odpowiedzi impulsowej tego filtru, a zatem i jego częstotliwość graniczna powinny być dostosowane do odpowiedzi impulsowej filtru pasmowoprzepustowego detektora oraz do cech bieżącego sygnału EKG. Przedstawiona metoda umożliwia dokładne wyznaczenie optymalnej długości odpowiedzi impulsowej filtru ruchomej średniej. Dla każdego pacjenta (badania) powinna być wyznaczona optymalna wartość tego parametru co najmniej na początku badania, gdyż wartości te różnią się w sposób bardzo istotny dla różnych sygnałów EKG.

Przedstawiona metoda zmniejsza odchylenie standardowe błędu detekcji punktu odniesienia blisko dwukrotnie, więc przykładowo, w procesie uśredniania sygnału w dziedzinie czasu 3 dB częstotliwość graniczna ekwiwalentnego filtru dolnoprzepustowego wzrasta z 35 Hz do 70 Hz, zakładając gausowski szum zakłócający i SNR = 8 dB [20]. Ma to zasadnicze znaczenie dla jakości estymacji wzorca sygnału dla klasyfikacji, co skutkuje między innymi obniżeniem mocy sygnału resztowego.

# 6. DETEKCJA SKURCZÓW POCHODZENIA KOMOROWEGO

W diagnostyce kardiologicznej wykrywanie skurczów pochodzenia komorowego (w skrócie - komorowych) ma podstawowe znaczenie. Jest to szczególnie ważne zadanie każdego systemu holterowskiego, a w niewiele mniejszym stopniu systemów wysiłkowych i monitorujących w intensywnym nadzorze.

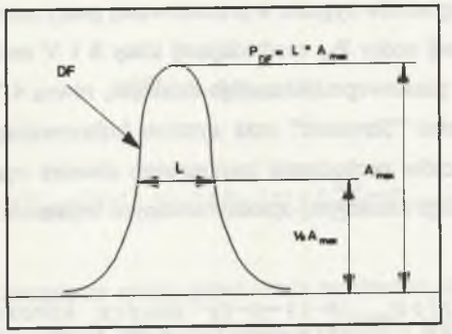
Tradycyjnie skurcze komorowe wykrywa się na podstawie pomiaru szerokości zespołu QRS. Skurcze szersze niż 120 ms zawsze uważa się za komorowe [23]. Skurcze o szerokości 100 do 120 ms traktowane są różnie w różnych systemach. Metoda detekcji skurczów komorowych, oparta na pomiarze szerokości zespołów, jest bardzo niedoskonała. Przede wszystkim nie istnieje żadna szeroko uznana technika detekcji początku i końca zespołu. Różne stosowane w tym celu techniki dają bardzo odległe od siebie wyniki dla tych samych przebiegów. Ponadto, jak zostało to wykazane w pracach [32],[39], szerokość zespolu QRS jest najbardziej podatnym na zakłócenia parametrem krzywej EKG. Typowe błędy pomiaru położenia początku i końca zespołu dla nie zakłóconego sygnału wg prac [125],[126] wynoszą średnio ok. 6 ms. Pomiar szerokości zespołu jest czasochłonny.

Biorąc pod uwagę spodziewany poziom zakłóceń podczas 24-godzinnej rejestracji sygnału u pacjenta wykonującego wszystkie codzienne czynności należy uznać tę metodę za nieprzydatną.

Inne, bardziej efektywne metody detekcji skurczów pochodzenia komorowego znane z literatury [75],[85],[86] okazały się niekompatybilne z pozostałymi rozwiązaniami przyjętymi w pracy ze względu na wykorzystanie następujących metod: liniowej predykcji, analizy homomorficznej oraz sygnału minimalnofazowego.

Dla potrzeb systemów wysiłkowych i holterowskich został opracowany w Zakładzie Elektroniki Biomedycznej Instytutu Elektroniki detektor skurczów komorowych bardzo efektywny obliczeniowo i wybitnie odporny na zakłócenia [41]. Detektor bazuje na funkcji detekcyjnej. Klasyfikacja do klasy skurczów normalnych albo komorowych odbywa się na podstawie pomiaru pola powierzchni pików FD odpowiadających zespołom QRS, aproksymowanych trójkątami. Zasadę aproksymacji ilustruje rysunek 6.1.






*Rys.6.1. Ilustracja zasady pomiaru pola powierzchni pików funkcji detekcyjnej*
*Fig.6.1. Principle of the DF peaks area measurement*

W pierwszej kolejności znajdywane jest maksimum piku funkcji detekcyjnej (procedura ta jest używana również w detektorze punktu odniesienia - nie wymaga zatem dodatkowych obliczeń). Następnie wyznaczana jest szerokość piku DF w połowie jego wysokości. Pole piku DF określa się jako iloczyn amplitudy piku i tak wyznaczonej jego szerokości.

Na podstawie przeprowadzonych badań (przy użyciu bazy arytmicznej AHA) [41],[78] określone zostały wartości pola powierzchni pików DF rozdzielające klasy N i V (normalne i komorowe) oraz stwierdzono bardzo dobrą zdolność dyskryminacyjną tej cechy.

W przytoczonych pracach wartość parametru $P_{DF}$ najlepiej rozdzielającą klasy skurczów normalnych i komorowych była wyznaczona na podstawie badań przeprowadzonych na dostępnej wówczas bazie danych. Na podstawie tych badań stwierdzono ponadto istnienie silnej zależności parametru $P_{DF}$ zarówno dla skurczów pochodzenia nadkomorowego, jak i komorowego od indywidualnych cech sygnału oraz od zastosowanego filtru pasmowoprzepustowego detektora. Konsekwencją użycia w detektorze zespołu QRS filtru statystycznie dopasowanego, maksymalizującego stosunek sygnał-szum funkcji detekcyjnej, opracowanego na podstawie zbioru sygnałów o niewielkiej zawartości skurczów komorowych, jest dyskryminowanie tego rodzaju skurczów. Objawia się to istotnym zmniejszeniem amplitudy pików funkcji detekcyjnej odpowiadających zespołom pochodzenia komorowego. Dalszą konsekwencją tego faktu jest mała czułość detektora w odniesieniu do najważniejszych z diagnostycznego punktu widzenia epizodów sygnału, przy bardzo dobrej ogólnej czułości detektora.

Aby zminimalizować niebezpieczeństwo wystąpienia najmniej skutecznej pracy detektora dla najważniejszych fragmentów sygnału w prezentowanej pracy zrezygnowano z określenia stałej wartości granicznej cechy $P_{DF}$ rozdzielającej klasy S i V oraz przyjęto stosunkowo niewielką dobroć filtru pasmowoprzepustowego detektora, równą 4,7.

Dla potrzeb systemu "Stresstest" oraz systemu holterowskiego został opracowany algorytm detekcji skurczów pochodzenia komorowego również oparty na pomiarze pola powierzchni pików funkcji detekcyjnej aproksymowanych trójkątami.

$$\begin{aligned} P_{DF}(n) > P_{gran}(n-1) &\rightarrow n\text{-ty skurcz komorowy} \\ P_{DF}(n) \le P_{gran}(n-1) &\rightarrow n\text{-ty skurcz nadkomorowy}. \end{aligned} \qquad (6.1)$$

Wartość graniczna cechy $P_{DF}$ - $P_{gran}$ wyznaczana jest adaptacyjnie w zależności od morfologii bieżącego sygnału, przy czym bardzo istotna jest inicjalizacja algorytmu.

Inicjalizację przeprowadza się w pierwszej minucie badania. Zakłada się, że w czasie inicjalizacji w sygnale nie przeważają skurcze pochodzenia komorowego (nie występuje tachykardia komorowa lub rytm zastępczy). Założenie to nie jest restrykcyjne, gdyż początek badania holterowskiego zawsze następuje w obecności lekarza, który interweniowałby w powyższych przypadkach.

W zbiorze wartości pól powierzchni pików FD pochodzących od zespołów QRS z pierwszej minuty badania znajdowana jest mediana-$P_{med}$. Jeżeli w okresie tym występują skurcze należące do różnych klas, pobudzane przez różne ośrodki bodźcotwórcze w sercu, to $P_{med}$ będzie reprezentowało najliczniejszą klasę. Ustala się:

$$P_{gran}(0) = 1,4 P_{med}. \qquad (6.2)$$

$P_{gran}(0)$ oznacza początkową wartość graniczną, która następnie będzie modyfikowana po wykryciu każdego kolejnego skurczu nadkomorowego:

$$P_{gran}(n) = 0,9 P_{gran}(n-1) + 0,14 P_{DF}(n). \qquad (6.3)$$



Na początku badania wprowadza się ograniczenie na zakres zmienności $P_{gran}$:

$$P_{gran}^{max} = 1,6 P_{gran}(0), \qquad (6.4)$$

$$\forall_{n=1,2..N} \; 0,9 P_{gran}(n-1) + 0,14 P_{DF}(n) > P_{gran}^{MAX} \rightarrow P_{gran}(n) = P_{gran}^{max}. \qquad (6.5)$$

Ograniczenie to zabezpiecza system przed utratą możliwości klasyfikowania skurczów po długotrwałym zaniku sygnału lub w przypadku wystąpienia krótkotrwałych zakłóceń o mocy wielokrotnie przewyższającej moc sygnału (nie bierze się tu pod uwagę zakłóceń sieciowych, które wskutek filtracji nie mają wpływu na funkcję detekcyjną).

Parametry algorytmu dobrane zostały heurystycznie na podstawie dwuletnich badań systemu "Stresstest" przy użyciu sygnału EKG, pochodzącego z setek badań wysiłkowych.

Algorytm bardzo zbliżony do opisanego był badany również za pomocą fragmentów arytmicznej bazy danych testowych EKG AHA w pracy poświęconej wyłącznie testowaniu i optymalizacji parametrów opisanego detektora [112].

Struktura detektora była identyczna, jedynie jego parametry zostały ustalone na innym poziomie ze względu na specyfikę zbioru uczącego (wybrane krótkie wycinki, najbardziej kłopotliwe do analizy ze względu na różnorodność morfologii i poziom zakłóceń).
Pomimo bardzo trudnych warunków detekcji, nie występujących w rzeczywistych badaniach, uzyskano w zbiorze testowym 97,12% poprawnych detekcji (skurczów pochodzenia nadkomorowego i komorowego).

**Podsumowanie**

Zaprezentowany detektor zespołów QRS pochodzenia komorowego jest konieczny w systemie holterowskim do wstępnej klasyfikacji skurczów przy użyciu oryginalnego, tj. zakłóconego sygnału EKG. Tłumienie zakłóceń w procesie uśredniania może być bowiem zrealizowane wyłącznie dla zespołów należących do tej samej klasy skurczów, np. normalnych lub dominujących. Skurcze ektopowe, aberanty pochodzenia komorowego muszą być wyłączone z procesu uśredniania.

Przedstawiony detektor skurczów komorowych jest efektywny obliczniowo i odporny na zakłócenia. Jego czułość według pracy [112] wynosi w niekorzystnych warunkach testowania 94,3%, a specyficzność 95,9%. Wyniki te zostały uzyskane wyłącznie na podstawie zbioru zespołów QRS pochodzenia komorowego. Biorąc pod uwagę również zespoły normalne uzyskano 97,1% poprawnych klasyfikacji. W świetle wyników uzyskanych podczas badań komercyjnych systemów holterowskich, również przeprowadzonych z wykorzystaniem bazy AHA [119], podane wyżej wyniki można uznać za bardzo dobre.

# 7. POMIAR STOSUNKU SYGNAŁ-SZUM

W typowym badaniu holterowskim poziom zakłóceń nie jest stały. Wzrost mocy zakłóceń jest najczęściej wynikiem wzmożonej aktywności fizycznej pacjenta (zakłócenia mięśniowe oraz wolnozmienne związane z mechaniczną pracą elektrod) lub ze wzrostem impedancji przejścia elektroda-skóra spowodowanym obluzowaniem elektrod, wyschnięciem żelu kontaktowego itp. Zakłócenia utrudniają analizę sygnału, przy czym część algorytmów szczególnie na nie odporna pracuje poprawnie praktycznie zawsze, gdy istnieje kontakt pomiędzy elektrodami a ciałem pacjenta. Przykładem może tu być detektor zespołu QRS. Inne algorytmy są bardziej podatne na zakłócenia - przestają poprawnie działać dla określonego stosunku sygnał-szum. Klasyfikator skurczów wykazuje większą liczbę błędnych klasyfikacji wraz ze wzrostem poziomu zakłóceń sygnału. Najczęściej w wyniku błędnej klasyfikacji tworzone są dodatkowe wzorce zespołów QRS, obrazujące zniekształcony w wyniku zakłóceń zespół. Wskutek istnienia ograniczenia na maksymalną możliwą do utworzenia liczbę wzorców istnieje zagrożenie wypełnienia całej przestrzeni wzorców zakłóceniami i osiągnięcia niewydolności systemu, który nie będzie mógł prawidłowo analizować sygnału przez czas pozostający do końca badania. Procedurą szczególnie wrażliwą na zakłócenia jest detektor zmian elektrokardiogramu w obrębie załamka P ze względu na niski poziom amplitudy analizowanego fragmentu sygnału. Wzrost poziomu zakłóceń wpływa tu szczególnie na zwiększenie prawdopodobieństwa detekcji fałszywie pozytywnych.

Przyjęto następującą filozofię postępowania: zakłócone fragmenty sygnału, dla których wiarygodność wyników byłaby mała, są wyłączane z analizy. Dotyczy to procedur mniej odpornych na zakłócenia. Wartości progowe SNR zostały określone w specjalnych badaniach. Rozwiązanie to wymaga ciągłego pomiaru stosunku sygnał-szum, zdefiniowanego następująco:

$$SNR = 20 \log \frac{U_S}{U_N} = 10 \log \frac{P_{QRS}}{P_N}, \qquad (7.1)$$

gdzie $U_S$ i $U_N$ są wartościami skutecznymi odpowiednio sygnału i zakłóceń; $P_{QRS}$ i $P_N$ - mocą sygnału i zakłóceń.

Moc sygnału liczona jest tradycyjnie wyłącznie w obrębie zespołu QRS (np. [72]) - w 120 milisekundowym oknie czasowym. Zakłada się, że zakłócenia nie są skorelowane z sygnałem, więc dla obliczenia mocy sygnału należy znaleźć następującą różnicę [99]:

$$P_{QRS} = \frac{1}{2K+1} \sum_{i=-K}^{K} [x(FP+i) - x_{IZO}]^2 - P_N. \qquad (7.2)$$

Dla częstotliwości próbkowania równej 250 Hz K=15.

Moc zakłóceń obliczana jest w krótkim fragmencie sygnału obejmującym punkt pomiaru położenia linii izoelektrycznej - $x_{IZO}$. Sygnał EKG przyjmuje w tym obszarze wartości bliskie zera. Dla przyjętej częstotliwości próbkowania:

$$P_N = \frac{1}{5} \sum_{i=-2}^{2} [x(IZO+i) - X_{IZO}]^2. \qquad (7.3)$$

Sposób wyznaczania położenia linii izoelektrycznej zostanie podany w rozdziale 11.

Wydaje się, że docelowo warta rozważenia jest możliwość pomiaru mocy zakłóceń przy użyciu sygnału resztowego. Ten sposób pomiaru powinien okazać się szczególnie korzystny dla oceny możliwości detekcji zmian elektrokardiogramu w obrębie załamka P.

# 8. POMIAR CZĘSTOŚCI RYTMU SERCA

Częstość rytmu serca - HR jest jednym z najważniejszych parametrów krzywej elektrokardiograficznej. HR jest prezentowana w sposób ciągły w każdym badaniu EKG oraz podawana w postaci trendu. Jej spontaniczne zmiany są analizowane w specjalistycznych systemach bazujących na widmie sygnału HRV (Heart Rate Variability).

Wiarygodny pomiar HR zależy od czułości i specyficzności detektora zespołu QRS. Pomiar ten jest szczególnie ważny, a jednocześnie utrudniony w systemach holterowskich, wysiłkowych i monitorujących (intensywnego nadzoru). Wynika to z faktu długotrwałości badania i możliwości albo konieczności ruchu pacjenta.

Pomiar chwilowej częstotliwości (odwrotność odstępu RR) z medycznego punktu widzenia nie ma sensu ze względu na jego dużą zmienność wynikającą między innymi z akcji oddechowej. Podczas wdechu odstępy RR ulegają skróceniu, a podczas wydechu - wydłużeniu. Częstotliwość akcji oddechowej jest około 4-krotnie mniejsza niż akcji serca - z tego powodu typowym rozwiązaniem jest prezentacja średniej wartości HR z czterech ewolucji serca. Tak pracuje większość monitorów EKG i systemów analizujących krzywą EKG.

Rozwiązanie to jest niewystarczające w sytuacjach dużego zakłócenia sygnału - szczególnie w badaniach wysiłkowych i holterowskich. Jeżeli dochodzi do zaburzeń pracy detektora zespołu QRS, tzn. detekcji fałszywie pozytywnych lub detekcji fałszywie negatywnych, to powoduje to skokową zmianę wyniku pomiaru HR. Podobny efekt dają pojedyncze skurcze arytmiczne, które powinny być wykrywane i sygnalizowane, ale nie powinny być uwzględniane przy obliczeniach HR. Charakterystyczne skoki wskazań częstości rytmu serca w monitorach EKG, związane przykładowo z ruchem pacjenta, są na tyle powszechne, że obserwował je zapewne każdy, kto tylko miał do czynienia z tym sprzętem. Prowadzi to w konsekwencji do przynajmniej dwóch bardzo niekorzystnych zjawisk.

Po pierwsze, jeżeli górny próg sygnalizacji alarmów jest ustawiony prawidłowo, to gwałtowny wzrost HR zostanie wykryty i uruchomi sygnalizację alarmową (w systemie intensywnego nadzoru; w systemie holterowskim uruchomione zostaną specjalne procedury analizy i sygnalizacji). W efekcie alarm włącza się przy każdym ruchu pacjenta. Powszechnie stosowane zabezpieczenie w postaci opóźnienia włączenia sygnalizacji alarmu typowo o 5 sekund obniża bezpieczeństwo pacjenta, a nie jest wystarczające dla uniknięcia fałszywych alarmów spowodowanych ruchem pacjenta. Częste, nieuzasadnione włączanie sygnalizacji alarmowej powoduje uniewrażliwienie obsługi i może prowadzić do braku jej reakcji w przypadkach uzasadnionych alarmów.

Po drugie, błędy detekcji prowadzą do bardzo poważnych zaburzeń kształtu trendów częstości akcji serca - występują gwałtowne piki w dół i w górę. Często problem zaburzeń trendu jest rozwiązywany przez konstruktorów systemów do analizy sygnału EKG przez dolnoprzepustową filtrację cyfrową sygnału HR. Dolną częstotliwość graniczną takiego filtru ustawia się z reguły nisko, aby uzyskać "gładki" przebieg wykresu trendu. Rozwiązanie to okazuje się bardzo niekorzystne w ważnych diagnostycznie przypadkach - krótkotrwałych zaburzeń rytmu serca, takich jak częstoskurcz napadowy lub asystolie (krótkotrwałe przerwy w pracy serca). Przypadki te mogłyby stać się w wyniku filtracji niezauważalne na wykresie trendu HR.

Na podstawie przedstawionych przykładów można stwierdzić, że znaczenie wiarygodności pomiaru HR jest bardzo duże.

Autor tej pracy zaproponował i zastosował w systemach automatycznej analizy EKG następującą prostą obliczeniowo metodę pomiaru HR [45]. Do obliczeń branych jest 7 ostatnio wykrytych odstępów RR. Najdłuższy z nich oraz 2 najkrótsze są odrzucane, a z pozostałych 4 obliczana jest średnia.

$$HR = 60 * \frac{1}{RR_{SR}[s]} . \qquad (8.1)$$

Jedna detekcja fałszywie pozytywna oraz jedna fałszywie negatywna w obrębie analizowanych 7 ostatnich odstępów RR pozostaje, przy tym sposobie obliczeń, bez konsekwencji dla poprawności wyniku pomiaru HR. Jednocześnie zachowana zostaje zasada obliczeń HR jako odwrotność ze średniej z czterech odstępów RR.

# 9. TWORZENIE WZORCÓW

Nowoczesne systemy holterowskie mają możliwość tworzenia i pamiętania 40 do 100 wzorców zespołów P-QRS-T [81],[82]. Zasadniczo rzecz biorąc każdy wzorzec reprezentuje inny aktywny ośrodek bodźcotwórczy w sercu. U zdrowego człowieka powinien być aktywny tylko jeden - najwyższy ośrodek bodźcotwórczy, czyli węzeł zatokowo-przedsionkowy [70]. Do zapisu takiego sygnału wystarczyłby jeden wzorzec. W praktyce okazuje się (jest to między innymi zasługą szerokiego rozpowszechnienia systemów holterowskich), że u większości ludzi uznanych za zdrowych w 24-godzinnym badaniu pojawiają się skurcze ektopowe, czyli pochodzące z innych ośrodków bodźcotwórczych. Do prawidłowego opisu takiego elektrokardiogramu konieczna jest większa liczba wzorców.

Detekcja i klasyfikacja skurczów pochodzących z innego niż dominujący ośrodek bodźcotwórczy jest między innymi sensem budowy i stosowania systemów holterowskich. Skurcze te określają większość istotnych, z diagnostycznego punktu widzenia, arytmii. Z tego powodu klasyfikacja skurczów i używane w niej wzorce skurczów w dużym stopniu decydują o przydatności systemu.

Istotny wpływ na liczbę zdefiniowanych wzorców mają błędy w pracy detektora zespołu QRS. Chodzi tu o detekcje fałszywie pozytywne, spowodowane zwykle dużym poziomem zakłóceń związanym ze złym kontaktem elektroda-skóra (skoki linii izoelektrycznej). Zakłócenia te, jeżeli są wykrywane jako zespoły QRS, prawie zawsze powodują utworzenie nowego wzorca.

Częste występowanie błędów tego rodzaju podważa wiarygodność systemu holterowskiego w oczach lekarza, a w krańcowych przypadkach może całkowicie zapełnić przestrzeń wzorców artefaktami i uniemożliwić rejestrację rzeczywistych arytmii. Z tego powodu w konstrukcji detektora zespołu QRS zwrócono szczególną uwagę na specyficzność jego pracy. Dużą czułość detektora stosunkowo łatwo można uzyskać stosując procedurę "search back". Uzyskanie dużej specyficzności uzyskano przez odpowiedni dobór filtrów tworzących blok określany jako filtr pasmowoprzepustowy.

Rozważane były trzy typowe metody tworzenia wzorców:

a) uznanie za wzorzec ostatniego zespołu P-QRS-T, zakwalifikowanego do danej klasy,

b) średnia z N ostatnich zespołów należących do danej klasy,

c) zależność rekursywna o wykładniczym charakterze pamięci wzorca.

Sygnał błędu, który powstaje w wyniku odjęcia od sygnału odpowiedniego wzorca, służy do redukcji danych i precyzyjnej analizy sygnału. Z tego powodu jest bardzo istotną rzeczą, aby poziom zakłóceń w sygnale błędu był jak najmniejszy. Od tego zależy stopień kompresji sygnału oraz możliwość analizy załamka P.

Dla potrzeb rozważań na temat metody tworzenia wzorców przyjęto następujące założenia dotyczące sygnału i zakłóceń: sygnał jest quasi-okresowy, nieskorelowany z zakłóceniami, zakłócenia są addytywne, stacjonarne, o zerowej autokorelacji dla chwil czasu odległych od siebie o czas dłuższy niż wynosi "okres" sygnału, mają zerową wartość średnią. Założenia te są dobrze spełnione szczególnie dla krótkich rejestracji oraz dla najpoważniejszego rodzaju zakłóceń, jakim są zakłócenia mięśniowe.

Sygnał błędu określany też mianem sygnału resztowego uzyskiwany jest w następujący sposób:

$$r_k(n) = x_k(n) - w_k(n), \tag{9.1}$$

gdzie:

$r_k(n)$ oznacza n-tą próbkę k-tego "okresu" sygnału błędu,

x i w symbolizują odpowiednio sygnał bieżący i wzorcowy,

Dla metody a):

$$w_k(n) = x_{k-1}(n), \tag{9.2}$$

$$Var[r_k(n)] = Var[x_k(n)] + Var[x_{k-1}(n)] = 2\sigma^2, \tag{9.3}$$

gdzie $\sigma^2$ jest wariancją zakłóceń z założenia niezależną od k.



Dla metody b):

$$w_k(n) = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} x_{k-i}(n), \tag{9.4}$$

$$Var[r_k(n)] = (1+\frac{1}{N})\sigma^2. \tag{9.5}$$

Dla metody c):

$$w_k(n) = aw_{k-1}(n) + (1-a)x_k(n), \qquad 0<a<1. \tag{9.6}$$

W dalszych rozważaniach, dla czytelności zapisu, pominięty zostanie numer próbki w "okresie" sygnału, gdyż wynik jest niezależny od położenia próbki.

$$\begin{aligned} w_k &= a[aw_{k-2} + (1-a)x_{k-1}] + (1-a)x_k = \\ &= (1-a)x_k + a(1-a)x_{k-1} + a^2[aw_{k-3} + (1-a)x_{k-2}] = \\ &= (1-a)\sum_{i=0}^{\infty} a^i x_{k-i} \end{aligned}, \tag{9.7}$$

$$Var[w_k] = \sum_{i=0}^{\infty} Var[(1-a)a^i x_{k-i}] = \sum_{i=0}^{\infty} (1-a)^2 a^{2i}\sigma^2, \tag{9.8}$$

lecz: $a^2<1$,

$$\sum_{i=0}^{\infty} a^{2i} = \frac{1}{(1-a^2)}, \tag{9.9}$$

więc:

$$Var[w_k] = \frac{(1-a)^2}{1-a^2}\sigma^2 = \frac{1-a}{1+a}\sigma^2, \tag{9.10}$$

stąd:

$$Var[r_k] = Var[x_k - w_{k-1}] = \left[\frac{1-a}{1+a}+1\right]\sigma^2 = \frac{2}{1+a}\sigma^2. \qquad (9.11)$$

Ze względu na poziom zakłóceń w sygnale różnicowym w dalszych rozważaniach uwzględniono tylko metody b i c, gdyż gwarantują one blisko dwukrotnie mniejszy poziom zakłóceń sygnału różnicowego.

Metoda b ma w porównaniu z metodą c zasadnicze wady. Po pierwsze, wymaga przechowywania w pamięci N zespołów P-QRS-T (około 200 próbek dla każdego zespołu) dla każdego zdefiniowanego wzorca. Po drugie, może zaistnieć sytuacja, gdy na równych prawach będą tworzyły wzorzec skurcze bardzo od siebie odległe. Jest to możliwe, gdy dominujący ośrodek bodźcotwórczy przestanie funkcjonować, a następnie, na przykład po paru godzinach, znowu podejmie pracę.

W metodzie c wzorzec szybciej nadąża za fizjologicznymi zmianami morfologii zespołów niż w metodzie b (zmiany te zauważył i badał Pipberger i inni [97]). Metoda c nie wymaga zapamiętywania zespołów. Szybkość obliczeniową można zapewnić przyjmując:

$$1-a = \frac{1}{2^L} \qquad L \in N. \qquad (9.12)$$

Na przykład dla L=2 $Var[r_k(n)]=1{,}143\ \sigma^2$, czyli jest bliska wariancji obliczonej dla metody średniej dla N=8 (jedna z typowo używanych wartości ze względu na dzielenie przez N), która wynosi $1{,}125\ \sigma^2$. Dla L=4 w metodzie rekursywnej $Var[r_k(n)]=1{,}032$.

Dobór długości pamięci wzorca (parametr N w metodzie b oraz a w metodzie c) odbywa się na podstawie dwóch przeciwstawnych kryteriów. Pierwsze z nich zostało już opisane. Jest to wariancja zakłóceń sygnału różnicowego. Wartością graniczną jest tu $\sigma^2$. Drugie kryterium to zdolność adaptacyjna wzorca. Morfologia sygnału EKG może się zmieniać w czasie. Jest zależna między innymi od położenia ciała pacjenta, częstości akcji serca, pory dnia itp. Największe znaczenie odgrywają tu zmiany morfologii sygnału podczas wysiłku, które mogą zachodzić stosunkowo szybko - nieraz istotny okazuje się parunastusekundowy odcinek czasu.



Na podstawie powyższych rozważań oraz licznych doświadczeń przyjęto trzecią - rekursywną metodę tworzenia wzorców ze współczynnikiem "a" arbitralnie określonym na 0,75. Do aktualizacji wzorców używano tylko tych zespołów P-QRS-T, których odległość od wzorca była mniejsza od zadanej. Dokładniej zagadnienie to zostanie opisane w rozdziale "Klasyfikacja skurczów przez porównanie ze wzorcem".

# 10. KONTROLER DŁUGOŚCI WZORCÓW

## 10.1. Określenie długości wzorca

Ze względu na dużą zmienność częstości rytmu serca, którą należy przyjąć w systemie holterowskim na 40 do 180 1/min [23], długość wzorców ($L_{wz}$) musi być zmienna. Ograniczenie dolne nie jest rygorystyczne - dla rytmu serca wolniejszego niż 40 1/min z powodzeniem można przyjąć stałą długość wzorca np. równą 750 ms. Założenie to nie ma jednak znaczenia praktycznego, gdyż jest to zbyt wolny rytm dla utrzymania człowieka przy życiu. Częstość pracy serca wyższą niż 180 1/min uznaje się za wynikającą z częstoskurczu lub trzepotania komór. Sytuacja taka jest wykrywana i analizowana za pomocą specjalistycznych procedur (np. [11],[26],[87]).

Przyjęcie łatwego rozwiązania, jakim jest stała długość wzorca - niezależna od HR, może prowadzić do dużych błędów interpolacji przy tworzeniu sygnału resztowego dla małych częstości akcji serca oraz do utraty informacji dla bardzo dużych częstości.

Przyjęcie zmiennej długości wzorca wymusza konieczność zapisywania w pamięci rejestratora informacji o długości wzorców z każdej chwili badania (dla każdego skurczu). Zapisywanie bezpośrednie tej informacji wiązałoby się z koniecznością przeznaczenia na ten cel ok. 100 kilobajtów pamięci.

Problem został rozwiązany poprzez powiązanie długości wzorca z długością odcinka RR, czyli wartością używaną do obliczania częstości rytmu serca - HR. W każdym współczesnym systemie holterowskim informacja o długości odstępów RR musi być zapamiętywana, co w połączeniu z bardzo prostą relacją pomiędzy HR, RR i $L_{wz}$ daje możliwość szybkiego obliczenia aktualnej długości wzorca bez konieczności zapisywania w pamięci rejestratora dodatkowych danych.



Zależność wiążąca HR i $L_{wz}$ jest następująca:

$$L_{wz}=[333+450*(180-HR)/150] \quad [ms]. \qquad (10.1)$$

Zależność ta powstała na podstawie wzoru Stypowej [23] wiążącego długość odcinka QT z odstępami RR. Wzory Hegglina i Holzmana oraz Bazetta uznano za nieprzydatne ze względu na skomplikowany charakter zależności. Przyjęto za [23] maksymalną długość odcinka P-Q na 210 ms. Daje to zmienność długości wzorców w granicach 300 ms do 750 ms. Górna granica tego przedziału determinuje długość bufora, w którym umieszcza się wzorce.

Do rozstrzygnięcia pozostaje określenie umiejscowienia punktu odniesienia w określonym wyżej przedziale zmienności długości wzorca. Ze względów praktycznych najwygodniejsze byłoby umiejscowienie go w stałej odległości od początku przedziału. Rozwiązanie takie jest możliwe i pożądane ze względu na następujące fakty:

- istnieje niewielka zależność odstępu PQ od częstości akcji serca (zakres zmienności 170 ms do 210 ms dla osób dorosłych [23]), wynikająca ze względnej niezmienności prędkości rozchodzenia się pobudzenia w ośrodkach bodźcoprzewodzących,
- istnieje konieczność przyjęcia maksymalnej dopuszczalnej długości odstępu PQ dla dowolnego HR ze względu na założoną analizę zmian morfologii i położenia załamka P. W przeciwnym przypadku np. dla zaburzenia przewodnictwa przedsionkowo-komorowego wykrywanie zmian odległości PQ w kolejnych ewolucjach serca (blok II stopnia) mogłoby być niemożliwe.

Na podstawie powyższych rozważań oraz przyjęcia wartości maksymalnych długości odstępu PQ (210 ms) i załamka Q (40 ms - na podstawie [23]) określono położenie punktu odniesienia wzorca w stałej odległości od początku przedziału równe 250 ms. Dla bardzo dużych częstości rytmu serca prowadzi to praktycznie do eliminacji z analizy załamka T. Przyjęte rozwiązanie jest jednak uzasadnione małą rangą diagnostyczną załamka T w porównaniu z załamkiem P, szczególnie w systemie holterowskim nastawionym na badanie układu bodźcoprzewodzącego serca.

## 10.2. Problem zmiany długości wzorca

Długość wzorca, jak zostało to stwierdzone, musi być zmienna. Zmniejszanie długości wzorca wraz ze wzrostem częstości akcji serca nie przedstawia problemu. Przy odwrotnym trendzie HR pojawiają się zasadnicze trudności. Sposób ich rozwiązania jest ściśle zależny od metody aktualizowania wzorców. W metodzie "średniej" mogą pojawić się nieciągłości wzorca. Zjawisko to zostanie zilustrowane przykładem. Załóżmy, że dana morfologia zespołu P-QRS-T jest dominująca i podlega powolnym zmianom oraz że po długotrwałym podwyższeniu HR rytm znowu staje się wolniejszy. Jest to jedna z typowych sytuacji. W wyniku spadku HR wzorzec ulega wydłużeniu. Próbki wzorca najbardziej odlegle od jego początku są aktualizowane w oparciu o skurcze pochodzące sprzed wzrostu HR, możliwe, że o zupełnie różnej morfologii względem skurczów bieżących. Równość wag dla skurczów biorących udział w tworzeniu wzorca powoduje skokową zmiannę kształtu końcowego fragmentu wzorca. Taka "nieciągłość" bardzo niekorzystnie wpływa na działanie klasyfikatora, zwiększa amplitudę sygnału błędu oraz obniża stopień kompresji sygnału.

Przedstawiona tu sytuacja ujawnia dodatkową wadę metody tworzenia wzorców na podstawie wartości średniej z ostatnich skurczów należących do danej klasy.

Pomimo opisanych wad metoda ta została zastosowana przez Hamiltona i Tompkinsa w najpoważniejszej opublikowanej pracy poświęconej temu problemowi [56].

Dla potrzeb prezentowanej pracy została opracowana metoda tworzenia wzorców pazbawiona wyżej opisanej wady. W przypadku konieczności zwiększenia długości wzorca zamiast oryginalnej wartości $w_{k-1}(n)$ we wzorze rekurencyjnym (9.6) brana jest wartość obliczona w wyniku liniowej interpolacji odcinka sygnału od punktu odległego od $FP_{k-1}$ o długość wzorca minus 250 ms do początku następnego okresu, tj.: $FP_k$-250 ms. We wzorze (9.6) $w_{k-1}(n)$ występuje tylko wtedy, gdy poprzedni skurcz należał do tej samej klasy i istniała we wzorcu próbka o indeksie "n". W każdym innym przypadku za $w_{k-1}(n)$ przyjmuje się wartość obliczoną za pomocą liniowej interpolacji.

Zgodnie z zaprezentowanym algorytmem maksymalną długość wzorca ustala się na 750 ms. Oznacza to, że dla częstości akcji serca niższej niż 80 1/min fragmenty sygnału pomiędzy załamkiem T i P są zapisywane jako różnica pomiędzy wartościami uzyskanymi z interpolacji pomiędzy ostatnią próbką za załamkiem T a pierwszą przed załamkiem P (zespoły P-QRS-T, gdzie aproksymacja sygnału tą metodą byłaby obarczona dużym błędem zawsze zapisywane są bezpośrednio).



Dla HR > 80 1/min wzorce kolejnych skurczów sąsiadują bezpośrednio ze sobą - nie zachodzi konieczność aproksymacji sygnału. Ograniczenie długości wzorca ma dwie zalety - zmniejsza pojemność pamięci koniecznej do przechowywania wzorców oraz eliminuje zasadnicze problemy związane ze zwiększaniem długości wzorców.

## 10.3. Badanie metody zmiany długości wzorca

Badanie oparto na porównaniu własnej metody z jedyną dostatecznie szczegółowo opisaną w literaturze [56]. Do badania wybrano dwa zbiory z grupy "typowych" (numery od 100 do 124), należące do bazy MIT-BIH oraz dwa z grupy "trudnych" 200 do 234. Zbiory wybrane zostały losowo z grupy, dla której HR liczone jako wartość średnia w całym zbiorze było mniejsze od 80 1/min.

Jako kryterium dla porównania metod przyjęto wartość skuteczną sygnału błędu dla odcinków sygnału zawartych pomiędzy punktami $FP_n$+500 ms do $FP_{n+1}$-250 ms. Do analizy brano zatem tylko te fragmenty sygnału, dla których RR > 750 ms.

Tabela 10.1 przedstawia stosunek wartości skutecznych sygnałów błędu uzyskanych dwoma metodami dla każdego zbioru.

*Tabela 10.1*

| zbiór nr | 111 | 113 | 202 | 220 |
|---|---|---|---|---|
| $U_{M1}/U_{M2}$ | 0,92 | 0,83 | 0,74 | 0,80 |

M1 - metoda przedstawiona wyżej

M2 - metoda opisana w [56]

Przeprowadzone badania potwierdziły wcześniejsze rozważania - lepszą metodą aktualizacji wzorca przy spadku częstości rytmu serca jest aproksymacja przebiegu niż średnia liczona z ostatnich skurczów należących do tej samej klasy o dostatecznej długości RR. Wypływa z tych rozważań ogólny wniosek - wskutek naturalnej zmienności rytmu serca i zmian morfologii sygnału wzorce skurczów należy tworzyć na podstawie sygnału bezpośrednio poprzedzającego analizowany zespół.

Dowodem na prawdziwość tego wniosku jest tabela 10.1. Wynika z niej, że im bardziej skomplikowany był sygnał testowy (ze względu na zawartość arytmii), tym większa ujawniła się przewaga metody tworzenia wzorców opisana w tym rozdziale. Mianowicie: w zbiorach z grupy "typowych" (nr 111 i 113) występował wyłącznie normalny rytm zatokowy i wyniki uzyskiwane przy użyciu obu metod były podobne. Trochę bardziej zróżnicowane wyniki uzyskano analizując sygnał ze zbiorów z grupy "trudnych" (nr 202 i 220), gdzie normalny rytm zatokowy występował odpowiednio przez czas 19 min 31 s i 29 min 50 s.

# 11. KLASYFIKACJA SKURCZÓW PRZEZ PORÓWNANIE ZE WZORCEM

Każdy wykryty skurcz serca jest klasyfikowany do jednej z klas określonych przez wzorce. Sens medyczny tej operacji polega na określeniu ośrodka bodźcotwórczego, inicjującego dany skurcz. Analizie podlega wyłącznie zespół QRS. Najczęściej stosowaną miarą zgodności (podobieństwa) sygnału i wzorca jest funkcja korelacji wzajemnej. W systemie holterowskim taka miara jest niekorzystna ze względu na duży nakład obliczeniowy, związany z wykonywaniem dużej liczby operacji mnożenia [68]. W sytuacji najbardziej niekorzystnej, tj. tworzenia nowego wzorca, wcześniej należy obliczyć korelację wzajemną pomiędzy bieżącym sygnałem a wszystkimi istniejącymi wzorcami. Maksymalna liczba wzorców powinna wynosić od 40-100, czyli konieczna liczba mnożeń dla jednego zespołu QRS może wynosić 2500 przy założeniu częstotliwości próbkowania równej 250 Hz i długości wzorca zespołu QRS - 100 ms.

Lindencrantz i Lilja udowodnili, że niewiele gorszą miarą podobieństwa zespołow QRS od korelacji wzajemnej jest miara oparta na sumie bewzględnych wartości różnic próbek sygnału i wzorca [76]. Dla małych poziomów zakłóceń autorzy stwierdzili, że miara oparta na różnicach jest lepsza od korelacji wzajemnej; dla dużych poziomów zakłóceń była ona nieznacznie gorsza. Porównania metod dokonano na podstawie analizy powtarzalności detektora punktu odniesienia opartego na tych dwóch metodach.

W prezentowanej pracy ze wzgledu na mały nakład obliczeniowy została zastosowana następująca miara podobieństwa zespołów QRS:

$$M_j^k = \frac{\sum_{i=-L_1}^{L_2} \left| [x(FP_j+i) - x_{j,IZO}] - [w^k(FP^k+i) - w^k_{IZO}] \right|}{\sum_{i=-L_1}^{L_2} \left| w^k(FP^k+i) - w^k_{IZO} \right|}, \qquad (11.1)$$

gdzie:

- x(n) oznacza sygnał, a w(n) wzorzec,
- indeksy j i k oznaczają kolejno numer skurczu i numer wzorca,
- stałe $L_1$ i $L_2$ określają długość wzorca mierzoną względem FP odpowiednio przeciwnie i zgodnie ze zwrotem osi czasu, mierzone w próbkach $L_1 = L_2 = 12$,
- $x_{IZO}$ i $w_{IZO}$ określają położenie linii izoelektrycznej odpowiednio sygnału i wzorca.

Określenie linii izoelektrycznej nie jest zadaniem łatwym, lecz musi być realizowane niezależnie od potrzeb klasyfikacji dla każdego skurczu ze względu na konieczność pomiaru amplitudy sygnału (przykładowo - przesunięcia odcinka ST).

Położenie linii izoelektrycznej wyznaczane jest raz na okres sygnału - w odcinku PQ. Powinien to być punkt wybrany w najbardziej płaskiej części tego odcinka. Ze względów czasowych przeszukiwany jest jedynie 30 ms fragment odcinka PQ odległy o stałą wartość równą 64 ms od punktu odniesienia zespołu QRS. Taką samą odległość od FP punktu IZ0, lecz bez przeszukiwania przyjęli Meyer i Keizer w pracy poświęconej aproksymacji dryftu w elektrokardiogramie przy zastosowaniu funkcji sklejanych [83]. Punkt położenia linii izoelektrycznej w sygnale EKG dla l-tego skurczu znajdowany jest według zależności:

$$x_{IZO} = \frac{1}{5} \sum_{i=-2}^{2} x(FP_1 - N + i_0 + i) \qquad (11.2)$$

N=16 (dla częstotliwości próbkowania 250 Hz)

$i_0$ przyjmuje wartość ze zbioru {-3,-2,-1,0,1,2,3} i spełnia warunek:

$$\sum_{k=-2}^{2} |x(FP_i - N + k + i_0) - x(FP_i - N + k - 1 + i_0)| = \min. \qquad (11.3)$$

Pomiar położenia linii izoelektrycznej w 20 ms odcinku sygnału powoduje zmniejszenie wpływu zakłóceń szumowych oraz wyeliminowanie ewentualnych pozostałości zakłóceń sieciowych.

Pomiar położenia linii izoelektrycznej w sygnale wzorcowym realizowany jest według tego samego algorytmu.

Skurcz j-ty jest zaliczany do k-tej klasy, jeżeli $M_j^k < 0{,}2$. Jeżeli $M_j^k < 0{,}05$, to j-ty skurcz stosowany jest do modyfikacji wzorca. Dla klasyfikatorów koleracyjnych typowo stosowane są stałe progowe o wartości 0,8 i 0,95 (na przykład w modelach Medilog 4000 i późniejszych firmy Oxford Medical Systems). Niższe wartości stałych mogą prowadzić do



nieuzasadnionego tworzenia zbyt dużej liczby klas [110], (znane są jednak przypadki przyjęcia pierwszej stałej o wartości na poziomie odpowiednio 0,1 [15]). Duże wartości progowe mogą prowadzić do nierozróżnienia rzeczywistych różnic morfologii zespołów. W ramach prezentowanej pracy nie optymalizowano stałych klasyfikatora. Natomiast wysoko oceniono całościowe wyniki jego pracy przy okazji oceny przydatności sygnału resztowego do analizy zmian elektrokardiogramu w obszarze załamka P (rozdział 12).

Przyjęto następujące rozwiązania dodatkowe: skurcz zakwalifikowany w wyniku detekcji do klasy nadkomorowych jest porównywany wyłącznie ze wzorcami skurczów nadkomorowych, odpowiednio - skurcze pochodzenia komorowego są porównywane tylko ze wzorcami skurczów komorowych. Kolejność porównywania skurczu z poszczególnymi wzorcami zależy od częstości ich występowania - w pierwszej kolejności bierze się pod uwagę wzorce najczęściej wykrywane. Rozwiązanie to zmusza do prowadzenia bieżącej analizy liczebności klas, jednak korzyści płynące z przyspieszenia pracy klasyfikatora są niewspółmierne do stopnia zwiększenia komplikacji algorytmu. Ponadto statystyka wzorców jest konieczna dla raportu końcowego. Po zakończeniu rejestracji sygnału klasy, dla których wzajemna odległość ich wzorców jest mniejsza od 0,2, są łączone.

# 12. SYGNAŁ RESZTOWY, DETEKCJA ZMIAN W OBRĘBIE ZAŁAMKA P

## 12.1. Sygnał resztowy

Każdy podstawowy fragment sygnału (nazywany okresem a częściej skurczem) jest w systemie holterowskim kwalifikowany do jednej z już istniejących klas (reprezentowanych przez wzorce) albo, gdy brak jest odpowiedniego wzorca, na jego podstawie tworzony jest nowy wzorzec. Istnieje również możliwość wyłączenia z analizy danego fragmentu sygnału, gdy zostanie on uznany za nadmiernie zakłócony. Dzięki temu każdy skurcz albo jest wyłączony z analizy ze względu na jakość sygnału, albo jest przyporządkowany do jednej z klas.

Sygnał resztowy jest tworzony dla potrzeb dalszej analizy poprzez odjęcie od oryginalnego sygnału (filtrowanego filtrem "IzoNotch" i dolnoprzepustowym) odpowiedniego wzorca. Przeprowadzenie tej operacji wymagało wcześniejszego rozwiązania paru bardzo istotnych problemów. Najważniejsze z nich to:

- określenie punktu odniesienia - synchronizującego ze sobą sygnał i wzorzec,
- określenie długości wzorca,
- przyporządkowanie odpowiedniego wzorca do bieżącego sygnału.

Rozwiązanie tych problemów zostało zaproponowane w poprzednich rozdziałach.

Dla danego skurczu i określonego wzorca sygnał resztowy r(n) obliczany jest ze wzoru:

$$r(n) = [x(n) - x_{IZO}] - [w(n) - w_{IZO}], \qquad (12.1)$$

gdzie x(n) oznacza filtrowany sygnał wejściowy, w(n) - wzorzec, a $x_{IZO}$ i $w_{IZO}$ określają położenie linii izoelektrycznej odpowiednio sygnału i wzorca.

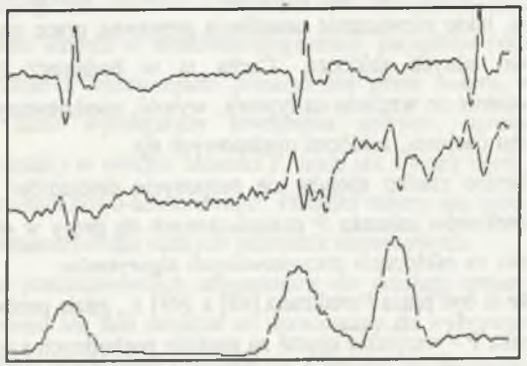


Odjęcie linii izoelektrycznej jest konieczne, aby zmniejszyć wpływ zakłóceń wolnozmiennych na sygnał resztowy. Pozostawienie dużej składowej stałej wpływałoby niekorzystnie przede wszystkim na skuteczność kompresji sygnału.

Sposób określenia położenia linii izoelektrycznej został podany w rozdziale 11.

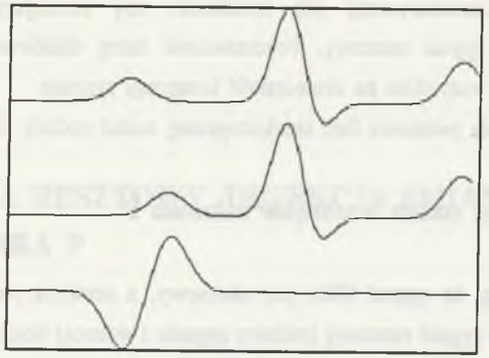
## 12.2. Detekcja zmian w obrębie załamka P

Jeżeli założy się, że sygnał EKG jest okresowy, a detekcja punktu odniesienia jest pozbawiona błędu, to sygnał resztowy (różnica sygnału i wzorca) będzie zawierał wyłącznie zakłócenia. Taka sytuacja jest dobrym przybliżeniem stanu rzeczywistego, z wyjątkiem obszaru zespołu QRS, gdzie często pojawiają się pozostałości sygnału użytecznego w sygnale resztowym (rys.12.1). Jeżeli założyć następnie, że zespoły QRS wraz z załamkiem T są powtarzalne, a załamek P zmienia swoje położenie względem punktu centrującego lub zmienia morfologię, to każda taka zmiana natychmiast wyraźnie manifestuje się w sygnale resztowym (rys.12.2.). Zasada ta stanowi podstawę metody analizy zmian załamka P w prezentowanym systemie holterowskim.



*Rys.12.1. Przykład pozostałości zespołów QRS w sygnale resztowym - detekcja przesuniętego załamka P. Od góry: sygnał analizowany, sygnał resztowy, przebieg funkcji detekcyjnej. W dolnym sygnale - funkcji detekcyjnej oprócz piku pochodzącego od nieprawidłowo zlokalizowanego załamka P widoczne są piki pochodzące od zespołów QRS (sygnał testowy nr 118 z bazy MIT-BIH)*

*Fig.12.1. Example of the QRS response in the residual signal - detection of the P-wave shift: ECG signal (top trace), residual signal (middle trace), detection function (bottom trace)*



*Rys.12.2. Ilustracja detekcji przesunięcia załamka P.Sygnały od góry: analizowany, wzorcowy, resztowy. Sygnał modelowany funkcjami Hermite'a. Przesunięcie załamków P o 48 ms*

*Fig.12.2. Ilustration of the P-wave shift detection: synthetical ECG (top trace), template (middle trace), residual signal (bottom trace). Shift value - 48 ms*

Należy wyraźnie podkreślić fakt, że metoda nie prowadzi do detekcji załamka P, lecz do wykrycia zmian w obrębie załamka P przy wykorzystaniu sygnału resztowego. Jak zostanie to wykazane, takie rozwiązanie umożliwia poprawną pracę analizatora nawet w obecności stosunkowo silnych zakłóceń. Cecha ta w badaniach holterowskich ma pierwszoplanowe znaczenie ze względu na typowy, wysoki, spodziewany poziom zakłóceń pochodzących od ruchu pacjenta, zakłóceń mięśniowych itp.

W literaturze bardzo rzadko spotyka się propozycje detektorów załamka P. Brak natomiast zupełnie detektorów załamka P przeznaczonych do pracy w obecności zakłóceń oraz analizy odporności na zakłócenia prezentowanych algorytmów.

Przykładem może tu być praca Freedmana [48] z 1991 r., gdzie porównane zostały trzy metody detekcji załamka P - wszystkie oparte na analizie pochodnych sygnału filtrowanego pasmowoprzepustowo (2.5 - 37.5 Hz) i jego amplitudy. Uzyskane wyniki były zachęcajace (79 - 99% poprawnych detekcji), lecz dotyczyły sygnału nie zakłóconego. Ponadto badania przeprowadzono jedynie na 336 okresach sygnału z bazy AHA, czyli ok. 5 minutach zapisu bez podania kryterium selekcji sygnału testowego. Można się spodziewać, że kryterium tym był mały poziom zakłóceń, gdyż jak wynika z własnych prac autora, wszystkie metody detekcji oparte na analizie pochodnej sygnału są ekstremalnie wrażliwe na zakłocenia wysokoczęstotliwościowe [32]. W przytoczonej pracy zamieszczone są wyniki badań porównawczych detektorów, z których wynika, że detektory oparte na analizie pierwszej i wyższych pochodnych sygnału oraz analizie amplitudowej dawały najgorsze rezultaty nawet



przy niewielkim stosunkowo poziomie zakłoceń. Innym przykładem podejścia do detekcji załamka P jest praca [118] poświęcona zastosowaniom filtracji adaptacyjnej.

Według badań Rompelmana [102] widmo załamka P zawiera się w pasmie 0 - 35 Hz, czyli jest stosunkowo nieznacznie przesunięte w stronę niskich częstotliwości względem widma zespołu QRS (0 - 50 Hz według tych samych badań). Istotny jest również fakt, że operacja uzyskiwania sygnału resztowego daje efekt filtracji górnoprzepustowej dla załamków P o nie zmienionym kształcie i przesuniętych, zgodnie ze wzorem 12.2 (na podstawie [56]):

$$P_{ECG}'(\omega) = 2 * P_{ECG}(\omega) * (1 - \cos\omega\tau), \qquad (12.2)$$

gdzie:

- P - widmo mocy sygnału ECG,
- P' - widmo mocy sygnału resztowego,
- $\tau$ - przesunięcie pomiędzy załamkiem P w sygnale wzorcowym a załamkiem P w analizowanym sygnale, mierzone względem punktów odniesienia odpowiednich zespołów QRS.

Parametry statystyczne - wartość oczekiwana oraz odchylenie standardowe przesunięcia załamka P względem wzorca w elektrokardiogramach pacjentów poddawanych badaniom holterowskim, zgodnie z informacjami posiadanymi przez autora, nie były dotychczas badane. Badania takie wymagałyby stworzenia nowych, ogromnych baz danych, uwzględniających zmiany w obrębie załamka P, takie jak zmiany morfologii czy zaburzenia przewodnictwa przedsionkowo-komorowego. Ponadto należy się spodziewać bardzo dużej zmienności tych parametrów dla różnych jednostek chorobowych.

Na podstawie przedstawionych argumentów do detekcji zmian sygnału w obrębie załamka P zastosowano ten sam detektor co opracowany do wykrywania zespołów QRS - oparty na tzw. funkcji detekcyjnej (rozdział 4). Charakterystyka amplitudowa filtrów tego algorytmu jest dostatecznie szeroka, aby poprawnie wykrywać zarówno niewielkie przesunięcia załamka P, jak i duże - przekraczające szerokość tego załamka - co odpowiada normalnej detekcji załamka P. Dodatkowymi argumentami przemawiającymi za takim rozwiązaniem są oprócz spodziewanego widma sygnału resztowego: sprawdzona skuteczność detektora w obecności silnych zakłóceń oraz duża efektywność obliczeniowa algorytmu.

W prezentowanej pracy założono następujacą filozofię analizy zmian w obrębie załamka P: algorytm analizy jest uruchamiany tylko dla klasy skurczów normalnych lub dominującej klasy skurczów nadkomorowych, nigdy nie są analizowane skurcze pochodzenia

komorowego; przeprowadzenie analizy jest warunkowane względnie niskim poziomem zakłóceń (aktualny SNR jest porównywany z progowym); w przypadku przekroczenia wartości granicznej, analiza załamka P jest pomijana.

Aby zrealizować przyjętą zasadę należało rozwiązać dwa problemy. Po pierwsze należało opracować metodę ciągłego pomiaru stosunku sygnał-szum, po drugie - konieczne było określenie wartości granicznych SNR, dla których ma sens analiza zmian w obrębie załamka P. Drugie zadanie rozwiązano korzystając z generatorów sztucznego sygnału i szumu przedstawionych w pracy [36]. Za użyciem sztucznych sygnałów przemawiały następujące względy:

- tylko w takim sygnale możliwe jest określenie mocy sygnału i zakłóceń w sposób jednoznaczny [2],
- możliwa jest płynna zmiana stosunku sygnał-szum,
- w łatwy sposób możliwe jest określenie wrażliwości metody na różne rodzaje zakłóceń.

Ponadto przy użyciu sztucznego sygnału przeprowadzone zostały dadatkowe badania:

- określenie wrażliwości algorytmu detekcji na przesunięcie załamków P względem siebie w sygnałach wzorcowym i analizowanym,
- wpływ amplitudy załamka P na detekcje zmian w jego obrębie,
- wrażliwość algorytmu na błąd w detekcji punktu odniesienia zespołu QRS,
- możliwości metody w zastosowaniu do wykrywania załamka P nałożonego na zespół QRS, P dwuwierzchołkowego i dwufazowego, czyli P o zmienionej morfologii.

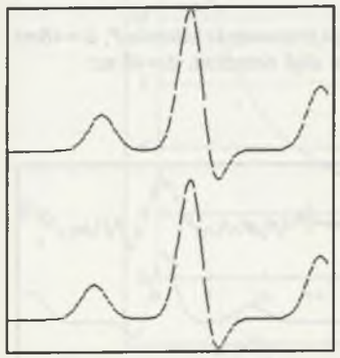
## 12.3. Wyniki testowania algorytmów detekcji zmian w obrębie załamka P przy użyciu sztucznie generowanego sygnału i zakłóceń

Sygnał generowany był według zasad podanych w [36]. Kształt zespołu QRS nie miał żadnego wpływu na wyniki pracy detektora zmian załamka P, dlatego w materiałach ilustrujących wyniki badań dla prostoty przyjęto jednolity kształt zespołu QRS - dwuwierzchołkowy o dominującym załamku R (parametr j=5). Załamki P i T modelowane były pierwszą formą Hermite'a, przy założonej szerokości załamka P równej 100 ms i amplitudzie mieszczącej się w zakresie typowych, równej 150 $\mu$V ( amplituda zespołu QRS wynosiła ok. 1 mV).

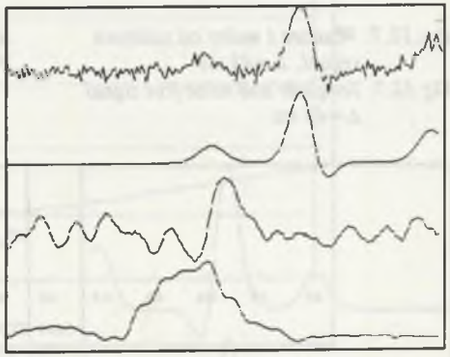
W pierwszej kolejności określona została graniczna wartość SNR dla zakłóceń mięśniowych (modelowanych białym szumem o gaussowskim rozkładzie amplitud). Przyjęto



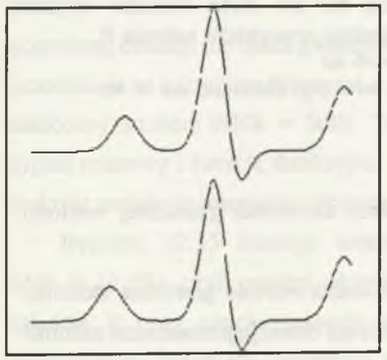
dla potrzeb badania 5% próg fałszywych detekcji jako granicę poprawnego działania algorytmu. Badania powtarzano wielokrotnie dla różnych realizacji szumu zakłócajacego i zmiennego parametru Δ, jakim było przesunięcie względem siebie załamków P (100-krotnie dla każdego Δ). Rysunki 12.3-12.10 przedstawiają przykłady uzyskanych wyników. Rysunki 12.3, 12.5, 12.7 i 12.9 przedstawiają wolne od zakłóceń: sygnał wzorcowy i analizowany z przesuniętym załamkiem P o Δ równe odpowiednio 12, 24, 48 i 96 ms. Rysunki 12.4, 12.6, 12.8, 12.10 przedstawiają odpowiadające im wyniki detekcji przesunięcia załamka P dla SNR równego odpowiednio dla kolejnych przypadków 5 dB, 5dB, 0 dB, 0 dB. Umieszczone jeden pod drugim cztery przebiegi przedstawiają kolejno: zakłócony sygnał poddany analizie, sygnał wzorcowy, sygnał resztowy oraz funkcję detekcyjną.



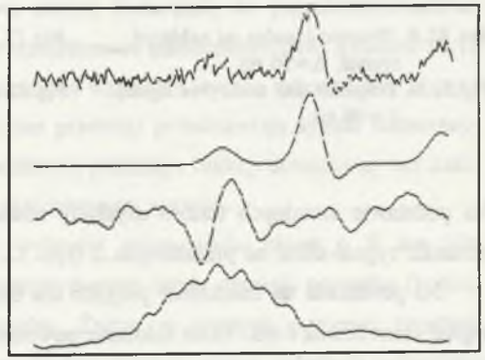
*Rys.12.3.Wzorzec i wolny od zakłóceń sygnał, Δ=12 ms*
*Fig.12.3.Template and noise-free signal, Δ=12 ms*



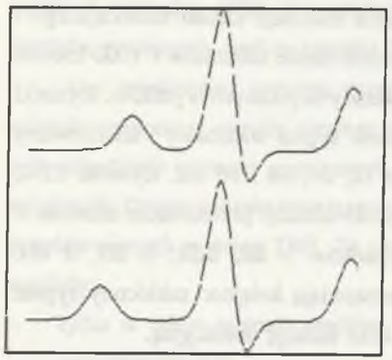
*Rys.12.4.Det. przesun. zał. P Δ=12ms Od góry: zakł.sygnał, wzorzec,sygn.resztowy,fun.det.*
*Fig.12.4.P-wave shift det.Δ=12ms Traces: noisy ECG signal,template,residual signal,det.fun.*



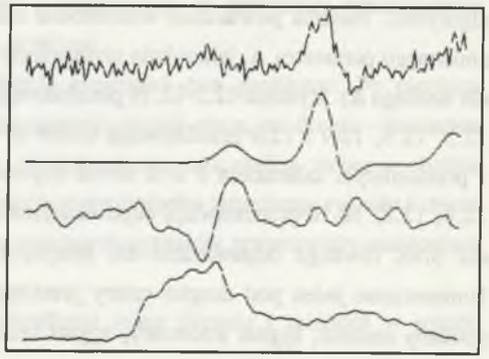
*Rys.12.5.Wzorzec i wolny od zakłóceń sygnał, Δ=24 ms*
*Fig.12.5.Template and noise-free signal Δ=24 ms*



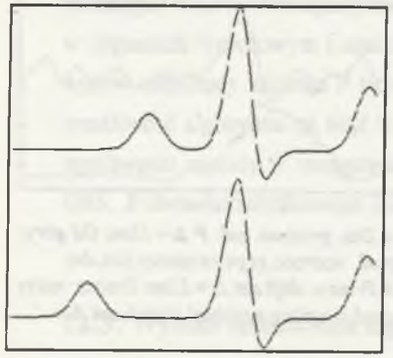
*Rys.12.6. Detekcja przesunięcia załamka, P Δ=24 ms*
*Fig.12.6. P-wave shift detection, Δ=24 ms*



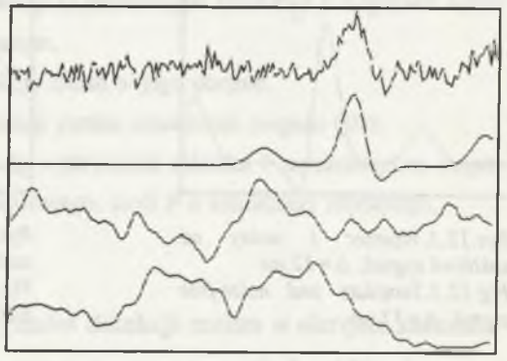
*Rys.12.7. Wzorzec i wolny od zakłóceń sygnał, Δ=48 ms*
*Fig.12.7. Template and noise-free signal Δ=48 ms*



*Rys.12.8.Detekcja przesunięcia załamka P, Δ=48ms*
*Fig.12.8. P-wave shift detection, Δ=48 ms*



*Rys.12.9. Wzorzec i wolny od zakłóceń sygnał, Δ=96 ms*
*Fig.12.9. Template and noise-free signal Δ=96 ms*



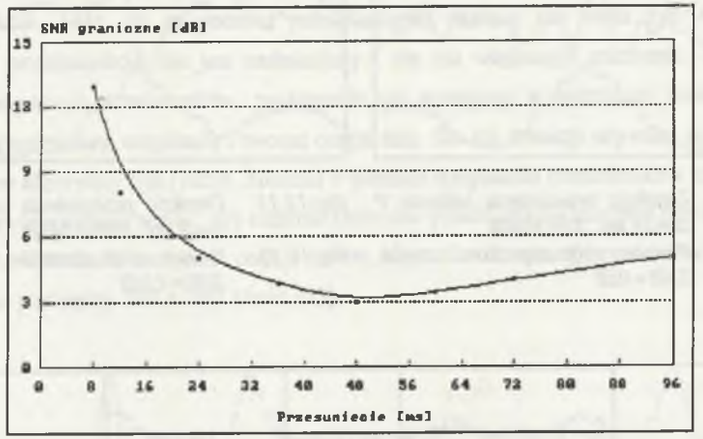
*Rys.12.10. Detekcja przesunięcia załamka P, Δ=96 ms*
*Fig.12.10. P-wave shift detection, Δ=96 ms*

Na podstawie żmudnych testów uzyskany został wykres zależności granicznej wartości stosunku sygnał-szum od przesunięcia Δ (rys. 12.11).

Na podstawie tej zależności przyjęto dla dalszych badań wartość graniczną stosunku sygnał-szum równą 8 dB. Takie założenie powinno umożliwić detekcję przesunięcia załamka P o Δ > 12 ms. Przesunięcie o czas mniejszy od 12 ms uznano za nieistotne, gdyż są one nie do wykrycia ani przy analizie ręcznej, ani automatycznej w systemach diagnostycznych.



12 ms jest przesunięciem, które odpowiada również typowemu błędowi popełnianemu przy detekcji początków i końców załamków P elektrokardiogramu [126]. Dla potrzeb systemu holterowskiego można by przyjąć dopiero przesunięcie o 24 ms za istotne, a wtedy graniczne SNR wynosiłoby 5 dB. Przyjęcie zatem wartości granicznej równej 8 dB daje pewien margines tolerancji, uwzględniający idealne warunki testowania, takie jak: pełną okresowość sygnału, doskonałość wzorca, zerowy błąd detekcji punktu odniesienia, niezmienność długości odstępu PQ i inne mniej znaczące.

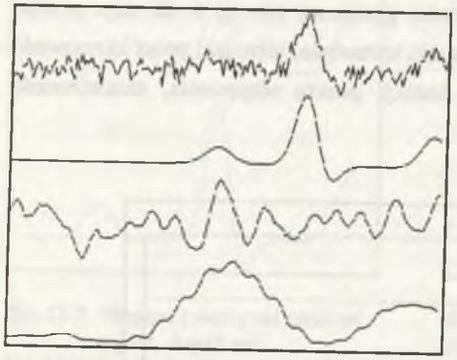



*Rys.12.11. Zależność granicznej wartości SNR od przesunięcia Δ*
*Fig.12.11. Treshold SNR aganist shift value*

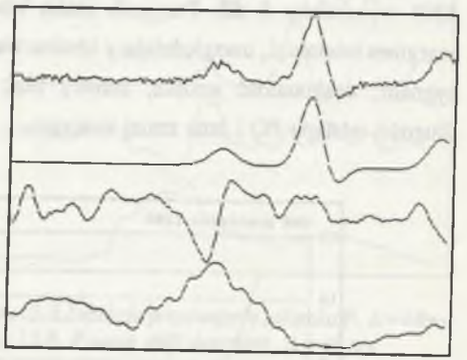
Pomimo określenia SNR granicznego badania były przeprowadzone również dla niższych wartości SNR. Na ich podstawie można stwierdzić, że prawdopodobieństwo poprawnej detekcji nie spada gwałtownie po przekroczeniu granicznego SNR. Rysunek 12.12 przedstawia w górnej części sygnał o przesuniętym względem wzorca załamku P o 24 ms i zakłócony szumem (SNR = 0dB). Trzy niższe przebiegi przedstawiają sygnał wzorcowy, sygnał resztowy i funkcję detekcyjną. Na podstawie przebiegu funkcji detekcyjnej bez trudu wykryte zostało przesunięcie załamka P w analizowanym sygnale.

Rysunek 12.13 ilustruje możliwość wykrycia przesunięcia nawet o 8 ms (dla SNR = 13 dB), czyli poniżej odchylenia standardowego błędu detekcji początku (końca) załamka P przy użyciu znanych algorytmów. Żadna ze znanych autorowi prostych obliczeniowo metod nie umożliwia tak precyzyjnej detekcji zmian położenia załamków zakłóconego elektrokardiogramu (poza zespołem QRS). Przedstawiona możliwość może mieć

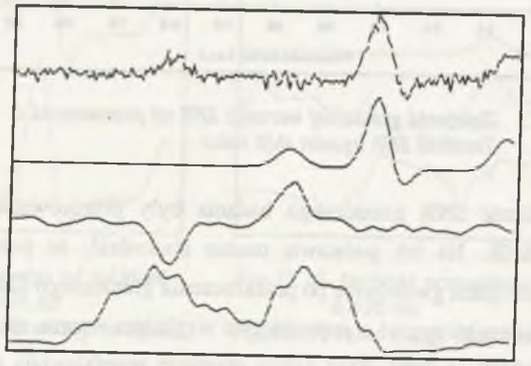
istotne znaczenie w zastosowaniu w systemach diagnostycznych. W systemach holterowskich, jak już to stwierdzono wyżej, nie ma większego znaczenia.



*Rys.12.12. Detekcja przesunięcia załamka P Δ=24 ms, SNR=0dB*
*Fig.12.12. P-vawe shift detection, Δ=24, SNR=0dB*



*Rys.12.13. Detekcja przesunięcia załamka P, Δ=8 ms, SNR=13dB*
*Fig.12.13. P-wave shift detection Δ=8 ms, SNR=13dB*



*Rys.12.14. Detekcja przesunięcia załamka P, Δ=200 ms, SNR=5dB*
*Fig.12.14. P-wave shift detection, Δ=200 ms, SNR=5dB*

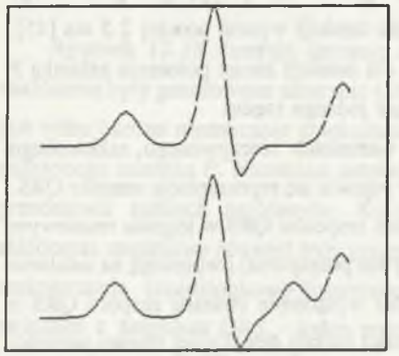
Rysunek 12.14 ilustruje sytuację bardzo dużego przesunięcia załamka P (o 200 ms), odpowiadajacą na przykład poważnym zaburzeniom przewodnictwa przedsionkowo-komorowego. SNR jest równy 5 dB. W przebiegu funkcji detekcyjnej widać dwa oddzielne piki - odpowiedzi na dwa załamki P występujące w sygnale resztowym: jeden pochodzący



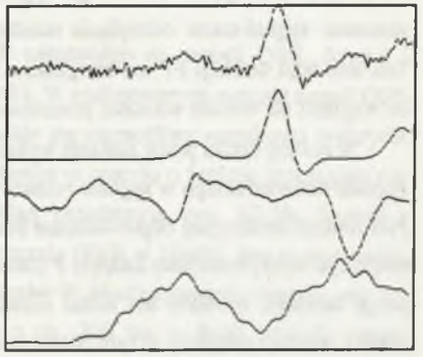
od wzorca, drugi od analizowanego sygnału. Jest to zatem przypadek detekcji wielokrotnego załamka P zakończonej sukcesem.

Istnieje jednak istotne ograniczenie w możliwości detekcji wielokrotnych załamków P. Jeżeli mianowicie odległość pomiędzy załamkami P wynosi mniej niż 200 ms, to piki funkcji detekcyjnej nakrywają się, co powoduje wykrycie tylko jednego dodatkowego załamka zamiast dwóch. Główną przyczyną takiego stanu rzeczy jest zastosowanie w końcowej fazie detekcji filtru ruchomej średniej o długości odpowiedzi impulsowej równej 140 ms.

Ograniczenie dotyczy przypadków migotania oraz w minimalnym stopniu trzepotania przedsionków. Fakt, że za pomocą przedstawionej metody nie może być wykrywane migotanie przedsionków, nie jest zaskakujacy i nie ma większego znaczenia. Załamki P podczas migotania przedsionków, praktycznie nie występują w normalnej postaci - mają znacznie zmniejszoną amplitudę i tworzą ciągłą falę. Do ich detekcji używane są specjalnie adresowane algorytmy (np.[105]). Załamki P podczas trzepotania przedsionków nie mogłyby być wykrywane jedynie wtedy, gdy częstość skurczów przedsionków znacznie przekroczyłaby 300 1/min. Literatura medyczna podaje zakres częstotliwości pracy przedsionków podczas trzepotania pomiędzy 200 a 350 1/min [23].

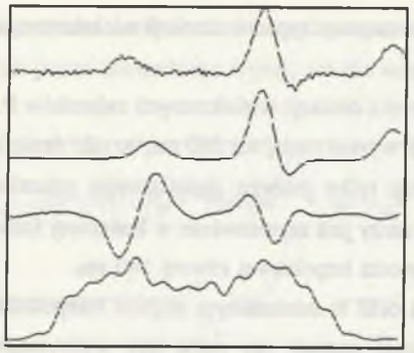


*Rys.12.15. Wzorzec i sygnał z dwoma załamkami P (jeden w odcinku ST)*
*Fig.12.15. Template and signal with two P waves (one in ST segment)*



*Rys.12.16. Detekcja przesunięcia załamka P i dodatkowego załamka*
*Fig.12.16. Detection of the P-wave shift and redundant P-wave*

Dwa kolejne rysunki są przykładem poprawnej detekcji w przypadku występowania dwóch załamków P w obrębie jednego zespołu QRS. Rysunek 12.15 przedstawia sygnał wzorcowy (u góry) oraz wolny od zakłóceń sygnał bieżący (u dołu). Pierwszy z dwóch



*Rys.12.17. Efekt błędu detekcji punktu odniesienia zespołu QRS*
*Fig.12.17. Result of non-ideal fiducial-point detection*

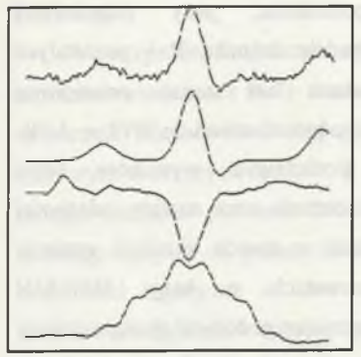
załamków P w analizowanym sygnale jest przesunięty o 16 ms względem wzorca, drugi odległy od pierwszego o ok. 250 ms przypada na odcinek ST. Rysunek 12.16 przedstawia zakłócony sygnał bieżący, wzorzec, sygnał resztowy i funkcję detekcyjną. W tym ostatnim przebiegu widoczne są dwa wyraźne piki reprezentujące dwa niewłaściwie usytuowane załamki P w analizowanym sygnale.

Znaczące konsekwencje dla poprawności pracy algorytmu ma sytuacja, w której w sygnale resztowym występuje reprezentacja zespołu QRS wskutek błędu w detekcji punktu odniesienia zespołu QRS lub wskutek zmian (fizjologicznych) morfologii tego zespołu. Przyczyną może być również niedoskonała estymacja wzorca sygnału. Sytuację taką ilustruje rys. 12.17, gdzie symulowano błąd detekcji punktu odniesienia o 4 ms. Jest to bardzo duża wartość błędu dla zastosowanego detektora FP z optymalizacją do aktualnego sygnału EKG, gdzie dla przyjętego granicznego stosunku sygnał-szum odchylenie standardowe błędu detekcji wynosi poniżej 2.5 ms [45]. Ten sam błąd detekcji FP ma marginalne znaczenie dla detekcji zmian położenia załamka P ze względu na różnice wartości przesunięcia sięgające jednego rzędu.

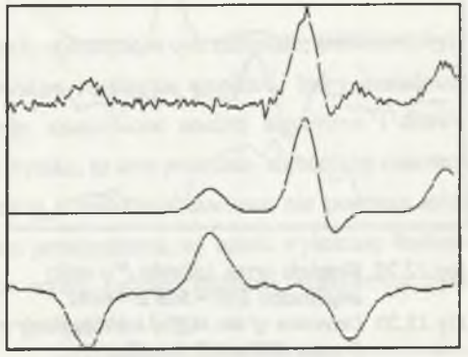
W dalszej części pracy zostanie wykazane, że w warunkach rzeczywistego, zakłóconego sygnału holterowskiego w sygnale resztowym często pojawia się reprezentacja zespołu QRS. Piki funkcji detekcyjnej odpowiadające pozostałościom zespołów QRS w sygnale resztowym mogą być wykrywane jako załamki P (detekcja fałszywie pozytywna) i wpływają na ustalanie progu detekcji. Problem ten został rozwiązany przez wyłączenie obszaru zespołu QRS z analizy poprzez przyjęcie w tym obszarze stałej wartości funkcji detekcyjnej równej wartości średniej, obliczanej z próbek funkcji detekcyjnej poprzedzającej i następującej za zespołem QRS. Długość wyłączanego z analizy odcinka sygnału jest stała (przyjęto 160 ms) i określona względem punktu odniesienia zespołu QRS. Negatywną konsekwencją przyjętego rozwiązania jest konieczność rezygnacji z możliwości wykrywania załamków P nałożonych na zespół QRS. Możliwość taka istnieje, jeżeli poziom zakłóceń jest niewielki, błędy detekcji punktu odniesienia i estymacji wzorca sygnału są małe, a sygnał EKG nie ma istotnych fizjologicznych zmian morfologii. Opisaną sytuację można łatwo uzyskać w systemach



diagnostycznych, nie można jednak założyć spełnienia wymienionych warunków w przypadku rejestracji sygnału metodą Holtera.



*Rys.12.18. Detekcja dodatkowego załamka P nałożonego na zespół QRS*
*Fig.12.18. Detection of the redundant P-wave which overlaps QRS complex*

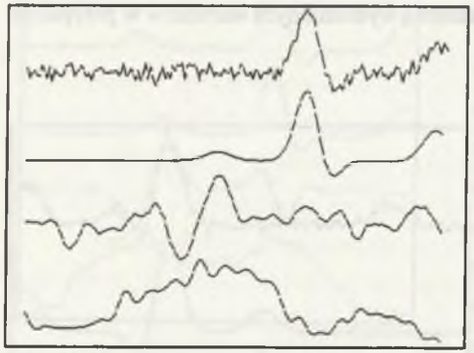


*Rys.12.19. Detekcja dwóch załamków P nie związanych z zespołem QRS*
*Fig.12.19. Detection of the two P-waves not-connected with the QRS complex*

Rysunek 12.18 ilustruje detekcję załamka P nałożonego na zespół QRS. Sygnał i zakłócenia były generowane sztucznie (SNR = 10 dB). W analizowanym sygnale zespół QRS jest tylko bardzo nieznacznie zniekształcony i wydaje się niemożliwe wzrokowo wykrycie nałożonego załamka P. Natomiast detekcja tego załamka w oparciu o funkcję detekcyjną nie przedstawia żadnych problemów. Kolejny przykład przedstawia rys. 12.19. Sygnał i zakłócenia mięśniowe również były generowane sztucznie (SNR = 10 dB). Jest to przypadek rozkojarzenia przedsionkowo-komorowego - załamki P analizowanego sygnału nie są związane z zespołem QRS - jeden poprzedza go o ok. 300 ms, a drugi nakłada się na końcową jego część. W sygnale resztowym są jednakowo wyraźne trzy piki, odpowiadające dwóm dodatkowym załamkom i nieobecnemu we właściwym miejscu załamkowi P, a występującemu we wzorcu.

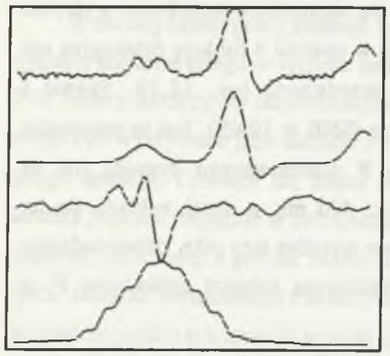
Powodzenie detekcji zmian w obrębie załamka P ściśle zależy od amplitudy tego załamka. W badaniach, których wyniki są prezentowane, jak zostało to już powiedziane, przyjęto stałą wartość amplitudy załamka P równą 150 $\mu$V.

Rysunek 12.20 przedstawia detekcję załamka P o amplitudzie 75 $\mu$V, przesuniętego o 48 ms w sygnale zakłóconym szumem o SNR = 5 dB. W sygnale resztowym oraz przebiegu

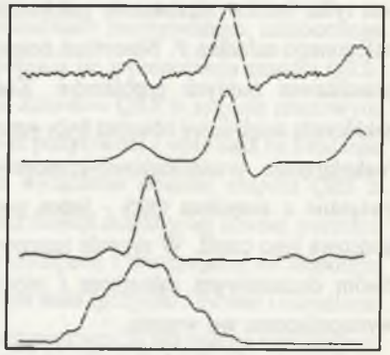


*Rys.12.20. Detekcja przes. załamka P o małej amplitudzie SNR=5dB Δ=48ms*
*Fig.12.20. Detection of the shiffed low-amplitude P-wave SNR=5dB Δ=48ms*

funkcji detekcyjnej jest zauważalny wpływ zakłóceń. Detekcja w tych warunkach jest utrudniona. Dla przypomnienia, przy poprzedniej amplitudzie załamka P i pozostałych warunkach bez zmian prawidłowa detekcja była możliwa do SNR = 3 dB. Na podstawie wyników tego doświadczenia oraz analizy zależności zakłóceń w dwóch kanałach zapisów holterowskich z bazy MIT-BIH postanowiono poddawać analizie zmiany w obrębie załamka P niezależnie w każdym z dwóch kanałów. Uznano, że przynajmniej w jednym kanale sygnał powinien mieć wystarczająco dobrą jakość (SNR > 8 dB) i amplitudę załamka P. Dopiero w przypadku, gdy sygnał z obydwóch odprowadzeń był nadmiernie zakłócony, analiza załamka P nie była wykonywana. Nie rozwiązany pozostał problem, gdy w wolnym od zakłóceń sygnale jednego odprowadzenia nie występują załamki P lub ich amplituda jest bardzo mała, a w drugim odprowadzeniu sygnał jest nadmiernie zakłócony. W takiej sytuacji analiza zmian załamka P okazywała się niewykonalna.



*Rys.12.21. Detekcja zmian morfologii załamka P, SNR=15 dB*
*Fig.12.21. Detection of the P-wave morphology variation, SNR=15 dB*

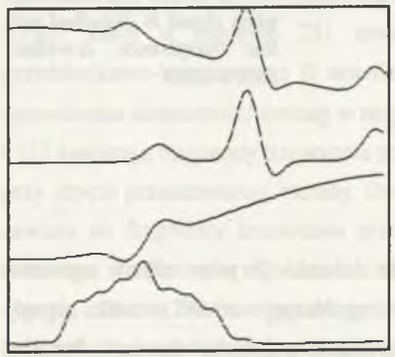


*Rys.12.22. Detekcja zmian morfologii załamka P, SNR=15 dB*
*Fig.12.22. Detection of the P-wave morphology variation, SNR=15 dB*

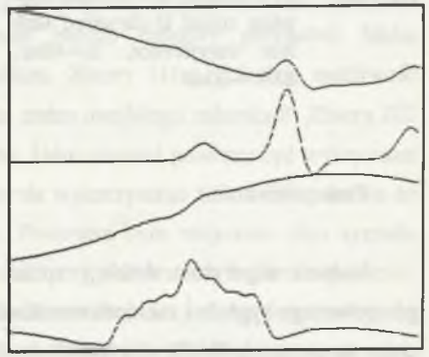


Rysunki 12.21 i 12.22 przedstawiają możliwość detekcji zmian morfologii załamków P. Pierwszy z nich dotyczy dwuwierzchołkowego załamka P, drugi dwufazowego (SNR = 15 dB). W obydwóch przypadkach detektor pewnie wykrywał załamki P o zmienionej morfologii.

We wszystkich dotychczasowych badaniach, opisanych w tym rozdziale, zakłócenia były reprezentowane przez biały szum o gaussowskim rozkładzie amplitud, który modelował zakłócenia mięśniowe. Postępowanie to było uzasadnione analizą algorytmu i filtrów cyfrowych tworzących detektor. Z analizy tej wynika, że dwa pozostałe, najbardziej znaczące rodzaje zakłóceń: pływanie linii izoelektrycznej i zakłócenia sieciowe nie powinny mieć istotnego wpływu na proces detekcji. W celu potwierdzenia tej opinii wykonano badania odporności algorytmu na dwa wymienione wyżej rodzaje zakłóceń. Zakłócenia były modelowane zgodnie z zasadami podanymi w pracy [36].

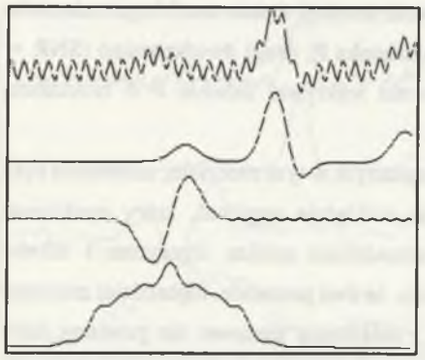


*Rys.12.23. Detekcja przesunięcia załamka P w sygnale zakłóconym dryftem linii izoelektrycznej Δ=48ms, SNR=-10dB*
*Fig.12.23. Detection of the P-wave shift when signal is disturbed with baseline drift Δ=48ms, SNR=-10dB*



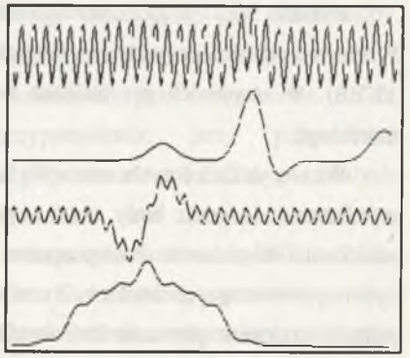
*Rys.12.24. Detekcja przesunięcia załamka P w sygnale zakłóconym dryftem linii izoelektrycznej Δ=48ms, SNR=-20dB*
*Fig.12.24. Detection of the P-wave shift when signal is disturbed with baseline Δ=48ms, SNR=-20dB*

Na rys. 12.23 i 12.24 pokazana jest detekcja przesuniętego o 48 ms załamka P względem wzorca dla SNR równego odpowiednio -10 i -20 dB. Nawet dla tak dużego poziomu zakłóceń wolnozmiennych detekcja była poprawna. Rysunki 12.25 i 12.26 prezentują detekcję przesunięcia załamka P również o 48 ms, lecz dla zakłócenia sieciowego i SNR równego odpowiednio 0 i -20 dB. Wpływ zakłócenia na przebieg funkcji detekcyjnej jest niezauważalny.



*Rys.12.25* *Detekcja przesunięcia załamka P w sygnale zakłóconym siecią, Δ=48ms, SNR=-20dB*

*Fig.12.25* *Detection of the P-wave shift when signal is disturbed with line interference, Δ=48ms, SNR=-20dB*



*Rys.12.26.* *Detekcja przesunięcia załamka P w sygnale zakłóconym siecią, Δ=48ms, SNR=-20dB*

*Fig.12.26.* *Detection of the P-wave shift when signal is disturbed with line interference, Δ=48ms, SNR=-20dB*

**Podsumowanie**

Badania algorytmu detekcji zmian w obrębie załamka P przy użyciu sztucznie generowanego sygnału i zakłóceń umożliwiły określenie granicznej wartości stosunku sygnał-szum na poziomie 8 dB, dla której możliwe jest uzyskanie poprawnej detekcji. Ponadto uzyskano wykres zależności wartości granicznej SNR od przesunięcia załamka P w analizowanym sygnale względem sygnału wzorcowego. Wykazano, że zarówno zakłócenia sieciowe, jak i dryft linii izoelektrycznej nie wpływają na jakość detekcji. Stwierdzono istnienie zależności jakości detekcji od amplitudy załamka P; przyjęto dla dalszych badań zasadę niezależnej analizy sygnału z dwóch odprowadzeń typowo rejestrowanych w systemach holterowskich. W wyniku badania wpływu błędu detekcji punktu odniesienia zespołu QRS na sygnał resztowy i funkcję detekcyjną zdecydowano o zerowaniu funkcji detekcyjnej w obrębie zespołu QRS w badaniach rzeczywistych zapisów pochodzących z badań holterowskich. Zilustrowano możliwość detekcji załamka P nałożonego na zespół QRS w warunkach występujących w badaniach diagnostycznych. Podano przykłady detekcji załamków P dwufazowych i dwuwierzchołkowych oraz wielokrotnych.



## 12.4. Testowanie metody przy użyciu rzeczywistych sygnałów z bazy MIT-BIH

Baza sygnałów testowych EKG MIT-BIH powstała w roku 1980 jako baza arytmiczna i nie była przeznaczona do testowania tak zaawansowanych analizatorów, jakim jest analizator zmian sygnału w obrębie załamka P. Jedynie 10 zbiorów na ogólną liczbę 48 zawiera opisy stanów, które można uznać za "zmiany w obrębie załamka P". Badania z konieczności skupiły się zatem na następujących zbiorach: 108, 111, 113, 118, 201, 202, 209, 219, 222, 231. Pięć z nich: 108, 118, 201, 219, 231 zawiera najistotniejsze z punktu widzenia przeprowadzonych badań patologie określone jako "nieprzewiedziony P" lub "zablokowany skurcz przedwczesny przedsionkowy" (z ang. non-conducted P-wave, blocked APB). Zbiór o numerze 231 zawiera również bardzo ciekawy przypadek bloku przedsionkowo-komorowego II stopnia typu Mobitza. Zbiory 111 i 113 dają możliwość sprawdzenia skuteczności metody w rozpoznawaniu zmian morfologii załamka P. Zbiory 202 i 222 zawierają fragmenty trzepotania przedsionków, które również powinny być wykrywane przy użyciu przedstawionej metody. Do testowania nie wykorzystano zbioru 203 pomimo że zawiera on fragmenty trzepotania przedsionków. Powodem było nasycenie tego sygnału testowego wielką liczbą najróżnorodniejszych arytmii, przy jednoczesnej bardzo złej jakości sygnału. Zbiór 203 w oryginalnym opisie posiada notatkę, że jest bardzo trudny do analizowania nawet dla człowieka. Dodatkowo, w charakterze przykładu, zaprezentowane zostaną natomiast wyniki uzyskane przy zastosowaniu zbioru 209-jednego z tych, które nie zawierają, według opisu, sytuacji interesujących z punktu widzenia zaprezentowanej pracy.

Rezultaty uzyskane w wyniku testowania metody zostaną przedstawione w trzech grupach:

- wyniki jednoznaczne,
- wyniki wątpliwe (dyskusyjne),
- przykłady problemów.

Podane zostanie również zestawienie uzyskanych wyników. W pierwszej grupie zostaną zawarte wszystkie wyniki detekcji nieprzewiedzionych pobudzeń (blocked APBs), bloku II stopnia oraz detekcje fałszywie pozytywne. W drugiej znajdą się detekcje poprawne, które nie zostały uwzględnione w opisie towarzyszącym bazie MIT-BIH. Charakterystycznym przykładem jest tu sytuacja niewielkiego przesunięcia załamka P względem zespołu QRS,

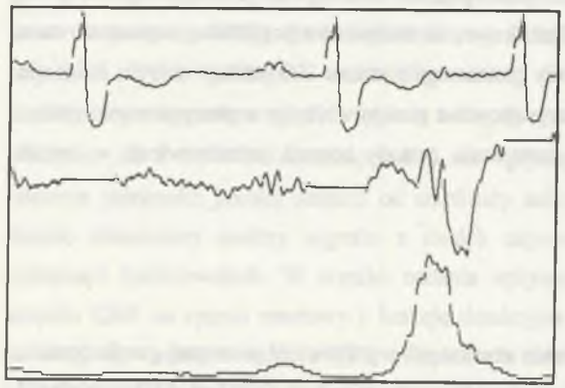
często niewidoczna gołym okiem, lecz możliwa do określenia przy użyciu metod pomiarowych wspomaganych komputerowo (powszechnie stosowanych w systemach diagnostycznych). W tej grupie mieszczą się również wszystkie przypadki trzepotania przedsionków z powodu niejednolitej reakcji algorytmu na różne w formie przykłady tej patologii.

Trzecia grupa zawiera analizę wpływu zakłóceń oraz przesunięcia załamków T względem zespołu QRS. W tej części podane zostaną również przykłady wpływu pozostałości zespołu QRS w sygnale resztowym na przebieg funkcji detekcyjnej.

Zasadniczo w badaniach używane były tylko odcinki testowe zbiorów. Pierwsze 5 minut każdego zapisu, określane jako zbiór uczący, były używane zgodnie z przeznaczeniem do adaptacji algorytmów. Wyjątek stanowi zbiór 231, w którym jedyne dwa przypadki nieprzewiedzionego pobudzenia APB znajdują się w zbiorze uczącym. Okres adaptacji algorytmów został tu skrócony do 2 minut.

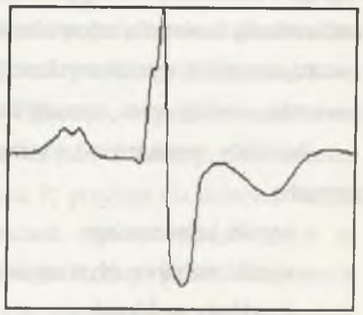
### 12.4.1. Wyniki testowania - grupa pierwsza

Na łączną liczbę 598 opisanych przypadków wystąpienia (we wszystkich analizowanych zbiorach łącznie) załamków P, po których nie nastąpiło pobudzenie komór, wykrytych zostało



*Rys.12.27. Przykład poprawnej detekcji przesunięcia załamka P. Od góry: analizowany sygnał, sygnał resztowy, funkcja detekcyjna*

*Fig.12.27. Example of the successful detection of the P-wave shift: ECG signal (top), residual signal (middle), detection function (bottom)*



*Rys.12.28. Sygnał wzorcowy dla przykładu z rys. 12.27*

*Fig.12.28. Template for the example from fig. 12.27*

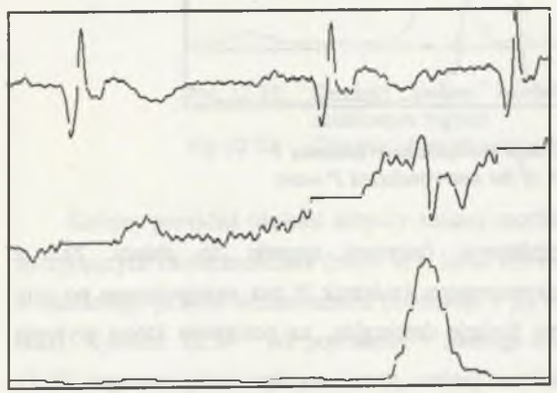


584 przypadków, tj. 97,6%. Nie uwzględniono w tych obliczeniach trudnych do oceny tym sposobem przypadków trzepotania przedsionków. Na ogólną liczbę 18128 przeanalizowanych okresów sygnału (zespołów QRS) wystąpiły 112 ewidentne przypadki detekcji fałszywie pozytywnych, tzn. wykrycia dodatkowych załamków P w miejscach, gdzie one nie występowały lub nie występowały zmiany morfologii lub przesunięcia. Stanowi to 0,62 % przeanalizowanych "okresów sygnału". Liczba ta nie ujmuje sytuacji niejednoznacznych w ocenie, które zostaną opisane w następnym punkcie. Przyczyny detekcji fałszywie pozytywnych zostaną szerzej omówione w punkcie 12.4.3.

Graficzną prezentację uzyskanych wyników rozpoczną przykłady poprawnych detekcji uzyskanych w sprzyjających warunkach, tzn. przy stosunkowo niskim poziomie zakłóceń, opisanych i wyraźnych zmianach w obrębie załamka P.

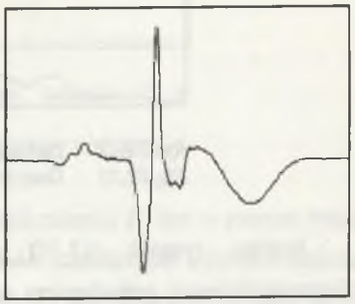
Rysunek 12.27 przedstawia fragment sygnału ze zbioru 118 (kanał I) z przesuniętym i lekko zniekształconym załamkiem P. Sygnał jest bardzo dobrej jakości, zmiany w obrębie załamka łatwo zauważalne gołym okiem. Górny przebieg przedstawia analizowany sygnał; środkowy - sygnał resztowy, a dolny - funkcję detekcyjną.

Rysunek 12.28 przedstawia wypracowany sygnał wzorcowy, który posłużył do uzyskania sygnału resztowego z rys.12.27.



*Rys.12.29. Przykład poprawnej detekcji przesunięcia załamka P. Dokładny opis w tekście*

*Fig.12.29. Example of the proper detection of the P-wave shift*



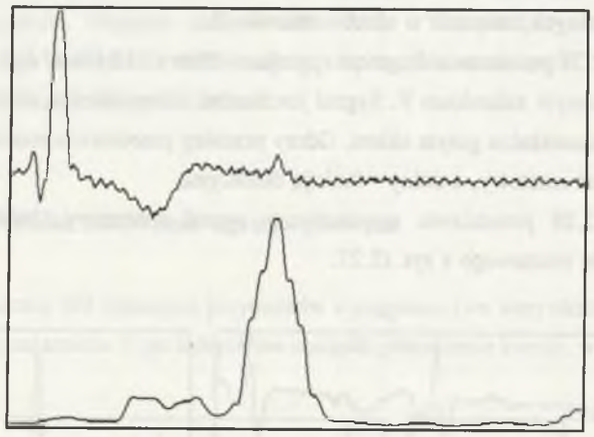
*Rys.12.30. Sygnał wzorcowy dla przykładu z rys. 12.29.*

*Fig.12.30. Template for the example from fig. 12.29.*

Obydwa rysunki oraz wszystkie następne mają arbitralnie przyjętą skalę w dziedzinie amplitudy. Skala czasu jest we wszystkich rysunkach przedstawiających więcej niż jeden

przebieg jednakowa. Rysunki przedstawiające wyłącznie wzorce sygnału są trzykrotnie powiększone, zarówno w skali czasu jak i amplitudy. Rysunki przeglądowe dłuższych fragmentów sygnału EKG mają amplitudę trzykrotnie większą, a oś czasu trzykrotnie zagęszczoną.

Drugi przykład bardzo dobrej detekcji przesuniętego i zniekształconego załamka pochodzi z tego samego zbioru (nr 118) lecz z kanału II. Rysunki 12.29 i 12.30 tak jak poprzednio ilustrują przebiegi analizowanego sygnału, resztowego i funkcji detekcyjej (rys. 12.29) oraz aktualnego sygnału wzorcowego (rys. 12.30). Warto zwrócić uwagę na małą amplitudę załamka P i dużą amplitudę piku funkcji detekcyjnej.

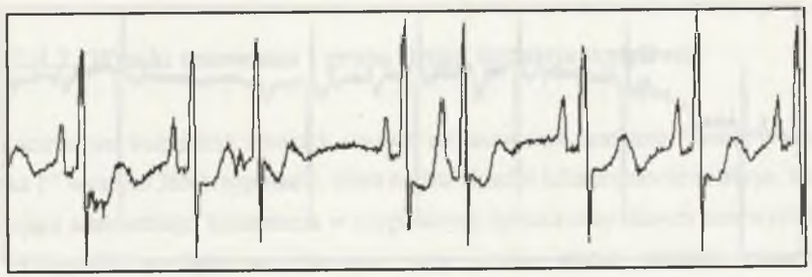


*Rys.12.31. Detekcja nieprzewiedzionego załamka P*
*Fig.12.31. Detection of the non-conducted P wave*

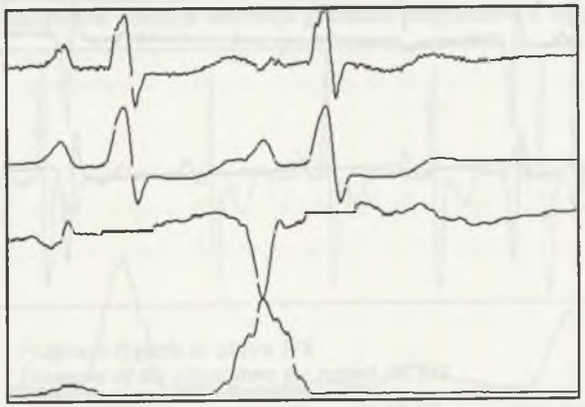
Kolejny rysunek (12.31) przedstawia fragment sygnału ze zbioru 231 z nieprzewiedzionym pobudzeniem nadkomorowym (załamek P bez następującego po nim zespołu QRS) oraz odpowiadającą mu funkcję detekcyjną, na podstawie której wykryta została nieprawidłowość.

Rysunek 12.32 przedstawia parusekundowy odcinek sygnału ze zbioru 108 (kanał I). Tutaj warunki pracy detektora są trudniejsze - występują niewielkie zakłócenia, najprawdopodobniej pochodzenia mięśniowego, rytm jest nierówny - załamki P mają zmienną morfologię. Rysunek 12.33 ilustruje detekcję zmiany morfologii załamka P (w trzecim "okresie" sygnału z rys. 12.32). Kolejne przebiegi to: analizowany sygnał, wzorzec, sygnał resztowy, funkcja detekcyjna.





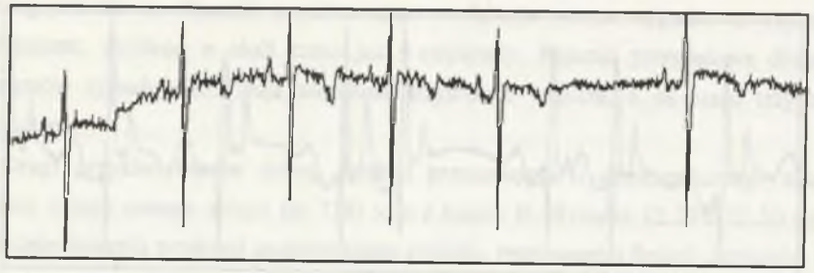
*Rys.12.32. Fragment sygnału ze zbioru Nr 108*
*Fig.12.32. Fragment of the signal from the record No 108*



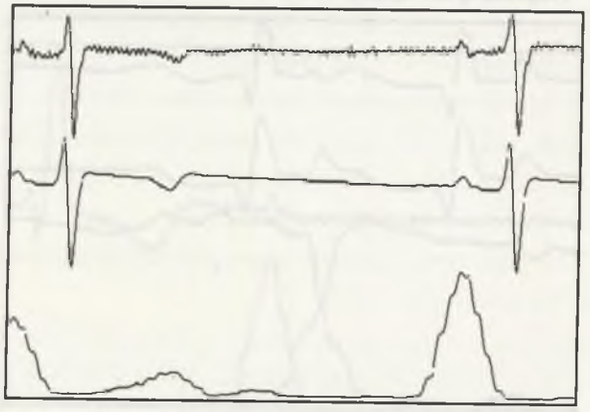
*Rys.12.33. Detekcja zmiany morfologii załamka P w zakłóconym sygnale*
*Fig.12.33. Detector of the P-wave morphology variation*

Kolejny przykład również dotyczy zmiany morfologii załamka P, lecz w jeszcze mniej sprzyjających okolicznościach (zbiór 113, kanał II). Poziom zakłóceń jest wysoki, a zmiana w morfologii prawie niezauważalna (informuje o jej istnieniu opis dołączony do bazy MIT-BIH). Rysunek 12.34 - jak poprzednio - ilustruje dłuższy fragment sygnału EKG, a rys. 12.35 fragment, gdzie wykryte zostały zmiany morfologii załamka P (kolejne przebiegi to: analizowany sygnał, sygnał resztowy, funkcja detekcyjna).

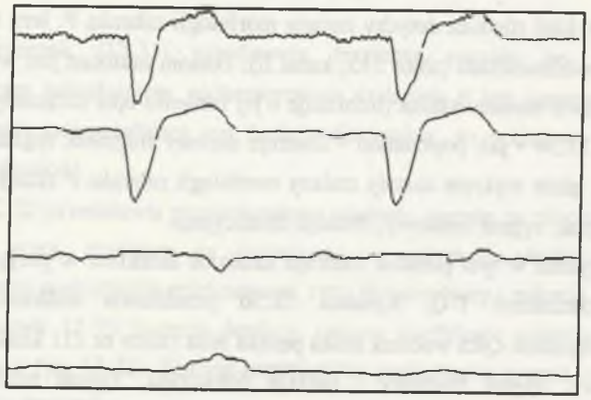
Ostatni przykład w tym punkcie ilustruje działanie detektora w przypadku sygnału z prawidłowym odcinkiem T-Q. Rysunek 12.36 przedstawia analizowany sygnał z poszerzonymi zespołami QRS wskutek bloku pęczka Hisa (zbiór nr 111 kanał II), utworzony sygnał wzorcowy, sygnał resztowy i funkcję detekcyjną. Sygnał resztowy i funkcja detekcyjna przyjmują wartości bliskie zera - żadnych zmian w obrębie załamka P nie wykryto.



*Rys.12.34. Fragment sygnału ze zbioru Nr 113*
*Fig.12.34. Fragment of the signal from the record No 113*



*Rys.12.35. Detekcja zmiany morfologii załamka P w zakłóconym sygnale*
*Fig.12.35. Detection of the P-wave morphology variation in disturbed signal*



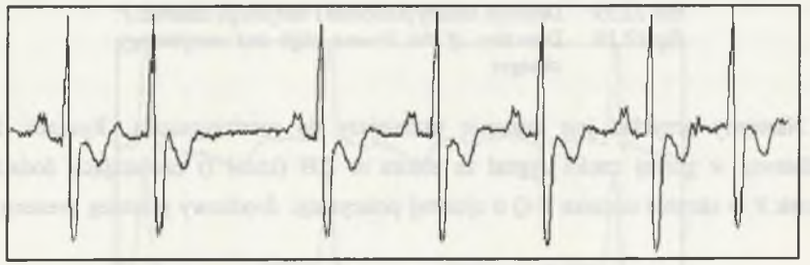
*Rys.12.36. Przykład sygnału bez zmian w obrębie załamka P*
*Fig.12.36. Example of the signal without P-wave variations*



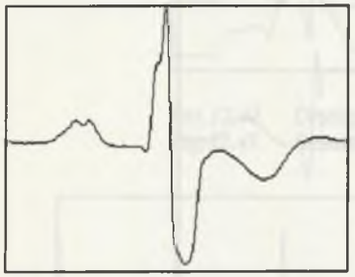
### 12.4.2. Wyniki testowania - grupa druga (sytuacje wątpliwe)

Łącznie we wszystkich zbiorach użytych do testowania detektora "zmian w obrębie załamka P" wykryto 365 przypadków, które można określić jako poprawne detekcje, lecz nie posiadające adekwatnego komentarza w oryginalnych opisach bazy danych testowych MIT-BIH. Przypadki te były weryfikowane przy użyciu metod pomiaru parametrów elektrokardiogramów wspomaganych komputerowo, np. pomiary przesunięcia załamka P były dokonywane "ręcznie" na ekranie monitora za pomocą specjalnych kursorów.

Poniżej przedstawiona zostanie ilustracja graficzna przypadków z tej grupy.

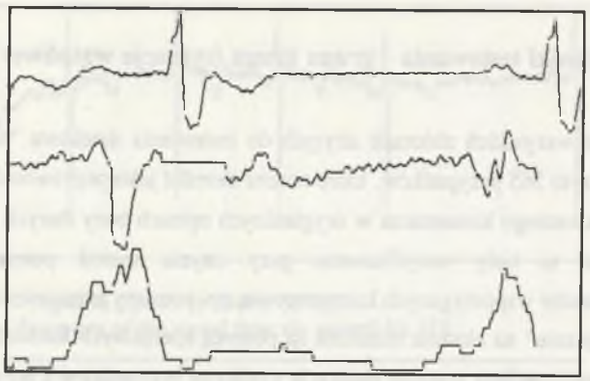


*Rys.12.37. Fragment sygnału ze zbioru 118*
*Fig.12.37. Fragment of the signal from the record No 118*



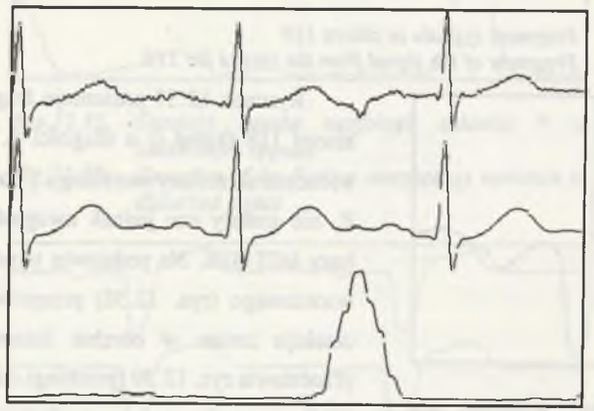
*Rys.12.38. Sygnał wzorcowy dla przykładu z rys. 12.39*
*Fig.12.38. Template for the example from fig. 12.39*

Rysunek 12.37 prezentuje fragment zapisu ze zbioru 118 (kanał I) o długości 5.7 s. W sygnale widoczne są zmiany morfologii i położenia załamka P, nie zostały one jednak uwzględnione w opisie bazy MIT-BIH. Na podstawie uzyskanego sygnału wzorcowego (rys. 12.38) przeprowadzona została detekcja zmian w obrębie załamka P. Wyniki przedstawia rys. 12.39 (przebiegi od góry to: sygnał EKG, sygnał resztowy, funkcja detekcyjna). Pierwszy z pików występujących w funkcji detekcyjnej z rys. 12.39 odpowiada ewidentnemu przesunięciu załamka P, któremu towarzyszy zmiana morfologii. Drugi mniejszy pik jest efektem stosunkowo niewielkiego przesunięcia (o 20 ms) załamka P względem wzorca. Przedstawiony przypadek jest przykładem poprawnej detekcji przesunięć załamka P, lecz nie uwzględnionym w opisie bazy MIT-BIH.



*Rys.12.39. Detekcja zmiany położenia i morfologii załamka P*
*Fig.12.39. Detection of the P-wave shift and morphology changes*

Następny przykład jest znacznie trudniejszy do rozstrzygnięcia. Rysunek 12.40 przedstawia w górnej części sygnał ze zbioru nr 209 (kanał I) zawierający dodatkowy załamek P w obrębie odcinka T-Q o ujemnej polaryzacji. Środkowy przebieg prezentuje

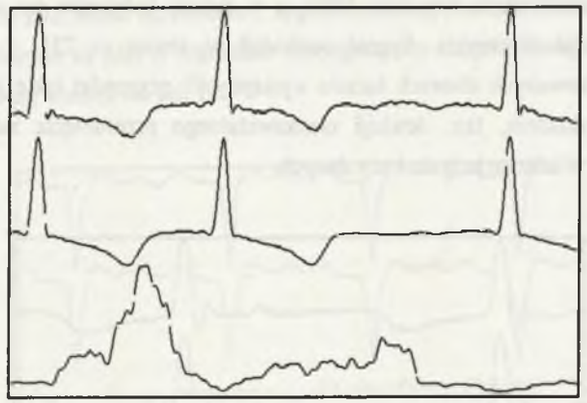


*Rys.12.40. Detekcja rzeczywistych zmian morfologii niewiadomego pochodzenia*
*Fig.12.40. Detection of the real morphology variation but of unknown origin*

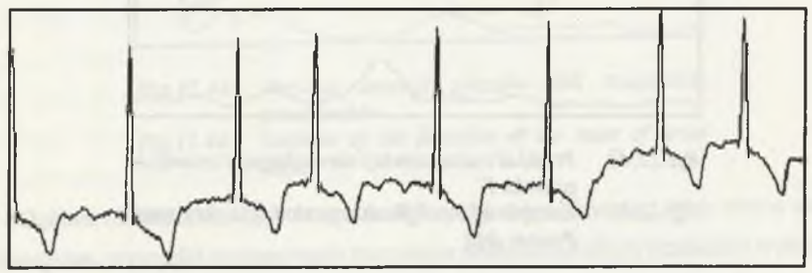
sygnał wzorcowy, a dolny - funkcję detekcyjną. Na podstawie tej ostatniej uzyskano jednoznaczną detekcję zmian w obrębie załamka P. Zmiana ta nie ma żadnego komentarza w opisie bazy danych. Nie wiadomo czy pochodzi ona od osobliwego zakłócenia (może to



być rozładowanie ładunków elektrostatycznych zmagazynowanych w otoczeniu pacjenta [54],[124]), czy, na przykład, od nieprzewiedzionego pobudzenia przedwczesnego nadkomorowego. Przeciwko tej drugiej hipotezie może świadczyć fakt, że w opisie zbioru 209 nie figurują żadne przypadki, które można by zakwalifikować do klasy "zmian w obrębie załamka P". Do weryfikacji tej detekcji nie można również użyć sygnału z drugiego odprowadzenia z powodu bardzo dużego poziomu zakłóceń występujących właśnie w tym fragmencie zapisu. Jest to zatem przykład poprawnej detekcji załamka rzeczywiście występującego w sygnale EKG, lecz o niemożliwym do ustalenia pochodzeniu. W trakcie testowania metody, przy użyciu wszystkich wymienionych we wstępie do tego rozdziału zbiorów, wystąpiły tylko cztery przypadki, takie jak opisany powyżej.



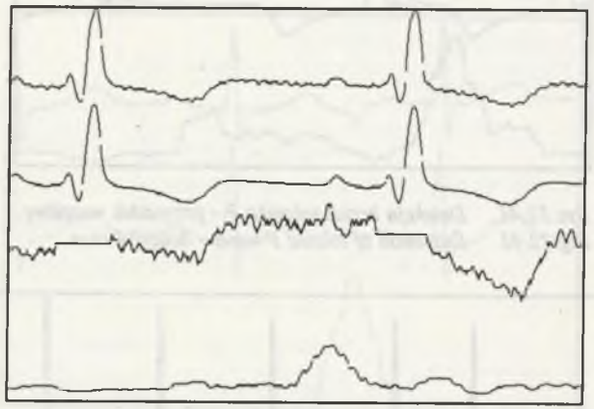
*Rys.12.41. Detekcja braku załamka P - przypadek wątpliwy*
*Fig.12.41. Detection of missed P-wave - doubtful case*



*Rys.12.42. Dłuższy fragment sygnału ze zbioru Nr 219*
*Fig.12.42. Fragment of the signal from the record No 219*

Kolejny przykład dotyczy wątpliwej detekcji braku załamka P. Pochodzi ze zbioru 219 (kanał I). W zbiorze tym, zgodnie z opisem, występują liczne zaburzenia przewodnictwa przedsionkowo-komorowego, objawiające się "zmianami w obrębie załamka P". Wątpliwość dotyczy faktu braku opisu zmian sygnału w miejscu detekcji - rys. 12.41 (analizowany sygnał, wzorzec, funkcja detekcyjna). Ocenę utrudnia bardzo mała amplituda załamka P. Na podstawie dłuższego zapisu tego samego fragmentu sygnału (rys. 12.42) można jednak stwierdzić występowanie zaburzeń przewodnictwa również w tym fragmencie analizowanego zbioru.

Rysunek 12.43 ilustruje przykład bardzo trudnej detekcji minimalnego przesunięcia załamka P (o ok. 11 ms), trudnego do zauważenia gołym okiem i bez odpowiedniego komentarza w opisie bazy danych. Tak jak w poprzednio prezentowanych rysunkach górny przebieg jest analizowanym sygnałem EKG, a w dalszej kolejności są: wzorzec, sygnał resztowy i funkcja detekcyjna. Sygnał pochodził ze zbioru nr 231, z kanału II. We wszystkich analizowanych zbiorach łącznie wystąpiły 91 przypadki takie jak zilustrowane powyższym przykładem, tzn. detekcji niezauważalnego przesunięcia załamka P i nie uwzględnionego w adnotacjach do bazy danych.

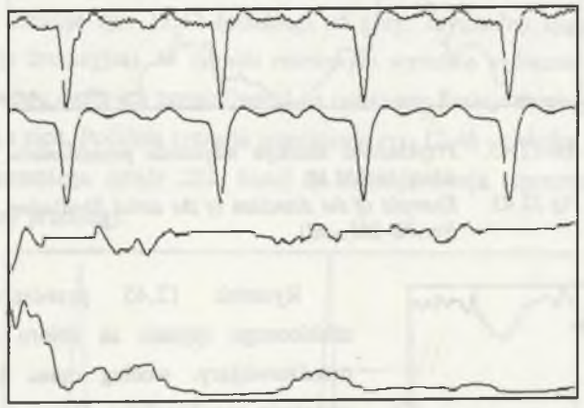


*Rys.12.43. Przykład trudnej detekcji niewielkiego przesunięcia załamka P*
*Fig.12.43. Example of the difficult detection of a very small P-wave shift*

Obecnie zostaną przedstawione wyniki analizy sygnału EKG zawierającego stwierdzone przypadki trzepotania przedsionków i migotania przedsionków.



Przedstawiona w tej pracy metoda, zgodnie z tym co było już wielokrotnie stwierdzone, prowadzi do detekcji zmian (różnic) względem dynamicznie tworzonego sygnału wzorcowego. Przypadkom trzepotania przedsionków zwykle towarzyszy blok przedsionkowo-komorowy 2:1 lub 3:1, co znaczy, że częstotliwość pracy komór jest 2- lub 3-krotnie mniejsza niż przedsionków, a ich praca jest zsynchronizowana. Napady trzepotania przesionków trwają od paru sekund do wielu minut (na podstawie opisu do bazy MIT-BIH [84]). W tej sytuacji detektor "zmian w obrębie załamka P" elektrokardiogramu po niewielu skurczach komór przestaje wykrywać falę F (trzepotania przedsionków), funkcja detekcyjna staje się płaska. Detektor wykrywa jedynie początek fali F oraz początek normalnej pracy przedsionków (po zakończeniu trzepotania). Przykład opisanej reakcji detektora na pojawienie się fali F przedstawia rys. 12.44. Kolejne przebiegi jak zwykle oznaczają: analizowany sygnał (ze zbioru 202, kanał II), wzorzec, sygnał resztowy i funkcję detekcyjną. W funkcji detekcyjnej widoczne są piki o regularnie zmniejszającej się amplitudzie wskutek efektu dopasowywania się wzorca do fali F.

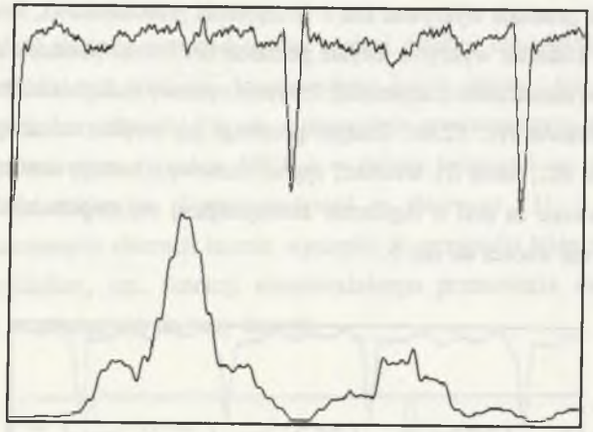


*Rys.12.44. Przykład detekcji początku fali trzepotania przedsionków*
*Fig.12.44. Example of the detection of the onset of atrial flatter*

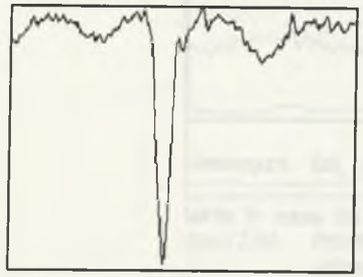
Ogólnie można stwierdzić, że oprócz wyżej opisanego zjawiska, które można uznać za niekorzystne, przypadki występowania trzepotania przedsionków były bezbłędnie wykrywane. Niestety, przeanalizowanych zostało tylko 6 takich epizodów (na ogólną liczbę 8 w całej bazie MIT-BIH), co nie daje wysokiej rangi uzyskanym wnioskom.

Kolejne przykłady ilustrują reakcję detektora na przypadki migotania przedsionków.

Podczas migotania przedsionków w elektrokardiogramie nie występują normalne załamki P, lecz ciąg nieregularnych fal o dużej stosunkowo częstotliwości (zwykle przekraczającej 450 1/min) i bardzo małej amplitudzie, określany mianem "fali f" [23]. Jest to przypadek znacznie trudniejszy do analizy. Dla przypomnienia - nie zakładano możliwości detekcji tego stanu przy zastosowaniu przedstawionej metody. Ze względu na fakt, że przypadek ten określa kres możliwości metody, zostaną jednak podane wyniki odpowiednich testów.



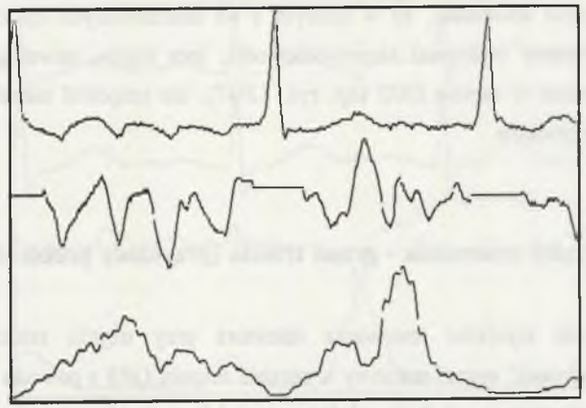
*Rys.12.45. Przykładowa detekcja migotania przedsionków (zbiór Nr 201,kI)*
*Fig.12.45. Example of the detection of the atrial fibrillation (rec.No 201, chI)*



*Rys.12.46. Wzorzec sygnału użyty w poprzednim przykładzie*
*Fig.12.46. Template for the latest example*

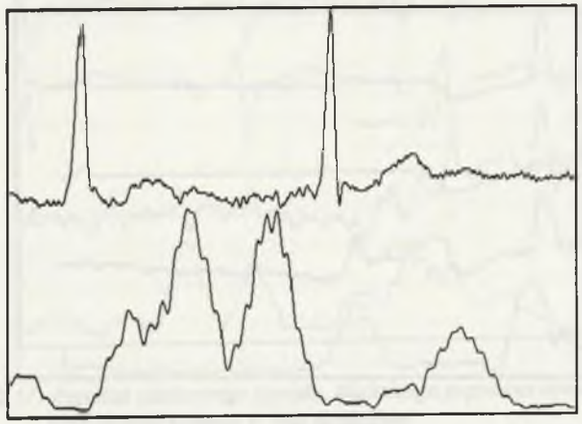
Rysunek 12.45 przedstawia fragment zakłóconego sygnału ze zbioru 201 (kanał II) przedstawiający, według opisu bazy MIT-BIH, migotanie przedsionków. Górny przebieg to zapis oryginalnego sygnału, dolny - funkcja detekcyjna. Sygnał zawiera nieregularne fale o małej i zmiennej amplitudzie zamiast regularnych załamków P. Wykrywane były wyrywkowo niektóre z nich. Rysunek 12.46 przedstawia w powiększeniu wzorzec sygnału użyty do detekcji.





*Rys.12.47. Przykładowa detekcja migotania przedsionków (zbiór Nr 201,kII)*
*Fig.12.47. Example of the detection of the atrial fibrillation (rec.No 201, chII)*

Inny przykład reakcji na migotanie przedsionków, również pochodzący ze zbioru 201 ale z kanału I, ilustruje rys. 12.47 (przebiegi od góry: oryginalny sygnał EKG, sygnał resztowy, funkcja detekcyjna). W sygnale resztowym wyraźnie widoczne są odpowiedniki fali f, lecz z powodu dużej ich częstotliwości na podstawie funkcji detekcyjnej wykrywane są tylko niektóre z nich. Podobną sytuację przedstawia rys. 12.48 - niektóre z nieregularnych fal f górnego przebiegu (zbiór 222, kanał I) znajdują swoją reprezentację w funkcji detekcyjnej (dolny przebieg).



*Rys.12.48. Przykładowa detekcja migotania przedsionków (zbiór Nr 222,kI)*
*Fig.12.48. Example of the detection of the atrial fibrillation (rec.No 222, chI)*

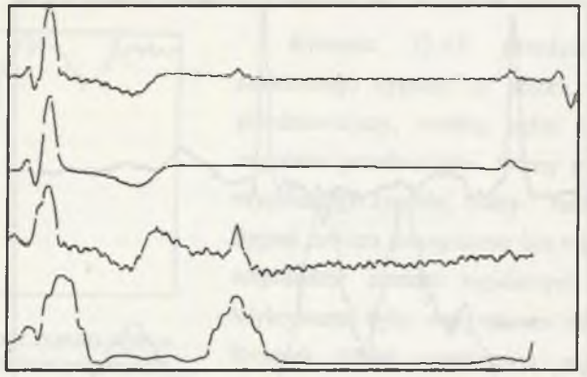
Ogólnie można stwierdzić, że w każdym z 48 analizowanych epizodów migotania przedsionków detektor wykrywał nieprawidłowości, lecz nigdy, nawet gdy fale f były regularne i widoczne w zapisie EKG (np. rys. 12.47), nie reagował niezależnie na każde pobudzenie przedsionków.

### 12.4.3. Wyniki testowania - grupa trzecia (przykłady problemów)

Na podstawie wyników testowania detektora przy użyciu sztucznego sygnału postanowiono "zerować" sygnał resztowy w obrębie zespołu QRS z powodu spodziewanego wpływu na sygnał resztowy niedoskonałości wzorca i jego synchronizacji z analizowanym sygnałem. Decydujące znaczenie mają tu niewielkie, fizjologiczne zmiany morfologii sygnału oraz nieuniknione, bo związane z niezbyt wysoką częstotliwością próbkowania, błędy centrowania zespołów QRS dla potrzeb tworzenia wzorca i sygnału resztowego.

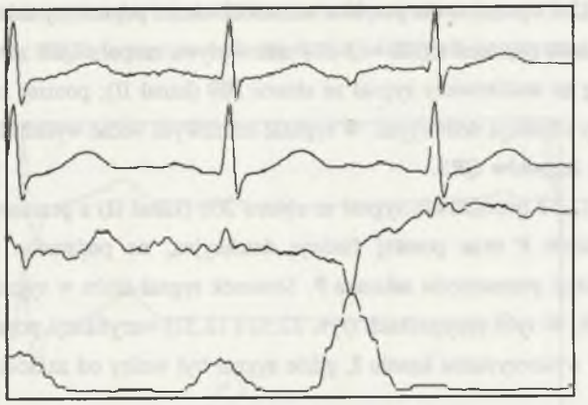
Rysunek 12.49 i 12.50 przedstawiają: bieżący sygnał, sygnał wzorcowy oraz uzyskane bez "zerowania" zespołów QRS - sygnał resztowy i funkcję detekcyjną. Przykłady pochodzą ze zbiorów nr 231 i 209.

W obu przypadkach oprócz prawidłowej detekcji zmian w obrębie załamka P w funkcji detekcyjnej pojawiają się piki pochodzące od zespołu QRS. Potwierdza to wniosek o konieczności "zerowania" tych fragmentów sygnału resztowego, które odpowiadają zespołom QRS w analizowanym sygnale EKG.



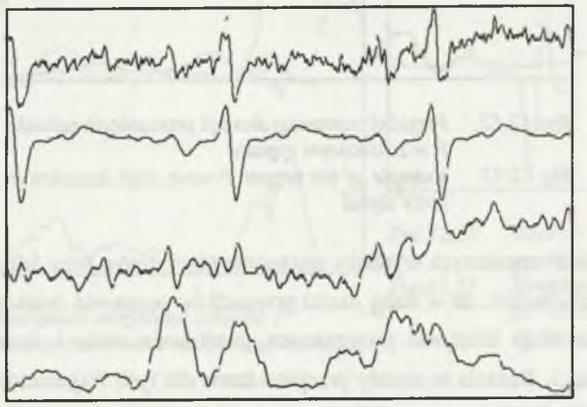
*Rys.12.49. Przykład "pozostałości" zespołu QRS w sygnale resztowym (zb. Nr 231)*
*Fig.12.49. Example of the remains of QRS complexes in the residual signal (rec. No 231)*





*Rys.12.50. Przykład "pozostałości" zespołu QRS w sygnale resztowym (zb. Nr 209)*
*Fig.12.50. Example of the remains of QRS complexes in the residual signal (rec. No 209)*

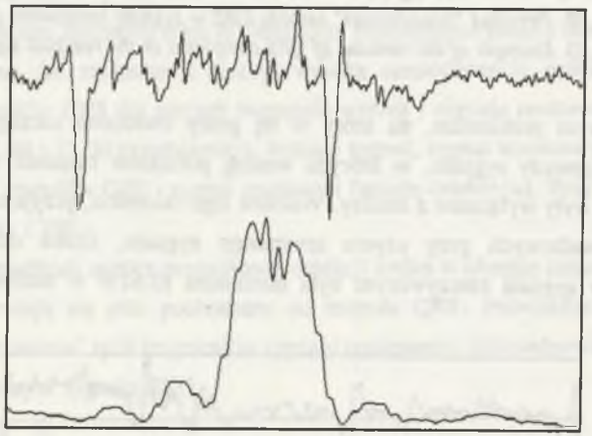
Podstawowym problemem, na który w tej pracy zwrócono szczególną uwagę, są zakłócenia. Fragmenty sygnału, w których według pomiarów stosunek sygnał-szum był niższy od 8 dB, były wyłączane z analizy. Wskutek tego założenia, przyjętego na podstawie badań przeprowadzonych przy użyciu sztucznego sygnału, liczba detekcji fałszywie pozytywnych w sygnale rzeczywistym była minimalna (0.62% w odniesieniu do liczby zespołów QRS).



*Rys.12.51. Przykład zakłóconego sygnału, dla którego poprawna detekcja przesunięcia załamka P była niemożliwa*
*Fig.12.51. Example of the noisy signal where detection of the P-wave shift was impossible*

Rysunek 12.51 przedstawia przykład uniemożliwienia poprawnej detekcji przesunięcia załamka P wskutek zakłóceń (SNR = 3 dB) oraz wpływu zespołu QRS na sygnał resztowy. Górny przebieg to analizowany sygnał ze zbioru 209 (kanał II); poniżej kolejno: wzorzec, sygnał resztowy i funkcja detekcyjna. W sygnale resztowym widać wyraźnie zarówno wpływ zakłóceń, jak i zespołów QRS.

Rysunek 12.52 przedstawia sygnał ze zbioru 201 (kanał II) z przesuniętym względem wzorca załamkiem P oraz poniżej funkcję detekcyjną, na podstawie której dokonano poprawnej detekcji przesunięcia załamka P. Stosunek sygnał-szum w sygnale EKG wynosił tu również 3 dB. W tych przypadkach (rys. 12.51 i 12.52) weryfikacji poprawności detekcji dokonano przy wykorzystaniu kanału I, gdzie sygnał był wolny od zakłóceń.



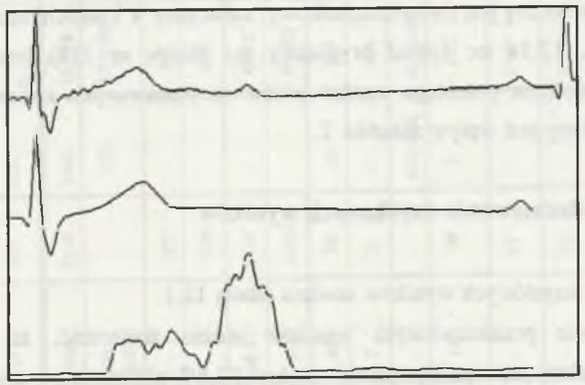
*Rys.12.52. Przykład poprawnej detekcji przesunięcia załamka P w zakłóconym sygnale*
*Fig.12.52. Example of the proper P-wave shift detection in noisy signal*

Na podstawie uzyskanych wyników testawania algorytmów przy 3dB < SNR < 8dB można ogólnie stwierdzić, że w dużej części przypadków poprawna detekcja była możliwa, jednak liczba detekcji fałszywie pozytywnych gwałtownie rosła i dochodziła do 30% wszystkich detekcji. Badania te zostały przeprowdzone dla tych fragmentów zapisów EKG, w których jeden kanał był wolny od zakłóceń (SNR > 8dB), a drugi był zakłócony, lecz SNR > 3dB.

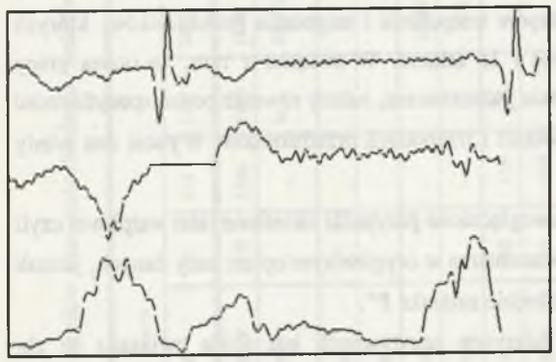
W trakcie badania okazało się, że opracowany algorytm wykrywał nie tylko "zmiany w obrębie załamka P", lecz również zmiany w obrębie załamka T. 11 razy zaobserwowano



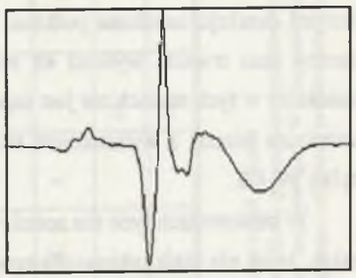
minimalne przesunięcia załamka T (rzędu 10ms) w analizowanym sygnale względem sygnału wzorcowego. 7 razy doszło z tego powodu do detekcji fałszywie pozytywnej.



*Rys.12.53. Detekcja nieprzewiedzionego załamka P z widoczną pozostałością załamka T w sygnale resztowym*
*Fig.12.53. Detection of the non-conducted P wave, visible remains of T-wave in the residual signal*



*Rys.12.54 Detekcja zmian morfologii załamka P*
*Fig.12.54 Detection of the P-wave morphology variation*



*Rys.12.55 Wzorzec sygnału dla przykładu z rys. 12.54*
*Fig.12.55 Template of the signal for example from fig. 12.54*

Rysunek 12.53 przedstawia detekcję nieprzewiedzionego załamka P. W sygnale EKG ze zbioru 231 (kanał I) - górny przebieg na rysunku - wyraźnie widoczny jest dodatkowy załamek P, nieobecny w sygnale wzorcowym (środkowy przebieg). W sygnale detekcyjnym (dolny przebieg) oprócz wyraźnego piku pochodzącego od dodatkowego załamka P widoczny

jest niższy, nieostry pik pochodzący od przesunięcia załamka T, trudno widocznego gołym okiem. Kolejny rysunek (12.54) ilustruje detekcję zmian morfologii załamka P. Wzorzec sygnału został w powiększeniu przedstawiony na rys. 12.55.

Wyraźnie widoczny jest dwuwierzchołkowy, zaburzony w kształcie załamek P. Kolejne przebiegi z rys. 12.54 to: sygnał oryginalny (ze zbioru nr 118), resztowy, funkcja detekcyjna. W dolnym przebiegu oprócz pików spowodowanych zmianami morfologii załamka P widoczny jest wpływ załamka T.

### 12.4.4. Podsumowanie uzyskanych wyników

Zestawienie uzyskanych wyników zawiera tabela 12.1.

Na podstawie przedstawionych wyników można stwierdzić, że opracowany i przetestowny detektor ma wysoką czułość - wykrył 97,6% udokumentowanych przypadków "zmian w obrębie załamka P" (nieprzewidziane załamki P, blok II°). Poprawnie wskazał również nieprawidłowości we wszystkich opisanych stanach trzepotania i migotania przedsionków, nie reagując jednocześnie indywidualnie na wszystkie pobudzenia przedsionków w tych stanach pracy serca. Specyficzność detektora określona jako stosunek detekcji poprawnych do wszystkich detekcji wynosiła 98%, jeżeli uwzględnia się między innymi detekcje uzyskane podczas stanów trzepotania i migotania przedsionków, których łączny czas trwania wynosił 48 minut i 15 sekund. W związku z tym, że ocena pracy detektora w tych stanach nie jest zupełnie jednoznaczna, należy również podać specyficzność detektora liczoną z wyłączeniem migotania i trzepotania przedsionków. Wynosi ona wtedy tylko 89,4%.

W obliczeniach tych nie zostały uwzględnione przypadki określone jako wątpliwe, czyli takie, które nie mają odpowiedniego komentarza w oryginalnym opisie bazy danych, jednak reprezentują rzeczywiste "zmiany w obrębie załamka P".

Liczba występujących detekcji fałszywie pozytywnych jest ściśle związana ze złą jakością sygnału oraz częstością występowania zaburzeń rytmu.

8dB próg detekcji złej jakości sygnału okazał się ustawiony trochę niżej niż przez lekarzy kardiologów oceniających zapisy z bazy danych. Łączny czas fragmentów sygnału uznanych za zakłócone w przedstawionych badaniach wynosił 3 min 14 s w kanale I i 8 min 29 s w kanale II. Ten sam czas według opisu bazy MIT-BIH jest równy odpowiednio 4 min 43 s i 13 min 59 s. Decydujący wpływ na zmniejszenie długości odcinków sygnału wyłączonych z analizy miała mała wrażliwość detektora na zakłócenia wolnozmienne.



*Tabela 12.1*

*Zestawienie wyników testowania detektora "zmian w obrębie załamka P" przy użyciu sygnałów rzeczywistych z bazy MIT-BIH*

| | Nr zbioru | | | | | | | | | | Suma | % |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | 108 | 111 | 113 | 118 | 201 | 202 | 209 | 219 | 222 | 231 | | |
| Liczba zesp. QRS | 1489 * | 1776 | 1506 | 1923 | 1558 | 1871 | 2518 | 1906 | 2116 | 1465 | 18 128 | - |
| Licz.popr.detek. nieprzew. zał. P | 6(9) ** | – | – | 6(7) | 35(37) | – | – | 129 (133) | – | 1(2) | 177(188) | 94% |
| Trzepotanie przedsionków | czas | – | – | - | - | 48" | - | - | 15" | - | 63" | - |
| | l.epiz. | - | - | - | - | 1(1) | - | - | 5(5) | - | 6(6) | 100% |
| Migotanie przedsionków | czas | - | - | - | 10'06" | 9'46" | - | 18'47" | 8'33" | - | 47'12" | - |
| | l.epiz. | - | - | - | 3(3) | 4(4) | - | 8(8) | 33(33) | - | 48(48) | - |
| Det.popr.nie uwzg w opisie, w tym zmiana morf.zał.P | 7 | 93 | 119 | 20 | 8 | 25 | 2 | 41 | 38 | 12 | 365 | - |
| | 3 | 42 | 109 | 4 | 4 | 2 | - | 7 | 2 | 1 | 174 | - |
| Blok II o (Mobitza) | - | - | - | - | - | - | - | - | - | 407(410) | 407(410) | 99,3% |
| Det.fałsz.pozyt. | 13 | 6 | 3 | 7 | 19 | 7 | 3 | 14 | 36 | 4 | 112 | *** 0,62% |
| Zakł.(czas trw.) SNR < 8dB kanał I | 2'21" | 2" | - | 16" | 4" | 1" | 3" | - | 27" | - | 3'14" | 1,3% |
| kanał II | 2'44" | 8" | - | 16" | 2" | - | 4'58" | - | 21" | - | 8'29" | 3,3% |

Uwagi:

* tabela uwzględnia tylko testowe części zbiorów

** w nawiasach podano całkowitą liczbę przypadków (epizodów) uwzględnionych w opisie w danym zbiorze

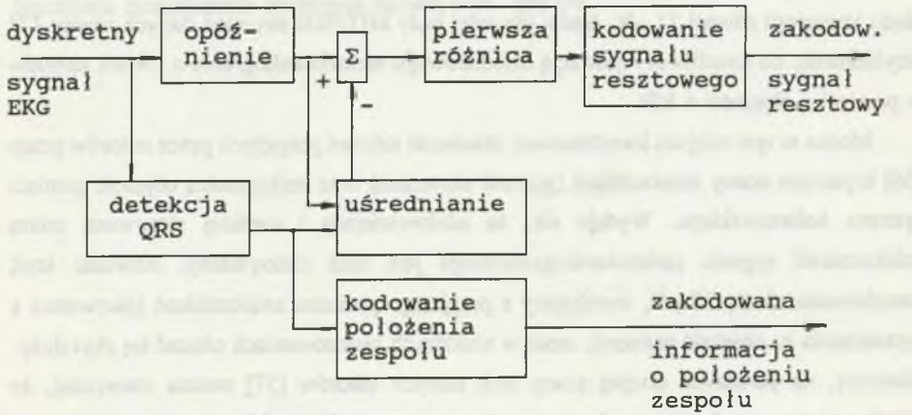
*** liczone w stosunku do liczby zespołów QRS. W odniesieniu do wszystkich detekcji zmian w obrębie załamka P stosunek ten wynosi 2%; w odniesieniu do detekcji z wyłączeniem trzepotania i migotania przedsionków 10,6%

Na uwagę zasługuje fakt wykrycia "zmian o obrębie załamka P" w każdym analizowanym zbiorze sygnału EKG. Dotyczy to nawet zbioru nr 209, w którym zgodnie z opisem żadne zmiany nie powinny wystąpić. Pomimo braku odpowiedniego komentarza w opisie detekcje te w większości przypadków są według autora jednoznacznie poprawne. Najczęściej przypadki takie występują w zbiorach, w których stwierdzono problemy z przewodnictwem przedsionkowo-komorowym lub tendencje do trzepotania i migotania przedsionków. Wniosek ten może mieć duże znaczenie w prognozowaniu groźnych arytmii, lecz konieczne są dalsze badania.

# 13. KOMPRESJA SYGNAŁU

Prowadzone przez autora prace poświęcone wykorzystaniu sygnału resztowego (zdefiniowanego w poprzednim rozdziale) do kompresji elektrokardiogramu zostały przerwane po opublikowaniu w 1991 r. dwóch artykułów przez Hamiltona i Tompkinsa, poświęconych temu samemu zagadnieniu [56], [57]. Okazało się, że wyniki uzyskane do chwili przerwania prac dokładnie pokrywają się z opisanymi w pracy [56]. Z tego powodu obecnie przedstawiona zostanie, na podstawie pracy Hamiltona i Tompkinsa, ogólnie metoda kompresji sygnału EKG, wykorzystująca opisane wcześniej bloki: detektora zespołów QRS, detekcji punktu odniesienia, tworzenia wzorców, modernizacji wzorców, kontroli długości wzorców i tworzenia sygnału różnicowego. Ocena metody, na podstawie testów wykonanych z zastosowaniem bazy MIT/BIH również pochodzić będzie z cytowanej pracy.

Proponowaną metodę kompresji sygnału przedstawia schemat blokowy z rys. 13.1.

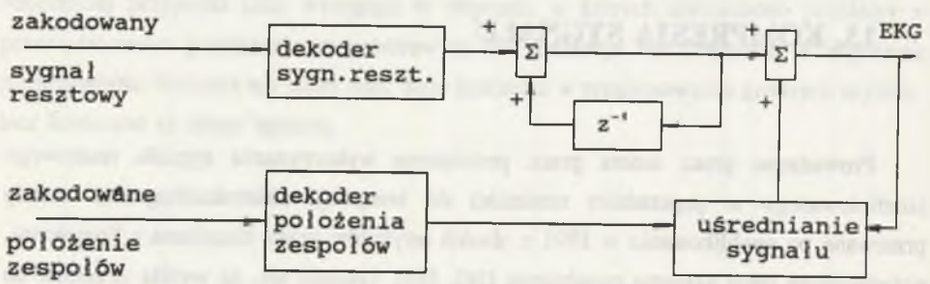



*Rys.13.1. Schemat blokowy algorytmu kompresji sygnału wg Hamiltona i Tompkinsa*
*Fig.13.1. Block diagram of the compression algorhitm by Hamilton and Tompkins*

Po wykryciu zespołu QRS i jego synchronizacji z zespołem uśrednionym (wzorcem) następuje odjęcie wzorca od sygnału wejściowego. Bieżący zespół QRS jest wykorzystywany

do aktualizacji wzorca. Następnie obliczana jest pierwsza różnica sygnału resztowego. Pierwsza różnica jest kodowana przy użyciu kodu Huffmana i zapamiętywana wraz z informacją o precyzyjnej lokalizacji zespołu.

Rysunek 13.2 przedstawia schemat blokowy układu służącego do dekompresji sygnału.




*Rys.13.2. Schemat blokowy algorytmu dekompresji sygnału*
*Fig.13.2. Block diagram of the decompression algorithm*

Odczytane z pamięci dane są dekodowane, następnie wszystkie kolejne próbki są sumowane w celu wyeliminowania wpływu operacji różnicowania użytej do kompresji. Końcowym etapem jest sumowanie odtworzonego sygnału resztowego z uaktualnianym co "okres" wzorcem sygnału.

Dzięki zastosowaniu przedstawionej metody uzyskano, przy zadanej wartości skutecznej błędu kompresji równej 11 $\mu$V, średni dla całej bazy MIT/BIH strumień danych równy 174 bity/sekundę, co umożliwia rejestrację całodobowego elektrokardiogramu z dwóch kanałów w pamięci o objętości 4 MB.

Można w tym miejscu kwestionować zasadność założeń przyjętych przez autorów pracy [56] kryterium oceny zniekształceń (wartość skuteczną) oraz maksymalną objętość pamięci systemu holterowskiego. Wydaje się, że adekwatniejszą i częściej stosowaną miarą zniekształceń sygnału elektrokardiograficznego jest błąd maksymalny. Również krok kwantowania równy 35 $\mu$V, wynikający z przyjętego poziomu zniekształceń (pierwotnie z ograniczenia na objętość pamięci), może w niektórych zastosowaniach okazać się zbyt duży. Niemniej, na podstawie drugiej pracy tych samych autorów [57] można stwierdzić, że przedstawiona metoda daje najlepsze rezultaty ze wszystkich efektywnych obliczeniowo metod, znanych z literatury, dla każdego badanego poziomu zniekształceń (od 2 do 14 $\mu$V). Najistotniejsze są jednak wyniki badań abstrahujących od konkretnych metod kompresji, a dających porównanie teoretycznych możliwości kompresji oryginalnego sygnału EKG i sygnału resztowego. Badanie to zostało przeprowadzone przy użyciu bazy MIT/BIH.



Analizowane były uśrednione widma mocy sygnału EKG i sygnału resztowego. Na podstawie tych badań stwierdzono, że w wyniku stosowania sygnału resztowego zamiast oryginalnego sygnału EKG możliwe jest zmniejszanie strumienia danych koniecznych do rejestracji o około 100 bitów/sekundę, niezależnie od przyjętego poziomu zniekształceń.

Przedstawiona metoda kompresji w przeciwieństwie do metod najbardziej rozpowszechnionych (np. fan, SAPA, a szczególnie AZTEC'a) [61],[62],[80],[114] nie wprowadza istotnych zniekształceń sygnału w okolicy załamków P i T. Cecha ta jest szczególnie ważna w systemie holterowskim przeznaczonym między innymi do analizy zmian elektrokardiogramu w obrębie załamka P.

**Podsumowanie**

Przedstawiona w tym rozdziale , na podstawie prac Hamiltona i Tompkinsa, metoda kompresji sygnału EKG jest efektywna obliczeniowo, gwarantuje bardzo wysoki stosunek redukcji danych (wymaga dla bazy MIT-BIH średnio 174 bitów na sekundę na zapis sygnału z jednego kanału), a co najważniejsze - jest w pełni kompatybilna z metodami analizy sygnału wcześniej prezentowanymi w tej pracy. Podstawą metody jest wykorzystanie sygnału resztowego zamiast sygnału oryginalnego, co,niezależnie od dalej stosowanych algorytmów, umożliwia zmniejszenie strumienia danych o ok. 100 b/s.

# 14. ANALIZATOR ARYTMII

System holterowski umożliwiający analizę zmian w obrębie załamka P wymagał opracowania nowego bloku analizatora arytmii uwzględniającego nowe możliwości systemu. W tym celu zastosowano typowe rozwiązanie w postaci drzewa decyzyjnego. Struktura taka ma w przypadku klasyfikacji arytmii podstawowe zalety. Po pierwsze, jest stosunkowo łatwa do realizacji ze względu na przejrzystość i intuicyjną zrozumiałość, co jest sprawą kluczową w sytuacji, gdy konieczna jest ścisła współpraca z lekarzami. Po drugie, jest prosta w aplikacji i szybka w zastosowaniu. Po trzecie, dzięki podobnej strukturze możliwe było częściowe wykorzystanie istniejących klasyfikatorów w części podstawowej (bez analizy załamka P).

Głównym konsultantem medycznym projektu analizatora był kierownik Pracowni Komputerowej Diagnostyki Kardiologicznej w Gliwicach specjalizującej się między innymi w badaniach holterowskich. Praca została wykonana przy pomocy dyplomantów [66] na podstawie literatury medycznej [23],[51],[70].

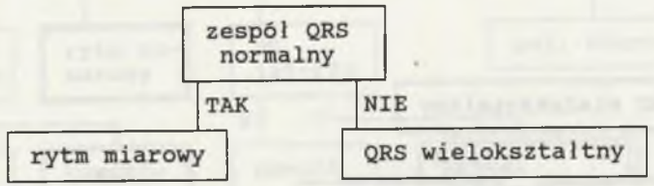
Dzięki włączeniu do analizy informacji o zmianach położenia załamka P możliwości diagnostyczne systemu uległy znaczącemu rozszerzeniu. Możliwe stało się diagnozowanie: wędrowania rozrusznika, niemiarowości zatokowej, trzepotania przedsionków z przewodzeniem 2:1, przyśpieszenia zatokowego, prawidłowego przewodzenia przedsionkowo-komorowego, bloków przewodzenia przedsionkowo-komorowego 1, 2 i 3 stopnia, częściowego bloku wstecznego oraz zespołu preekscytacji. Na tym etapie prac projekt klasyfikatora nie uwzględniał możliwości, jakie daje analiza morfologii załamka P.

Należy tu wyraźnie zaznaczyć, że zarówno opracowany i przedstawiony na następnych stronach wraz z wyjaśnieniami klasyfikator, jak i możliwości diagnozowania wyszczególnionych zaburzeń rytmu muszą zostać ostatecznie zweryfikowane w szerokich badaniach przy użyciu rzeczywistych zapisów. Jak zostało to już powiedziane wcześniej, nie istnieje dotychczas odpowiednia baza danych testowych umożliwiająca analizę pracy detektora i klasyfikatora załamka P systemu holterowskiego. Konieczne są zatem żmudne i długotrwałe badania na dużej populacji pacjentów z różnorodnymi schorzeniami serca.



**Schemat blokowy analizatora arytmii**

W pierwszym kroku analizy sprawdza się, czy zespół QRS jest normalny, tzn. czy jest pochodzenia nadkomorowego.

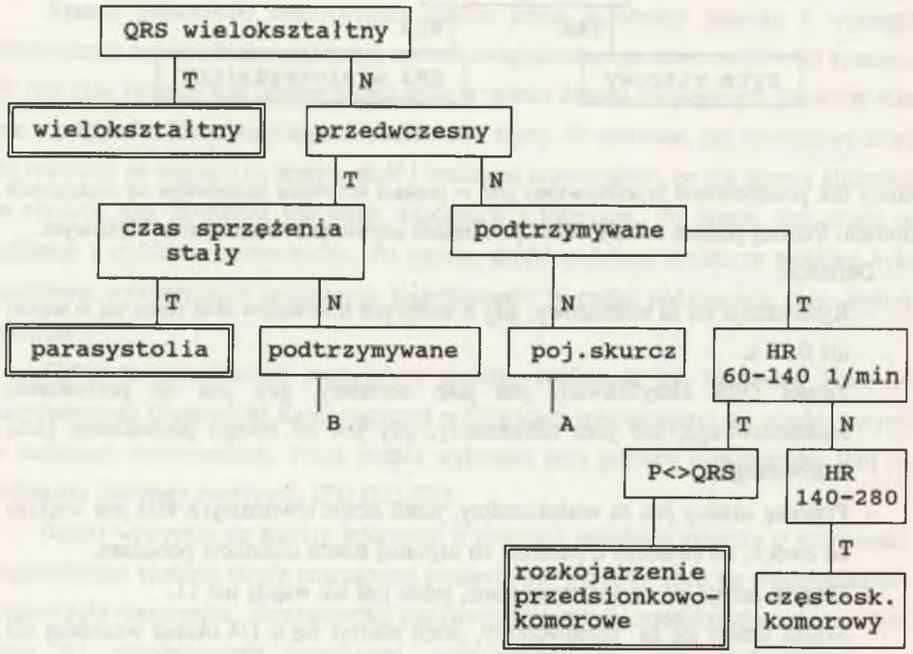



Dalszy tok postępowania przedstawiony jest w postaci schematu blokowego na następnych stronach. Poniżej podane zostały definicje określeń używanych w schemacie blokowym.

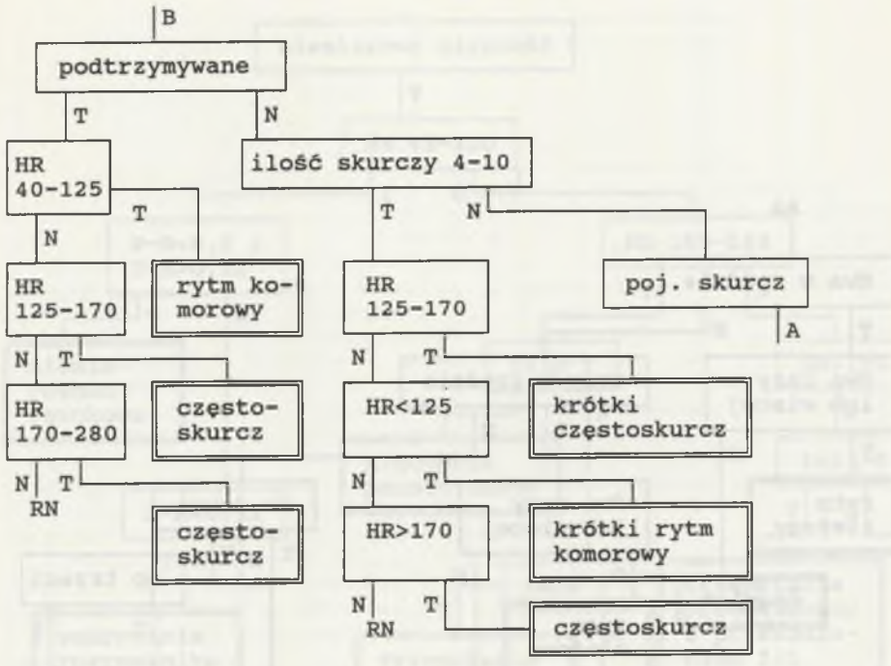
Definicje:

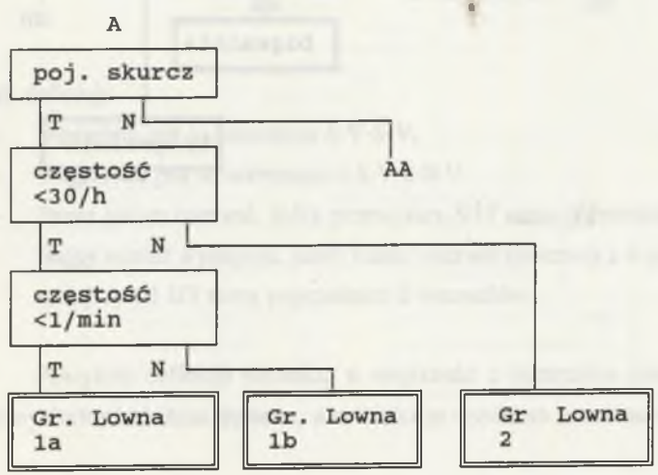
- Rytm uznaje się za niemiarowy, gdy 8 kolejnych interwałów R-R różni się o więcej niż 0,16 s.
- Zespół QRS klasyfikowany jest jako normalny, gdy jest on pochodzenia nadkomorowego, lub jako nienormalny, gdy jest on innego pochodzenia (tutaj komorowego).
- Przebieg uznany jest za wielokształtny, jeżeli liczba utworzonych klas jest większa od dwóch, co świadczy o istnieniu co najmniej trzech ośrodków pobudzeń.
- Skurcze uznaje się za podtrzymywane, jeżeli jest ich więcej niż 11.
- Skurcz uznaje się za przedwczesny, jeżeli zdarzył się o 1/4 okresu wcześniej niż przewidywany następny skurcz; okres jest tu średnim odstępem R-R.
- Czas sprzężenia informuje o stopniu przedwczesności i jest definiowany jako odległość między poprzednim zespołem QRS a tym uznanym za przedwczesny.
- Pojedynczym nazywany jest skurcz pochodzenia komorowego, nie włączony do żadnej arytmii.
- RN - jest to rytm niezidentyfikowany.
- Grupy Lowna służą do oceny stopnia zagrożenia; klasyfikacja ta związana jest ze znaczeniem prognostycznym pobudzeń przedwczesnych.
- Couplet jest to sekwencja S-V-V-S, gdzie S oznacza skurcz pochodzenia nadkomorowego, a V skurcz pochodzenia komorowego.

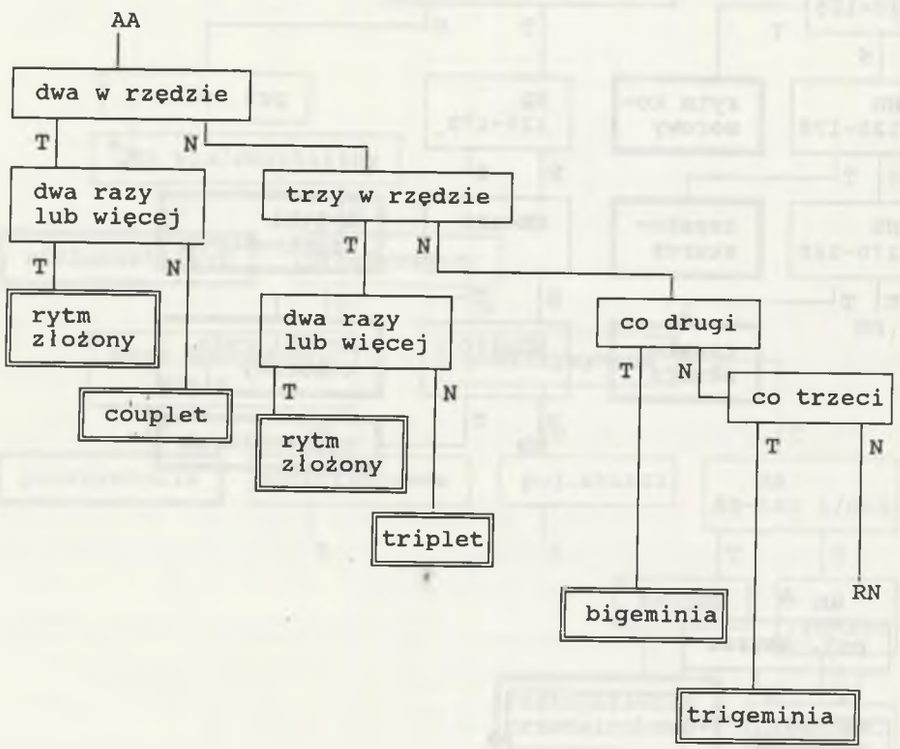
- Triplet jest to sekwencja S-V-V-V-S.
- Określenie rytm złożony jest tutaj stosowane zarówno w przypadku wystąpienia kilku sekwencji typu couplet, jak i triplet.



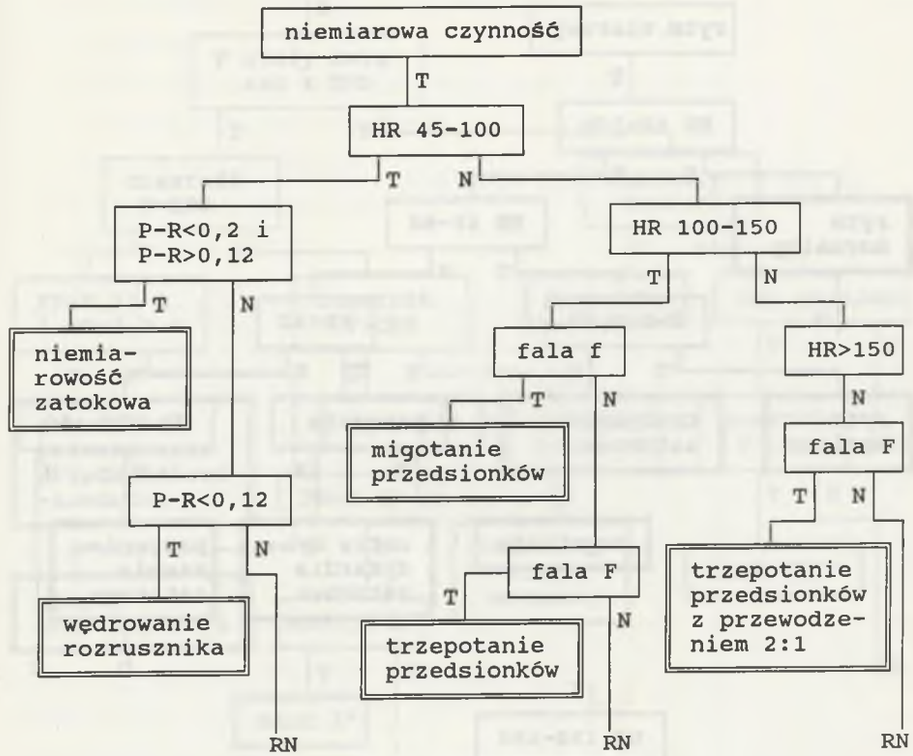




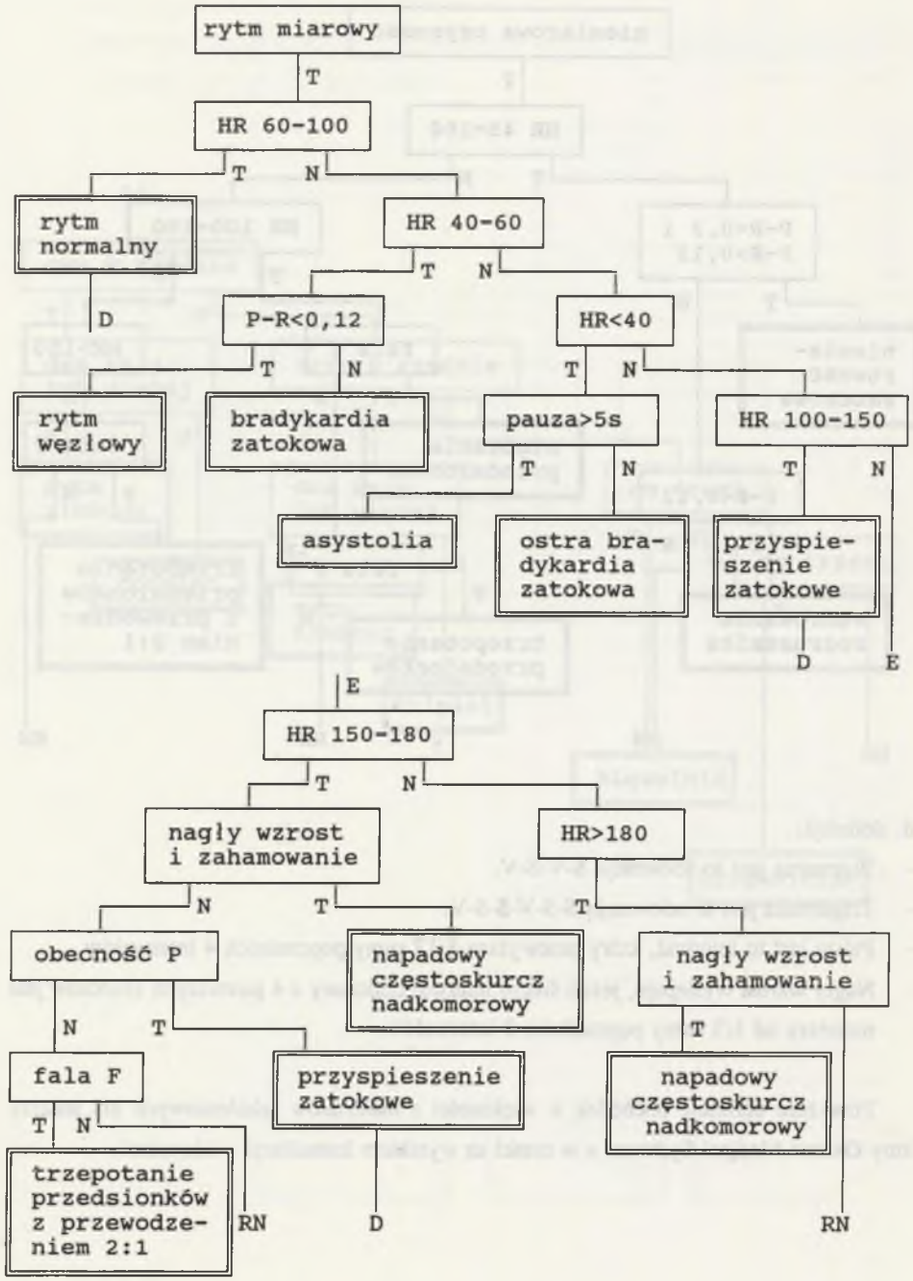


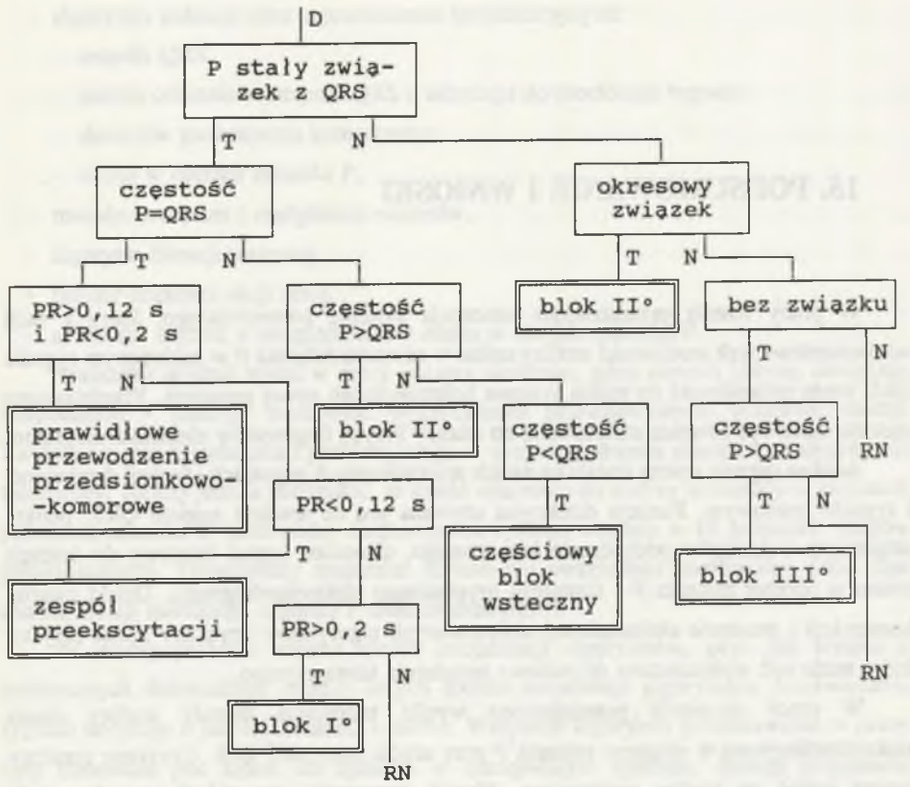

cd. definicji:

- Bigeminia jest to sekwencja S-V-S-V.
- Trigeminia jest to sekwencja S-S-V-S-S-V.
- Pauza jest to interwał, który przewyższa 8/17 sumy poprzednich 4 interwałów.
- Nagły wzrost występuje, jeżeli średni interwał obliczony z 4 pierwszych skurczów jest mniejszy od 1/3 sumy poprzednich 2 interwałów.

Powyższe definicje pochodzą w większości z materiałów szkoleniowych dla lekarzy firmy Oxford Medical Systems, a w części są wynikiem konsultacji z lekarzami.






Uwagi:

- Grafy nie uwzględniają niektórych ścieżek zakończonych wierzchołkami wiszącymi, oznaczonymi jako "nierozpoznana arytmia" - RN.
- Niektóre wierzchołki drzewa mogą zostać osiągnięte pod warunkiem zastosowania specjalnych algorytmów, które nie są przedmiotem zainteresowania prezentowanej pracy. Chodzi tu przede wszystkim o migotanie przedsionków i detektor fali f.

# 15. PODSUMOWANIE I WNIOSKI

W pracy została przedstawiona koncepcja systemu holterowskiego, który z racji udokumentowanych możliwości analizy zmian w obszarze załamka P w zakłóconym sygnale EKG może pretendować do miana systemu holterowskiego nowej generacji. Przedstawiona metoda może być również zastosowana do analizy innych fragmentów elektrokardiogramu.

Analiza sygnału oparta została na dwóch przetworzonych sygnałach - funkcji detekcyjnej i sygnale resztowym. Funkcja detekcyjna używana jest do detekcji zespołu QRS, punktu odniesienia i skurczów pochodzenia komorowego, natomiast sygnał resztowy do detekcji zmian w obrębie załamka P i kompresji oryginalnego elektrokardiogramu. Dzięki zwartej konstrukcji i prostocie obliczeniowej zastosowanych algorytmów uzyskany został projekt, który może być wykorzystany do budowy urządzenia komercyjnego.

W pracy obszernie przedstawiono wyniki testowania metody analizy zmian elektrokardiogramu w obszarze załamka P przy użyciu bazy MIT-BIH. Uzyskane rezultaty można uznać za bardzo zachęcające. Wyniki testowania pozostałych metod zostały zaprezentowane w skróconej formie. Trzeba jednak dodać, że wyniki testowania detektora zmian elektrokardiogramu w obrębie załamka P można traktować jako sumaryczną ocenę działania całego systemu, gdyż ich uzyskanie wymagało zaangażowania prawie wszystkich opisanych procedur przetwarzania sygnału.

Ostatecznym i koniecznym testem wartości wszystkich przedstawionych w pracy metod analizy sygnału EKG będą długotrwałe badania kliniczne komercyjnego systemu holterowskiego zbudowanego na ich podstawie. Do budowy takiego systemu potrzebne jest zaangażowanie zespołu specjalistów reprezentujących różne dziedziny wiedzy, czas i duże środki finansowe.

W przedstawionej pracy według autora do oryginalnych osiągnięć można zaliczyć:

- zaproponowaną strukturę systemu holterowskiego,
- wykazanie przydatności sygnału resztowego do analizy niskoamplitudowych fragmentów sygnału EKG (detekcji zmian w obszarze załamka P),



- algorytmy detekcji wraz z procedurami inicjalizacyjnymi:
  - zespołu QRS
  - punktu odniesienia zespołu QRS z adaptacją do morfologii sygnału
  - skurczów pochodzenia komorowego
  - zmian w obrębie załamka P,
- metody tworzenia i modyfikacji wzorców,
- algorytm filtracji wstępnej,
- pomiar częstości akcji serca,
- analizator arytmii z uwzględnieniem zmian w obrębie załamka P.

Analizator arytmii został w pracy opisany skrótowo, gdyż stanowi jedynie konieczne uzupełnienie - ilustruje możliwość wykorzystania przedstawionych wcześniej metod. Związane z nim zagadnienia i problemy mają w większym stopniu charakter medyczny niż techniczny. Należy jednak podkreślić, że dzięki włączeniu do analizy informacji w zmianach położenia załamka P możliwości diagnostyczne systemu wzrosły o 10 jednostek (stanów patologicznych). Opracowany analizator arytmii nie uwzględniał możliwości, jakie daje analiza zmian morfologii załamka P elektrokardiogramu.

Za istotny problem uznano sposób inicjalizacji algorytmów, gdyż jak wynika z praktycznych doświadczeń między innymi sposób inicjalizacji algorytmów przetwarzania sygnału decyduje o jakości działania systemu. Wszystkie algorytmy przedstawione w pracy były budowane pod kątem ich aplikacji w rzeczywistym systemie, dlatego przyłożono szczególną wagę do ich prostoty obliczeniowej celem obniżenia kosztów przyszłego systemu oraz do ich odporności na zakłócenia, co z kolei ma decydujące znaczenie dla jakości pracy systemu holterowskiego w typowych, tj. trudnych warunkach. Pomimo narzucenia ostrych warunków (nakład obliczeniowy, odporność na zakłócenia) podstawowe algorytmy systemu uzyskiwały podczas testowania przy użyciu powszechnie uznanych baz danych bardzo dobre wyniki.

## LITERATURA


[1] Ahlstrom M., Tompkins W.,Digital Filters for Real-Time ECG Signal Processing Using Microprocessors. IEEE Trans. on Biomedical Engineering, Vol. BME-32, No 9, September 1985, pp. 708-713.

[2] Alraun W., Zywietz Chr., Borovsky D., Willems J., Methods for Noise Testing of ECG Analysis Programs. Computers in Cardiology, October 4-7, 1983, Aachen Germany.

[3] Akselrod S., Norymberg M., Peled I., Karabelnik E., Green M., Computerised analysis of ST segment changes in ambulatory electrocardiograms. Medical & Biological Engineering & Computing, 25, September 1987, pp. 513-519.

[4] Barbaro V., Bartolini P., Fierli M., New Algorithm for the Detection of the ECG Fiducial Point in the Averaging Technique. Medical & Biological Engineering & Computing, March 1991, pp.129-135.

[5] Baselli G., Cerutti S., Civardi S., Lombardi F., Malliani A., Merri M., Pagani M., Rizzo G., Heart rate variability signal processing: a quantitative approach as an aid to diagnosis in cardiovascular pathologies. International Journal of Bio-Medical Computing, 20, 1987, pp.51-70.

[6] Börjesson P., Pahlm O., Sörnmo L., Nygårds M., Adaptive QRS Detection Bassed on Maximum A Posteriori Estimation. IEEE Trans. on Biomedical Engineering, Vol. BME-29, No 5, May 1982, pp. 341-351.

[7] Breithardt G., Borggrefe M., Fetsch T., Pietersen A., Martinez-Rubio A., Karbenn U., Value and limitations of hight-resolution electrocardiography. Reunion International c/o Sobres Arritmias Cardiacas - Fundamentos y Opciones terapeuticas, Madrid, April 1990, pp. 1-15.

[8] Buckingham T., Thessen Ch. Hertweck D., Janosik D., Kennedy H., Signal- Averaged Electrocardiography in the Time and Frequency Domains. The American Journal of Cardiology, Vol. 63, April 1, 1889, pp. 820-824.

[9] Caroubalos C., Perche C., Metaxaki-Kossionides C., Sangriotis E., Maroulis D., Method for Automatic Analysis of the ECG. J. Biomed. Eng. Vol. 10, July 1988, pp. 343-347.





[10] Chang W., Lin K., Lin T., A Real-Time Feature Extraction Method for PVC Detection in Bedside Monitor. Ninth Annual Conference of the Engineering in Medicine and Biology Society, 1987.

[11] Chen S., Thakor N., Mower M., Ventricular fibrillation detection by a regression test on the autocorrelation function. Medical & Biological Engineering & Computing, 25, May 1987, pp. 241-249.

[12] Choy T., Leung P.,Real time microprocessor-based 50 Hz notch filter for ECG. J. Biomed. Engineering, vol. 10, May 1988.

[13] Christov I., Dotsinsky I., New approach to the digital elimination of 50 Hz interference from the electrocardiogram. Medical & Biological Engineering & Computing, 26, July 1988, pp. 431-432.

[14] Ciarlini P., Barone P., A Recursive Algorithm to Compute the Baseline Drift in Recorded Biological Signals. Computers and Biomedical Research, Vol. 21, 1988, pp. 221-226.

[15] Cruts H., Struyk J., Westdijk J., Van Alste J., Arrhythmia Typification in Real-Time Analysis System for Monitoring Geriatrio Patients During Exercises. Computers in Cardiology, 1985, pp. 423-426.

[16] Coast D., Cano G., QRS Detection Based on Hidden Markov Modeling. IEEE/11th Annual International Conference Engineering in Medicine & Biology Society, 1989

[17] Coast D., Stern R., Cano G., Briller S., An Approach to Cardiac Arrhythmia Analysis Using Hidden Markov Models. IEEE Trans. on Biomedical Engineering, vol. 37, No 9, September 1990, pp. 826-836.

[18] Comm. Electrocardiogr. Amer. Heart Ass.: Recommendation for Standarization of Leads and of Specifications for Instrument in Electrocardiology and Vectocardiology. Circulation, LII, 2, 1975, pp. 11-31.

[19] Cramer E., McManus Ch., Neubert D., Estimation and Removal of Power Line Interference in the Electrocardiogram: A Compariso of Digital Approaches. Computers and Biological Research, 1987, pp. 12-28.

[20] Crealius W., Restivo M., Assadi M., El-Sherif N., Criteria for Optimal Averaging of Cardiac Signals. IEEE Trans. on Biomedical Engineering, Vol. BME-33, No 10, October 1986, pp. 957-966.

[21] Czogała E., Kniaziew W., Pociask M., Problemy detekcji zespołu QRS i wyznaczania

wybranych parametrów sygnału EKG. Postępy Fizyki Medycznej IX, Nr 2, Warszawa 1978, ss. 159-165.

[22] Czogała E., Kaniut P., Pociask M., Estymacja częstotliwości próbkowania sygnału EKG. Zeszyty Naukowe Polit. Śl., seria Automatyka, z 40, Gliwice 1978, ss.79-85.

[23] Dąbrowska B., Dąbrowski A., Podręcznik elektrokardiografii. PZWL, 1987.

[24] Doue J., Vallance A., Computer-Aided ECG Analysis. Hewlett-Packard Journal, Vol. 36, No 9, September 1985, pp. 29-33.

[25] Eisentsen B., Vaccaro R., Feature Extraction by System Identification. IEEE Trans. on Systems, Man, and Cybernetics. Vol. SMC-12, No 1, January/February 1982 pp. 42-50.

[26] Finelli C., Jenkins J., A Cyclostationary least mean squares algorithm for discrimination of ventricular tachycardia from sinus rhythm. Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, Vol. 13, No 2, 1991, pp. 0740-0741.

[27] Fraden J., Neuman M., QRS wave detection. Medical & Biological Engineering & Computing, 18, March 1980, pp. 125-132.

[28] Frankiewicz Z., Piętka E., Komputerowa eliminacja linii izoelektrycznej z zakłóconego sygnału EKG. Problemy Techniki Medycznej, Nr 1, 1985, ss.41-51.

[29] Frankiewicz Z., Piętka E., Problemy eliminacji linii izoelektrycznej w komputeroweej analizie sygnału EKG. VII Konferencja Biocybernetyka i Inżynieria Biomedyczna, Gdańsk 1985.

[30] Frankiewicz Z., Piętka E., Problemy eliminacji zakłóceń w komputerowej analizie sygnału EKG. VII Konferencja Biocybernetyka i Inżynieria Biomedyczna Gdańsk 1985.

[31] Frankiewicz Z., Wyznaczanie punktu odniesienia w zakłóconym sygnale EKG. II konferencja Naukowo - Techniczna "Przetwarzanie sygnałów w telekomunikacji sterowaniu i kontroli", Bydgoszcz, 1986, Tom 2, ss. 77-83.

[32] Frankiewicz Z., Metody analizy sygnału EKG w obecności zakłóceń. Praca doktorska, Pol. Śl. Wydz. Aut., Elektr. i Inform. Gliwice 1986.

[33] Frankiewicz Z., Rawlik T., Tłumienie zakłóceń w elektrokardiogramach wysiłkowych. Postępy Fizyki Medycznej, Nr 4, 1987.

[34] Frankiewicz Z., Rawlik T., Klasa rekursywnych filtrów cyfrowych do analizy sygnału EKG. X Krajowa Konferencja Teoria Obwodów i Układów Elektronicznych, Gdańsk, 1987.

[35] Frankiewicz Z., Fiducial Point Detection in Automatic ECG Analysis. 9-th Conference



of "Biosignal 88", Brno, June 1988, Czechoslovakia.

[36] Frankiewicz Z., Modelowanie zakłóceń i sygnału EKG na potrzeby testowania algorytmów służących do komputerowej analizy elektrokardiogramu. Zeszyty Naukowe Polit. Śl., seria Automatyka, z. 95, Gliwice 1989, ss. 51-64.

[37] Frankiewicz Z., Łęski J., 'Stresstest' - komputerowy system do wspomagania elektrokardiograficznych prób wysiłkowych. I Krajowa Konferencja Komputery w Medycynie, Łódź 1989.

[38] Frankiewicz Z., Rawlik T., Tłumienie zakłóceń sieciowych i wolnozmiennych w systemach komputerowej analizy sygnału EKG. Zeszyty Naukowe Polit. Śl., seria Automatyka, z. 93, Gliwice 1989, ss. 77-90.

[39] Frankiewicz Z., Wpływ zakłóceń na wybrane cechy sygnału EKG. Zeszyty Naukowe Polit. Śl., seria Automatyka, z. 93, Gliwice 1989, ss. 65-75.

[40] Frankiewicz Z., Łęski J., Nowa metoda uśredniania sygnału w obecności zakłóceń niestacjonarnych. Pomiary Automatyka Kontrola nr 11-12, 1989, ss.237-239.

[41] Frankiewicz Z., Łęski J., Metoda detekcji zespołów QRS oraz klasyfikacji skurczów ektopowych w sygnale EKG dla potrzeb komputerowo wspomaganych prób wysiłkowych i monitorowania. Postępy Fizyki Medycznej, vol. 25, nr 3-4, 1990, ss. 101-107.

[42] Frankiewicz Z., Łęski J., Adaptive Fiducial Point Detector for ECG Stress Testing Systems. 10-th International Conference "Biosignal 90" Brno 1990, Czechoslovakia.

[43] Frankiewicz Z., Shrouf A., ECG Beat Classification Using Linear Prediction Error Signal. European Federation for Medical Informatics, 10-th International Congress, August 1991, Vienna, Austria pp. 465-470.

[44] Frankiewicz Z., Łęski J., Adaptive Fiducial Point Detector for ECG Stress Testing Systems. International Journal of Biomedical Computing, 28, 1991, pp. 127-135.

[45] Frankiewicz Z., Noise immune QRS and FP detector for ECG stress testing systems. Annual Internation Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, Vol.13, No 2, 1991.

[46] Frankiewicz Z., Detekcja zmiany położenia lub morfologii załamka P elektrokardiogramu na podstawie sygnału resztowego - weryfikacja metody przy użyciu sygnałów generowanych sztucznie. Raport wewn. Instytutu Elektroniki Polit. Śl. w Gliwicach, 1992.

[47] Frankiewicz Z., Łęski J., Pawłowski A., Cyfrowe przetwarzanie sygnałów biomedycznych. Skrypt Polit. Śl. - w druku.

[48] Freeman K., Singh A., P-Wave Detection of Ambulatory ECG. Annual Intern. Conf. of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, Vol. 13, No 2, 1991, pp. 647-648.

[49] Friesen G., Jannett T., Jadallah M., Yates S., Quint S., Nagle H., A Comparison of the Noise Sensitivity of Nine QRS Detection Algorithms. IEEE Trans. on Bomedical Engineering, Vol. 37, No 1, January 1990, pp. 85-97.

[50] Gallino A., Chierchia S., Smith G., Croom M., Morgan M., Marchesi C., Maseri A., Computer System for Analysis of ST Segment Changes on 24 Hour Holter Monitor Tapes: Comparison With Other Available Systems. JACC (American College of Cardiology), Vol. 4, No 2, August 1984, pp. 245-252

[51] Gasser R., Compendium of Clinical Electrocardiography. A Handbook for Doctors and Medical Students,Biomeßtechnik-Verlag March-Hugstetten, 1992.

[52] Giakoumakis E., Papakonstantinou G., Sideri M., A Hybrid Approach ω the QRS Detection in ECG Waveforms. IEEE/ Ninth Annual Conference of the Engineering in Medicine and Biology Society 1987.

[53] Glover J., Comments on 'Digital Filters for Real-Time ECG Signal Processing Using Microprocessors'.IEEE Trans. on Biomedical Engineering, Vol. BME-34, No 12, December 1987.

[54] Gordon D., Triboelectic Interference in the ECG. IEEE Trans. on Biomedical Engineering, BME-22, No 3, May 1975, pp. 252-255.

[55] Hamilton P., Tompkins W., Quantitative Investigation of QRS Detection Rules Using the MIT/BIH Arrythmia Database. IEEE Trans. on Biomedical Engineering, Vol. BME-33, No 12, December 1986, pp. 1157-1165.

[56] Hamilton P., Tompikns W., Compression of the Ambulatory ECG by Average Beat Substraction and Residual Differencing. IEEE Trans. on Biomedical Engineering, Vol. 38, No 3 March 1991, pp. 253-259.

[57] Hamilton P., Tompkins W., Theoretical and Experimental Rate Distortion Performance in Compression of Ambulatory ECG's. IEEE Trans. on Biomedical Engineering, Vol. 38, No 3, March 1991,pp. 260-266.

[58] Henkin R., Cardiac Risk Assessment from Holter ECG Data. Del Mar Monograph Series No 2179/5/90, 1990

[59] Holčik J., Zakušenosti s čislicovou filtraci pozátěžového EKG. Lékar a technika, 19, 1989, nr 2, ss.3-25.

[60] Holsinger W., Kempner K., Miller M., A QRS Preprocessor Based on Digital Differentiation. IEEE Trans. on Biomedical Engineering, Vol. BME-18, No 3, May 1971, pp. 212-217.



[61] Ishijima M., Shin S., Hostetter G., Sklansky J., Scan-Along Polygonal Approximation for Data Compression of Electrocardiograms. IEEE Trans. on Biomedical Engineering, Vol. BME-30, No 11, November 1983, pp. 723-729.

[62] Jalaleddine S., Hutchens C., Strattan R., Coberly W., ECG Data Compression Techniques - A Unified Approach. IEEE Trans. on Biomedical Engineering, Vol. 37, No 4, April 1990, pp. 329-342.

[63] Jané R., Rix H., Laguna P., Alignment Methods for Averaging of High-Resolution Cardiac Signals: A Comparative Study of Performance. IEEE Trans. on Biomedical Engineering, vol. 38, No 6 June 1991, pp 571-579.

[64] Jones N., Lago P., Spectral analysis and the interference EMG. IEE Proc., Vol. 129, Pt.A, No 9, December 1982, pp. 673-678.

[65] Kelen G., Henkin R., Lannon M., Bloomfield D., El-Sherif N., Correlation Between the Signal-Averaged Electrocardiogram from Holter Tapes and from Real-Time Recordings. The American Journal of Cardiology June 1, 1989, pp 1321-1325.

[66] Koclęga M., Zaprojektować i wykonać model analizatora arytmii. Praca dyplomowa magisterska, Pol. Śl. Inst. Elektroniki, prowadzący Z. Frankiewicz, Gliwice 1991.

[67] Kohn A., Phase Distortion in Biological Signal Analysis Caused by Linear Phase FIR Filters. Medical & Biological Engineering & Computing, March 1987, pp. 231-238.

[68] Kowalski H., Metody automatycznego wykrywania zaburzeń rytmu serca w czasie rzeczywistym. Problemy techniki w medycynie, PZWL, Nr 1, Tom XX, 1989, ss.21-29.

[69] Kozumplik J. Holčik J.,Čislikový filtr pro potlačeni sitoveho rušeni v signálu EKG. Lékar a technika, 19, 1989, nr 1, ss. 4-22.

[70] Kwoczyński J., Elektrokardiografia. PZWL, 1972.

[71] Laguna P., Caminal P., Thakor N., Jané R., Adaptive QRS Shape Estimation Using Hermite Model. IEEE Engineering in Medicine & Biology Society 11th Annual International Conference, Siattle 1989.

[72] Lander P., Berbari E., Optimizing Signal Averaging Methods. IEEE Engineering in Medicine & Biology Society 11th Annual International Conference, Siattle 1989.

[73] Levkov C., Michov G., Ivanov R., Daskalov I., Substraction of 50 Hz interference from the electrocardiogram. Medical & Biological Engineering & Computing, 22, 1984, pp. 371-373.

[74] Lynn P., Online digital filters for biological signals: Some fast designs for a small computer. Med. Biol. Eng. Comput., vol.15, 1977, pp. 534-540.

[75] Lin K., Chang W., QRS Feature Extraction Using Linear Prediction. IEEE Trans. on Biomedical Engineering, vol. 36, No 10 October 1989, pp. 1050-1055.

[76] Lindecrantz K., Lilja H., New Software QRS Detector Algorithm Suitable for Real Time Applications with Low Signal-to-noise Ratios. J. Biomed. Eng. 1988, Vol. 10, May 1988, pp. 280-285.

[77] Lisner M., Akselrod S., Mor Avi V., Divon M., Ravid M., Spectral analysis of heart rate fluctuations. A non-invasive, sensitive method for the early diagnosis of autonomic neuropathy in diabetes mellitus. Journal of the Autonomic Nervous System, 19, 1987, pp. 119-125.

[78] Łęski J., Zastosowanie metod uśredniania sygnału w dziedzinie czasu i filtracji Kalmana do tłumienia zakłóceń sygnału EKG. Praca doktorska Pol. Śl. Gliwice 1989.

[79] Łęski J., Frankiewicz Z., Optimal Weights Averaging of ECG Signal. 10-th International Conference "Biosignal'90" Brno 1990, Czechoslovakia.

[80] Mammen C., Ramamurthi B., Vector Quantization for Compression of Multichannel ECG. IEEE Trans. on Biomedical Engineering, Vol. 37, No 9 September 1990, pp.821-825.

[81] Materiały firmowe DEl Mar Avionics, Cardiac Early Warning System. Model 183, 1989.

[82] Materiały firmowe Micro Medics GmbH systemu "Crypton", 1991.

[83] Meyer C., Keiser H., Electrocardiogram Baseline Noise Estimation and Removal Using Cubic Splines and State-Space Computation Techniques. Computer and Biomedical Research 10, 1977 pp. 459-470.

[84] Moody G., Mark R., MIT-BIH Arrhythmia Database Directory. Massachusetts Institute of Technology Biomedical Engineering Center 1988.

[85] Murthy I., Rangaraj M., Udapa K., Homomorphic Analysis and Modeling of ECG Signals. IEEE Trans. on Biomedical Engineering, Vol. BME-26, No 6, June 1979.

[86] Murthy I., Rangaraj M., New Concepts for PVC Detection. IEEE Trans. on Biomedical Engineering, Vol. BME-26, No 7, July 1979.

[87] Natarajan A., Thakor N., A sequential hypothesis testing algorithm for rapid accurate discrimination of tachyarrhythmias. Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, Vol. 13, No 2, 1991, pp. 0734-0735.

[88] Nygårds M., Sörnmo L., Basic Signal Representation of QRST Waveforms. Published



in doctoral thesis of M-E. Nygårds Computer-based detection of cardiac arrythmia. Linköping, May, 1983.

[89] Nygårds M., Sörnmo L., Delineation of the QRS Complex Using the Envelope of the E.C.G. Medical & Biological Engineering & Computing, Vol. 21, 1983, pp. 538-547.

[90] Okada M., A Digital Filter for the QRS Complex Detection. IEEE Trans. on Biomedical Engineering, Vol. BME-26, No 12, December 1979, pp.700-703.

[91] Pahlm O., Sörnmo L., Software QRS Detection in Ambulatory Monitoring - A Review. Medical & Biological Engineering & Computing, 22, 1984, pp. 288-297.

[92] Pahlm O., Sörnmo L., Data Processinng of Exercise ECG's. IEEE Trans. on Biomedical Engineering, Vol. BME-34, No 2, Feb. 1987, pp. 158-165.

[93] Pałko T., Elektroniczne techniki badania rytmu serca i hemodynamiki. Postępy Fizyki Medycznej, Tom 19, Zesz. 1, 1984.

[94] Papoulis A., Prawdopodobieństwo, zmienne losowe i procesy stochastyczne. WNT, Warszawa 1972.

[95] Peper A., Grimbergen C., Strackee J., Influence of mains interference upon signal averaging: Trigger accurancy and suppresion of noise and interference. Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, Vol. 13, No 2. 1991, pp.576-577.

[96] Periyalwar S., Nugent S., Horacek B., Two-Dimensional Fourier Spectrum of QRST Integral Maps in Classification of Patients Prone to Ventricular Arrhythmia. IEEE Trans. on Biomedical Engineering, Vol. 36, No4, April 1989, pp.493-496.

[97] Pipberger H., Dunn R., Berson A., Computer Methods in Electrocardiography. Annual Review of Biophysics and Bioengineering, Vol. 4, Ralo Alto, California, USA, 1975, pp. 15-42.

[98] Rawlik T., Frankiewicz Z., Metoda cyfrowej filtracji zakłóceń dla systemów automatycznej analizy sygnału EKG. VII Konferencja BiIB Kraków 1987.

[99] Raz J., Turetsky B., Fein G., Confidence Intervals for the Signal-to-Noise Ratio When a Signal Embedded in Noise is Observed Over Repeated Trials. IEEE Trans. on Biomedical Engineering, Vol. 35, No 8, August 1988, pp.646-649.

[100] Rix H., Houri A., Thierry E., Varenne A., Selective Averaging of High Resolution Electrocardiograms. IEEE/ Ninth Annual Conference of the Engineering in Medicine and Biology Society, 1987.

[101] Rompelman O., Spectral analysis of heart-rate variability. Psychophysiology of Cardiovascular Control 1985, pp.315-331.

[102] Rompelman O., Janssen R.," Practical Limitations for the Estimation of P-Wave and QRS-Complex Occurence Times", Automedica, Vol. 6, 1986, pp. 269-284.

[103] Satopietro R., "The Origin and Characterization of the Primary Signal, Noise, and Interference Sources in the High Frequency Electrocardiogram. Proceedings of the IEEE, Vol. 65, No 5, May 1977, pp. 707-713.

[104] Scheer H., Line Frequency Rejection for Biomedical Application. IEEE Trans. on Biomedical Engineering, Vol. BME-34, No 1, January 1987, pp.68-69.

[105] Slocum J., Use of the autocorrelation function to detect atrial fibrillatory activity on the surface electrocardiogram. Annual Interrnational Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, Vol. 13, No 2, 1991, pp.732-733.

[106] Sörnmo L., Börjesson P., Nygårds M., Pahlm O., A method for evaluating the properties of QRS shape features. Technical Report TR-132, Telecommunication Theory, Electrical Engineering Department, University of Lund, Sweden, November 1979.

[107] Sörnmo L., Börjesson P., Nygårds M., Pahlm O., A Method for Evaluation of QRS Shape Features Using a Matematical Model for the ECG. IEEE Trans. on Biomedical Engineering, Vol. BME-28, No 10, October 1981, pp. 713-717.

[108] Sörnmo L., Performance Evaluation of an Adaptive QRS Detector. Technical Report TR-169, Telecommunication Theory, Electrical engineering Dep., University of Lund, Sweden, September 1982.

[109] Swenne C., Van Bemmel J., Relik Th., Versteeg B., A Computerized, Interactive Coronary Care Unit Monitoring System. IEEE Trans. on Biomedical Engineering, January 1977, pp. 63-67.

[110] Swenne C., Van Hamel N., Censor Sensitivity to Operator-Varied Processing Thresholds. Institute of Medical Physics TNO, Utrecht, Progress Report 8, 1982, pp. 99-106.

[111] Swenne C., Van Hammel N., A Database of Venticular Arrythmias. Institute of Medical Physics TNO, Utrecht, Progress Report 8, 1982, pp. 113-117.

[112] Szotkowska B., Wanic B., Opracowanie i wykonanie zestawu badań parametrycznych dla celów optymalizacji algorytmów służących do komputerowej analizy sygnałów EKG. Praca dyplomowa magisterska, Pol. Śl., Inst. Elektroniki, prowadzący Z. Frankiewicz, Gliwice 1989.

[113] Taddei A., Varanini M., Macerata A. Marchesi C., Contini C., Biagini A., Bongiorni M. Mazzei M., Mazzocca G., Baratto M., An annotated data base for the evaluation



of algorithms for the analysis of arrhytmias and ischemic events. Computers in Cardiology, 10th Annual Meeting, October 4-7, Aachen, Germany, 1983, pp. 191-194.

[114] Tai S., SLOPE - a Real-Time ECG Data Compressor. Medical & Biological Engineering & Computing, 29, March 1991, pp. 175-179.

[115] Thakor N., Webster J., Tompkins W., Estimation of QRS Complex Power Spectra for Design of a QRS Filter. IEEE Trans. on Biomedical Engineering, Vol. BME-31, No 11, November 1984, pp 702-706.

[116] Thakor N., Developments in Ambulatory Arrythmia Monitoring. IEEE Trans. on Biomedical Engineering, Vol. BME-31, No 12, December 1984, pp. 771-778.

[117] Thakor N., Moreau D., Design and analysis of quantised coefficient digital filters: application to biomedical signal processing with microprocessors. Medical & Biological Engineering & Computing, 25, January 1987, pp.18-25.

[118] Thakor N., Zhu Y., Applications of Adaptive Filtering to ECG Analysis: Noise Cancellation and Arrythmia Detection. IEEE Trans. on Biomedical Engineering, Vol. 38, No 8, August 1991, pp. 785-793.

[119] Tootchen R., Back to The Future - The Return of Holter Clones Increases Need for Algorithm Performance Evaluation. Medical Electronics, February 1991, pp.94-95.

[120] Trahanias P., Skordalakis E., Bottom-up approach to the ECG pattern-recognition problem. Medical & Biological Engineering & Computing, 27, May 1989, pp. 221-229.

[121] De Vel O., R-Wave Detection in the Presence of Muscle Artifacts. IEEE Trans. on Biomedical Engineering, Vol. BME-31, No 11, November 1984, pp. 715-717.

[122] Wang J., Application of Pattern Recognition Techniques to QRS Complex Classification - A Review. Computers in Cardiology, 1983, pp.77-82.

[123] Wariar R., Eswaran C., Integer Coefficient Bandpass Filter for the Simultaneous Removal of Baseline Wander, 50 and 100 Hz Interference from the ECG. Medical & Biological Engineering & Computing, 29, May 1991, pp. 333-336.

[124] Webster J., Redusing Motion Artifacts and Interference in Biopotential Recording. IEEE Trans. on Biomedical Engineering, Vol. BME-31, No 12, December 1984, pp. 823-826.

[125] Willems J., Arnaud P., Bemmel J., i inni, Assessment of the performance of electrocardiographic computer programs with the use of a reference data base. Circulation, Vol. 71, No 3, March 1985, pp. 523-534.

[126] Willems J., Zywietz Chr., Arnaud P., Van Bemmel J., Degani R., Macfarlane P., Influence of Noise on Wave Boundary Recognition by ECG Measurement Programs.

Computers and Biomedical Research, Vol. 20, 1987, pp. 543-562.

[127] Willems J., Common standards for quantitative electrocardiography. CSE 10th and Final Progress Report , Commision of the European Communities, Medical and Public Health Research, Leuven, December 1990.

[128] Xue Q., Yu Hen Hu, Tompkins W., Neural-Network-Based Adaptive Matched Filtering for QRS Detection. IEEE Trans. on Biomedical Engineering, Vol.39, No 4, April 1992.

[129] Zimmermann M., Adamec R., Simonin P., Richez J., Beat-to-beat detection of venticular late potentials with high-resolution electrocardiography. American Heart Journal, vol. 121, No 2, February 1991, pp. 576-585.

[130] Stopczyk, Elektrodiagnostyka medyczna. pod redakcją M.Stopczyka, PZWL, 1984.

[131] Health Care Support/Electrocardiogram (ECG) Analysis Program General Information Manual. International Business Machines Corporation, 1974.

# SYSTEM HOLTEROWSKI Z MOŻLIWOŚCIĄ ANALIZY ZAŁAMKA P ELEKTROKARDIOGRAMU

**Streszczenie**

Praca zawiera spójną koncepcję systemu holterowskiego wyposażonego w możliwość analizy elektrokardiogramu w obrębie załamka P. Rozszerzenie możliwości systemu o analizę czynności elektrycznej przedsionków serca istotnie zwiększa jego możliwości diagnostyczne.

Analiza sygnału EKG oparta została na dwóch przetworzonych sygnałach: funkcji detekcyjnej i sygnale resztowym uzyskanym przez odjęcie odpowiedniego sygnału wzorcowego od sygnału oryginalnego.

W pracy zostały przedstawione wszystkie podstawowe bloki systemu wraz z wynikami testowania proponowanych algorytmów. Szczególną uwagę zwrócono na algorytmy detekcji zespołów QRS, detekcji punktu odniesienia, detekcji skurczów komorowych, tworzenia i modyfikacji wzorców, filtracji wstępnej i detekcji zmian elektrokardiogramu w obrębie załamka P. Wszystkie zaproponowane algorytmy cechują się dużą odpornością na zakłócenia oraz niewielkim, wymaganym nakładem obliczeniowym. Zwrócono również uwagę na procedury inicjalizacji algorytmów.

Badania algorytmów przeprowadzono przy użyciu arytmicznych baz danych testowych MIT-BIH i AHA oraz sygnałów generowanych sztucznie, eksponując test metody detekcji zmian w obrębie załamka P elektrokardiogramu, angażujący wszystkie proponowane algorytmy przetwarzania sygnału EKG. Wyniki testowania można uznać za bardzo zachęcające, jednak ostatecznym sprawdzianem musi być wyczerpujący test kliniczny kompletnego systemu holterowskiego.

# AN ECG HOLTER SYSTEM WITH P-WAVE ANALYSIS CAPABILITY


## Summary

This work presents the idea of an ECG Holter system equipped with the P-wave analysis capability. Detection of the P-wave variations enables examination of the heart conduction system.

The ECG signal analysis is based on two transformed signals, i.e. detection function and residual signal obtained by template subtraction from the original ECG signal.

All main blocks of the system, together with the results of testing of corresponding algorithms, are presented in this work. The basic blocks of the system are: QRS detector, fiducial point detector, ventricular beat detector, template creation and modification block, preliminary filtering block and P-wave variation detector. All algorithms are noise immune and computationally effective. The algorithms' initialization procedures are also presented.

The algorithms presented in this work were tested using the MIT-BIH and AHA arrhythmia databases, as well as artificially generated signals and noise. Special attention was paid to testing the P-wave variation detection method which employs all the other algorithms. Results of testing were very good but there is still a need of extensive clinical verification of the complete Holter system.


# HOLTERSYSTEM MIT DER ANALYSEMÖGLICHKEIT DER P-ZACKE EINES EKG


## Zusammenfassung

Im Aufsatz wurde die zusammenfassende Konzeption eines Holtersystems gegeben, das mit der Möglichkeit einer EKG-Analyse im Bereich der P-Zacke ausgerüstet worden ist. Durch die Erweiterung der Systemmöglichkeiten um die Analyse der elektrischen Funktion der Herzvorhöfe werden seine diagnostischen Möglichkeiten wesentlich verbessert.

Die Analyse eines EKG-Signals beruht auf zwei verarbeiteten Signalen: einer Detektionsfunktion und einem durch Subtraktion des entsprechenden Muster- und Originalsignals gewonnenen Restsignal.

Im Aufsatz wurden alle grundsätzliche Systemblöcke samt Testeregebnissen der vorgeschlagenen Algorithmen vorgestellt. Mit der besonderen Aufmerksamkeit wurden die Algorithmen für die Detektion von QRS-Komplexen, Bezugspunkt, und Kammersystolen, Musterbildung und -modifizierung, Vorfiltrierung und der Detektion der EKG-Änderungen im Bereich der P-Zacke betrachtet. Alle vorgeschlagene Algorithmen werden durch groβe Störsicherheit und einen kleinen Rechenaufwand gekennzeichnet. Es wurde ebenfalls auf die Prozeduren der Algorithmeninitialisierung hingewiesen.

Die Untersuchungen von Algorithmen wurden mit Hilfe der arrhythmischen Testdatenbanken MIT-BIH und AHA sowie der künstlich generierten Signale durchgeführt, wo ein Test der alle vorgeschlagene EKG-Signalsverarbeitungsalgorithmen engagierenden Detektionsmethode hervorgehoben wurde. Die Testergebnisse können als sehr interessant anerkannt werden, als Schluβprüfung muβ jedoch immer ein voller klinischer Test des kompletten Holtersystems gelten.

BIBLIOTEKA GŁÓWNA
Politechniki Śląskiej
P.4474/94/1