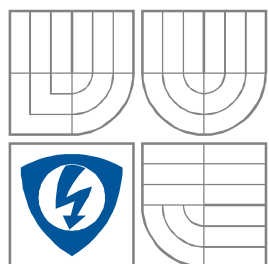


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

ČÍSLICOVÁ FILTRACE SIGNÁLŮ EKG

DIGITAL FILTERING OF ECG SIGNALS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Tomáš Ráček

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

doc. Ing. Jiří Kozumplík, CSc.

BRNO, 2008

LICENČNÍ SMLOUVA

POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Tomáš Ráček
Bytem: U koupaliště 496, Říčany, 664 82
Narozen/a (datum a místo): 16. ledna 1985 v Ivančicích

(dále jen „autor“)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
se sídlem Údolní 53, Brno, 602 00
jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:
prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida, předseda rady oboru Elektronika a sdělovací technika
(dále jen „nabyvatel“)

Čl. 1

Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- disertační práce
 - diplomová práce
 - bakalářská práce
 - jiná práce, jejíž druh je specifikován jako
- (dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Číslicová filtrace signálu EKG
Vedoucí/ školitel VŠKP: doc. Ing. Jiří Kozumplík, CSc.
Ústav: Ústav biomedicínského inženýrství
Datum obhajoby VŠKP: _____

VŠKP odevzdal autor nabyvateli*:

- v tištěné formě – počet exemplářů: 2
- v elektronické formě – počet exemplářů: 2

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.

3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.

4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

* hodící se zaškrtněte

Článek 2

Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užit, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
 - ihned po uzavření této smlouvy
 - 1 rok po uzavření této smlouvy
 - 3 roky po uzavření této smlouvy
 - 5 let po uzavření této smlouvy
 - 10 let po uzavření této smlouvy
(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/ 1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

Článek 3

Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne: 6. června 2008

.....
Nabyvatel

.....
Autor

Cílem práce je podchycení současného stavu problematiky číslicového předzpracování elektrokardiogramů. Jsou rozebrány kmitočtové vlastnosti jednotlivých rušivých signálů (kolísání nulové izolínie, síťový brum, myopotenciály) a diskutovány metody pro jejich potlačení. Na základě tohoto popisu jsou orientačně stanoveny požadavky na amplitudovou charakteristiku fázově nezkreslujícího filtru pro potlačení driftu izoelektrické linie signálu EKG. Bylo vytvořeno několik číslicových filtrů tak, aby testování s nimi umožnilo požadavky na amplitudovou charakteristiku dále zpřesnit. Z experimentů vyplynulo, že signál EKG lze bez ohledu na pravidelnost rytmu filtrovat horní propustí s lineární fázovou charakteristikou s mezní frekvencí 0,7 Hz a maximálním útlumem v propustném pásmu 0.5 dB, aniž dojde k jeho podstatnému zkreslení.

Dále je popsán experiment, pomocí kterého byla určena šířka frekvenčního pásma ideální, fázově nezkreslující pásmové zádrže pro potlačení síťového brumu v signálu EKG. Ukázalo se, že šířka pásma může být až ± 3 Hz v okolí síťového kmitočtu, aniž přitom dojde k nepřijatelnému zkreslení užitečného signálu. Dále jsou uvedeny vlastnosti, způsoby návrhu a realizace pásmových zádrží, vycházejících z principů Lymnových filtrů.

Pro filtraci signálu EKG v reálném čase horní propustí potlačující kolísání nulové izolínie je optimální použít filtr, jehož mezní frekvence je kontinuálně přizpůsobována aktuální tepové frekvenci. V práci je popsán jednoduše realizovatelný nerekurzivní filtr Lymnova typu s časově proměnnou impulsní charakteristikou průběžně přizpůsobovanou momentální frekvencí signálu EKG.

Klíčová slova: signál EKG, číslicová filtrace, drift nulové izolínie, síťový brum, dynamický lineární filtr

The aim of the thesis is to outline the present state of digital preprocessing (especially filtering) of electrocardiograms. The frequency features of disturbing signals (baseline wandering, power network interference, myopotentials) are mentioned and methods for removing of them are discussed.

Based on this description, requirements for amplitude characterization of phase non-distorting filter for suppressing the drift of isoelectric line of ECG signal are tentatively established. Several digital filters were created so that their application in testing would enable to give even more precision to requirements for amplitude characteristics. The experiments made it clear that ECG signal may be filtered through high pass filter with linear phase characteristic and cut-off frequency 0.7 Hz and maximum attenuation in the filter transmission band 0.5 dB irrespective of rhythm regularity without significant distortion to occur.

Also is describe an experiment by means of which they assessed the width of the frequency band of the ideal, not distorting band-stop filter for the suppression of the network hum in the ECG signal. It was found that the width of the band can be as much as ± 3 Hz in the area surrounding the network frequency without causing excessive distortion of the useful signal. Also are discuss the properties, design and implementation of band-stop filters, based on the principle of Lynn's filters.

It is optimal to use the filter with its cut-off frequency continually changing according to measured heart rate for pre-processing ECG signal to decrease baseline drift by high-pass filter in real time. Easy realizable non-recursive Lynn's filter with time-varying impulse response adapted to the current frequently of ECG signal is described.

Key-words: signal ECG, digital filtration, drift of zero isoline, network interference, dynamic linear filter

Bibliografická citace práce:

RÁČEK, T. *Číslicová filtrace signálů EKG*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008. 36 s. Vedoucí bakalářské práce doc. Ing. Jiří Kozumplík, CSc.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Číslicová filtrace signálů EKG jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 6. června 2008

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce doc. Ing. Jiřímu Kozumplíkovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne 6. června 2008

.....
podpis autora

Obsah

Úvod	1
1. Vlastnosti signálu EKG	2
1.1. Vlastnosti signálu EKG a jeho rušení.....	2
1.2. Nejčastější zdroje rušení signálu EKG	2
1.3. Analýza signálu EKG	3
1.4. Potlačení signálu nízkých kmitočtů.....	3
1.5. Potlačení síťového brumu a myopotenciálu.....	5
2. Vlastnosti filtru pro odstranění driftu nulové izolinie EKG signálu	5
2.1. Rozbor frekvenčních požadavků na EKG přístroje	6
2.2. Volba parametrů filtru a jejich experimentální ověření.....	7
3. Vlastnosti filtru pro potlačení síťového rušení v signálu EKG	10
3.1. Stanovení požadavků na šířku pásma ideální pásmové zadržky pro odstranění brumu z EKG.....	10
3.2. Rychlé lineární filtry pro potlačení síťového brumu.....	12
3.3. Příklady realizací úzkopásmových zádrží pro potlačení síťového brumu	17
4. Dynamický filtr pro potlačení driftu nulové izolinie signálu EKG.....	19
4.1. Požadavky na lineární horní propust pro potlačení driftu	19
4.2. Použitý filtr a jeho vlastnosti.....	19
4.3. Řídící signál filtru.....	20
4.4. Realizace filtru.....	20
4.5. Ukázka filtrace.....	21
5. Rychlý lineární číslicový filtr pro potlačení driftu nulové izolinie EKG signálu.....	23
5.1. Systémy s celočíselnou aritmetikou	23
5.2. Princip filtrace s decimací vzorkovacího kmitočtu	24
5.3. Návrh horní propusti s minimalizovanou pracností výpočtu odezvy.....	24
5.3.1. Pracnost výpočtu odezvy filtru.....	25
5.3.2. Algoritmus výpočtu a jeho optimalizace pro filtraci v reálném čase.....	26
6. Realizace filtrů Lynnova typu pro potlačení rušení signálu EKG v prostředí Matlab.....	28
6.1. Potlačení brumu (síťového rušení).....	28
6.2. Potlačení driftu.....	29
7. Realizace časově proměnného filtru v prostředí Matlab.....	30
Závěr	32
Seznam literatury	33

Seznam symbolů a zkratk	33
Seznam příloh	33

Úvod

V této práci se budeme zabývat návrhem lineárních filtrů pro potlačení úzkopásmových rušivých signálů (kolísání nulové izolinie a síťový brum) ze signálu EKG. Seznámíme se s kmitočtovými vlastnostmi jednotlivých rušivých signálů EKG a metodami pro jejich potlačení.

Stanovíme požadavky na amplitudovou charakteristiku fázově nezkreslujícího filtru pro potlačení driftu izoelektrické linie signálu EKG. Rovněž stanovíme požadavky na šířku frekvenčního pásma ideální, fázově nezkreslující pásmové zádrže pro potlačení síťového brumu v signálu EKG.

Navrhne a v prostředí Matlab realizujeme vhodné lineární filtry Lynnova typu pro potlačení kolísání nulové izolinie a síťového brumu. Tyto filtry navrhne pro vzorkovací kmitočty 250 a 500Hz.

Dále se budeme zabývat časově proměnným filtrem pro potlačení driftu řízeným tepovou frekvencí. Při zpracování signálu v režimu off-line lze použít lineární horní propust s mezní frekvencí odpovídající předem zjištěné nejnižší hodnotě tepové frekvence, resp. převrácené hodnotě nejdelšího intervalu RR zpracovávaného úseku signálu. AHA (American Heart Association) doporučuje mezní frekvenci 0,67 Hz pro pokles zisku o 3 dB. Použití časově proměnného filtru, který by se přizpůsoboval aktuální hodnotě intervalu RR se v takovém případě může jevit jako zbytečná komplikace, která nevnese do předzpracování signálu výraznější zlepšení ovšem jen za předpokladu, že ve zpracovávaném úseku signálu nejsou výrazné rytmické změny. Od filtrů proměnných v čase, tj. od systémů, jejichž frekvenční vlastnosti se kontinuálně přizpůsobují právě aktuální tepové frekvenci, lze tedy očekávat výrazné kvalitativní zlepšení zejména v režimu on-line.

1 Vlastnosti signálu EKG

1.1 Vlastnosti signálu EKG a jeho rušení.

Signál EKG snímáný v reálných podmínkách představuje směs užitečného signálu generovaného srdečním svalem a parazitních signálů, vznikajících při snímání a vedení signálu k záznamovému zařízení, resp. signálů, představujících elektrickou aktivitu jiných orgánů a částí těla pacienta.

Spektrum užitečného signálu shora ohraničuje spektrum komplexu QRS. Třebaže je dominantní část výkonu signálu EKG obsažena v části spektra do 40Hz, lze ve výkonovém spektru EKG některých jedinců nalézt složky o kmitočtech až do 500Hz; nicméně již při snímání klidového EKG (tedy v ideálních podmínkách z hlediska miopotenciálu) vzniká činnost kosterního svalstva šum, který se začíná výrazněji projevovat na kmitočtech nad 100Hz. Standardní elektrokardiografické systémy jsou proto obvykle konstruovány tak, aby přenášely signály o kmitočtech jen do 100Hz.

Jako dolní mezní kmitočet elektrokardiografického systému doporučuje American Heart Association hodnotu 0,05Hz. U běžných kardiografií se ke splnění tohoto požadavku používá RC obvodu s časovou konstantou 2 až 3s. (Frekvenční charakteristiky tohoto obvodu jsou na obr.1)

Volba této poměrně velké časové konstanty je motivována především snahou o věrný přenos signálu v úseku mezi vlnami S a T, jehož tvar patří k důležitým elektrokardiografickým diagnostickým faktorům. Tvar segmentů S-T může být významně zkreslen díky nelineární fázové charakteristice filtru v oblasti nízkých kmitočtů. U zmíněného RC článku je fázová charakteristika, jak plyne z obr.1, nelineární asi až do 0,7Hz. Přitom fázových vlastností elektrokardiografických přístrojů se doporučení AHA netýká. (Zdánlivě překvapivě různé a špatné výsledky testování některých zahraničních komerčních elektrokardiografií a kardiomonitorů způsobené právě nelinearitami fázových charakteristik systémů v oblasti velmi nízkých kmitočtů jsou uvedeny v (TAYLER,D.VINCENT,R.Signal distortion in the EKG) Na tuto skutečnost je tedy nutno při návrhu filtrů, potlačujících rušení ve zmíněné kmitočtové oblasti, dbát především.

Parazitní signály zauímají tři výrazná frekvenční pásma-oblast nízkých kmitočtů (asi do 1,5Hz), síťový kmitočet a jeho násobky a oblast nad 20Hz. Rušení na nízkých kmitočtech vzniká jako důsledek pomalých elektrochemických dějů, probíhajících na rozhraní elektroda-pokožka, příp. dýchání pacienta (do 0,8Hz). Výrazné mohou být také artefakty

Obr.1 Frekvenční charakteristiky RC článku vznikající při pomalých pohybech pacienta (do 1,5Hz).

Rušení indukované z elektrické sítě lze do značné míry eliminovat úpravou podmínek snímání, zvláště při snímání klidového EKG při dlouhodobém monitorování, případně při snímání zatěžovaného EKG může síťový brum způsobit vážné potíže. Při snímání zatěžovaného EKG však největší nesnáze způsobují parazitní myopotenciály náhodného charakteru., jejichž frekvence leží většinou nad 35Hz, mohou však shora zasahovat až k 20Hz.

Pro vizuální hodnocení záznamu EKG lékařem stačí signál upravit na únosnou míru pomocí analogových filtrů. V případě strojového hodnocení elektrokardiogramů jsou požadavky na kvalitu podstatně větší a je třeba použít pro odstranění rušení výkonnějších prostředků-zpravidla číslicové filtrace.

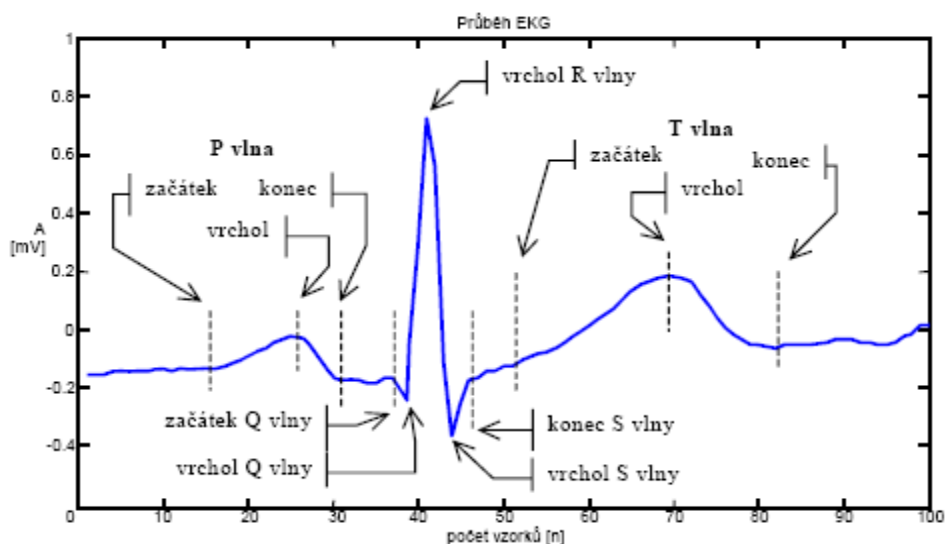
Jelikož se spektra rušivých signálů prolínají se spektrem užitečného signálu, je volba vhodné filtrace vždy věcí kompromisu.

1.2 Nejčastější zdroje rušení signálu EKG

- kolísání nulové linie signálu (drift) ..přibližně do 2 Hz, pomalé elektrochemické děje na rozhraní elektroda-pokožka, vliv dýchání (asi do 0,8Hz) pomalé pohyby klienta (asi do 2Hz)
- síťový brum...50Hz+ vyšší harmonické složky
- myopotenciály ...nad 100Hz (klidové EKG), zhruba od 10 Hz výše (zatěžové EKG)

1.3 Analýza signálu EKG

Automatická detekce významných bodů a jejich parametrů na průběhu signálu EKG je významná pro diagnostiku kardiologických onemocnění. Na průběhu EKG jsme pro následnou klasifikaci EKG signálu detekoval tyto události (viz obr.2): Začátek, vrchol a konec P vlny, začátek a vrchol Q vlny, vrchol R vlny, vrchol a konec S vlny, začátek, vrchol a konec T vlny.



Obr. 2: Průběh EKG s vyznačením významných událostí

Spolehlivost automatického systému pro klasifikace EKG je závislá na přesnosti a spolehlivosti detekce QRS komplexu (souhrnný název pro Q, R a S vlny), P a T vlny. Detekce QRS komplexu je nejdůležitější úlohou při automatické analýze signálu EKG. Po identifikaci QRS komplexu můžeme provést detailnější analýzu EKG signálu, např. frekvence srdečního rytmu, ST segmentu atd. Algoritmy pro detekci QRS komplexu lze rozdělit do tří skupin: a) nesyntaktické, b) syntaktické a c) hybridní. Algoritmy založené na syntaktickém přístupu jsou časově náročné z důvodu porovnávání gramatické inference pro každou třídu znaků. Většina užívaných algoritmů pro detekci QRS komplexu je proto nesyntaktická. Obecně tyto algoritmy nejprve filtrují signál EKG pásmovým filtrem, aby byly potlačeny P a T vlny a šum. Pak je signál transformován některou z nelineárních transformací, aby byly zvýrazněny QRS komplexy, a výstup této transformace je použit pro nalezení QRS komplexů.

Po nalezení QRS komplexů detekujeme zbývající P a T vlny.

1.4 Potlačení rušivých signálů nízkých kmitočtů

Filtrace rušení v oblasti nízkých kmitočtů analogovými horními propustmi s mezní frekvencí vyšší než 0,05Hz způsobuje výrazně zkreslení signálu díky nelineární fázové charakteristice těchto filtrů na začátku propustného pásma. Tato skutečnost se jeví jako rozhodující, proč je nevhodné v tomto případě použít analogové filtry. Ukázalo se totiž, že v případě lineární nebo alespoň „dostatečně“ lineární fázové charakteristiky filtrů lze mezní frekvencí horní propusti výrazně zvýšit asi až na 0,6 Hz bez podstatného negativního vlivu na užitečný signál. Na rozdíl od analogových filtrů je možné úzkopásmové číslicové filtry s lineární fázovou charakteristikou realizovat podstatně snáze.

K potlačení tohoto druhu rušení byla vyvinuta celá řada metod, které lze zhruba rozdělit do dvou kategorií. Do první skupiny zařadíme metody vycházející z teorie lineární číslicové filtrace signálu, které se používají pro zpracování signálu v reálném čase. Do druhé skupiny patří metody odhadu (či aproximace) průběhů kolísání nulové linie signálu. Tyto postupy vyžadují znalost delšího, případně celého úseku signálu. Bývají zpravidla spojeny s vyhledáváním význačných bodů v průběhu signálu EKG a používají se proto obvykle pro zpracování off-line.

Principiálně velmi jednoduchá číslicová metoda využívá číslicových ekvivalentů analogových dolních propustí zapojených podle obr. 3.

Obr.3. Principiální schéma filtru pro odstranění kolísání nulové izoliny s odečítáním

Obr.4 Frekvenční charakteristiky filtru pro odstranění kolísání nulové izolinie s Butterworthovou dolní propustí 2. řádu.

Zpoždění τ je dáno sklonem fázové charakteristiky v propustném pásmu, jejíž linearita je např. u Butterworthova filtru postačující. Frekvenční charakteristika celého systému s Butterworthovou dolní propustí 2. řádu jsou na obr.4. Úzkopásmová dolní propust však byla realizována číslicovým filtrem s konečnou impulsovou odezvou (KIO). Předností těchto filtrů je možnost návrhu s přesně lineární fázovou charakteristikou. Přímá realizace úzkopásmového filtru s KIO je však spojena s neúměrně vysokou pracností a tím i časovou náročností výpočtu jeho odezvy. Proto byl v citované práci filtr řešen pomocí kaskádního zapojení děličů vzorkovacího kmitočtu a interpolátorů děličů vzorkovacího kmitočtu v poměru 1:D (může jich být i více v sérii) je tvořen náročnou dolní propustí s KIO z jejího výstupu se vybírá každý D-tý vzorek (zařízení dolní propusti před reduktor je nezbytné kvůli splnění Kotelníkova teorému). Interpolace spočívá ve vkládání D-1 vzorků nulových hodnot mezi sousední vzorky filtrovaného signálu (čímž se obnoví původní vzorkovací kmitočet) a následně filtraci opět nenáročnou dolní propustí s KIO. Výsledkem je dolní propust s KIO rovnocenných vlastností s klasickým filtrem KIO (tedy i lineární fázovou charakteristikou), ale s pracností výpočtu odezvy nesrovnatelně nižší. K dalšímu snížení pracnosti filtrace s dedikací a interpolací signálu mohou přispět i tzv. filtry s polovičním pásmem s malými realizačními nároky.

Vyrovnaní fázové charakteristiky lze dosáhnout i dvojím průchodem signálu stejným filtrem s nekonečnou impulsovou odezvou (NIO) - v přímém a inverzním čase.

Praktická realizace, zvláště při požadavku na práci v reálném čase, je komplikovanější než v obou předchozích metodách, přesto tato metoda našla praktické uplatnění.

Nevýhodou popsaných lineárních filtrů je poměrně dlouhý přechodný děj na počátku činnosti (mění se podle vlastností filtru - u filtru s Butterworthovou dolní propustí 2x2 řádu s $f_{mez}=1\text{Hz}$ je to asi 0,5s) což nevádí při dlouhodobé průběžné filtraci při monitorování či zátěžových testech. V systémech automatické klasifikace klidového EKG, kdy se běžně snímají a vyhodnocují krátké úseky signálu (např. 2,5s), by taková filtrace znehodnotila relativně dlouhý úsek signálu.

Naproti tomu aproximační metody se hodí lépe pro zpracování krátkých úseků signálu. Jejich výstup neobsahuje přechodný děj (nebo jen nepodstatný), výpočet je zpravidla komplikovanější než s lineární filtrací. Mají vesměs nelineární charakter, jejich činnost ovlivňují okamžité vlastnosti užitečného signálu, příp. i rušení. Z nám dostupných publikovaných metod pouze jedna, použitá v klasifikačním programu firmy SIEMENS, nevyžaduje detekci význačných bodů v signálu EKG. Obsahuje následující kroky (obr.6).

Další metody již detekci vybraných referenčních bodů v signálu vyžadují. Nejjednodušší z nich je aproximace rušivých signálů lomenou přímkou, použitá např. v glasgowském systému, ve kterém se nejdříve testuje kolísání nulové linie signálu porovnáním úrovní signálu na počátku QRS, konci QRS a konci vlny T v sousedních cyklech. Přesáhne-li rozdíl některé dvojice napětí 0,2mV, provede se aproximace lomenou přímkou s uzlovými body na počátku QRS komplexu a konečně následuje její odečtení od původního signálu. Jiný přístup k aproximaci rušivých signálů nízkých kmitočtů lomenou přímkou ten že se nejdříve vyhledávají intervaly T-P (ve kterých se předpokládá nulová úroveň užitečného signálu) a aproximační uzly jsou umístěny do středu intervalu T-p v každém cyklu.

Aproximací po částech polynomem vyššího řádu, tzv. „kubickým splajnem“ se zabývá (Meyer,C.R.,Keiser).(Splajm je po částech polynomická funkce, která má v každém aproximačním intervalu stupeň nejvýše r a jejíž derivace až do řádu r-1 jsou všude spojitě. Proto dříve uvedené metody aproximace lomenou přímkou jsou aproximací splajnem 1.stupně.) Aproximační funkce v (McMANUS,C.D. aj.“Estimation and removal of baseline drift in the EKG) nespĺňuje zcela, kvůli stabilitě výpočtu, definiční vlastnosti splajnu (v krajních bodech intervalů není spojitá ani druhá derivace), metoda však vede na poměrně jednoduchý rekurzivní výpočet odhadu hodnot kolísání nulové linie v daném intervalu. Celkovou pracnost metody ovšem zvyšuje i nutnost detekce uzlových aproximačních bodů (vzorky signálů v intervalu P-Q) a nastavení počátečních podmínek aproximace v každém uzlovém bodě. Takto definované metody lze použít i pro práci v reálném čase.

1.5 Potlačení síťového brumu a myopotenciálu

K filtraci síťového brumu je třeba přistoupit, až když není možné jej odstranit nastavením vnějších podmínek snímání. Filtr musí být dostatečně úzkopásmový, protože kmitočet 50Hz patří do pásma užitečného signálu. Spolehlivost nesmí narušit kolísání síťového kmitočtu. Nesmí zavádět fázové zkreslení signálu, samozřejmě je požadavek na jeho časovou stabilitu. Potíže může způsobovat i neharmonický průběh síťového brumu.

Při prvních pokusech o číslicovou filtraci síťového rušení v elektrokardiografii se použilo úzkopásmových zádrží s NIO-číslcových ekvivalentů analogových filtrů. Jejich nevýhodou je velká požadovaná přesnost vyjádření jejich koeficientů (až 10 desetinných míst) a z toho vyplývající požadavky i na přesnost výpočtů. Proto jiná realizace těchto filtrů než na univerzálním počítači bez nároků na práci v reálném čase připadá v úvahu jen po mimořádně pečlivém návrhu filtru, zahrnujícím metody optimalizace délky koeficientů filtrů, výběr realizačních schémat málo citlivých na zaokrouhlovací chyby, analýzu zaokrouhlovacích chyb, atd.

U filtrů KIO vede požadavek na velmi úzké zadržované frekvenční pásmo k impulsovým odezvám s velkým počtem vzorků (i nad 100 vzorků při $f_{vz}=500\text{Hz}$). Standardní realizace je v tomto případě značně časově náročná, proto bylo třeba hledat méně pracné metody. Např. podobně jako v případě filtrace driftu izoelektrické úrovně, filtry s dedikací a interpolací signálu (návrhem optimálních úzkopásmových kmitočtových zádrží, resp. propustí). Další možností je použití Rychlých algoritmů pomocí transformací s kruhově konvolučními vlastnostmi. Zvláštním případem těchto transformací jsou tzv. číselně teoretické transformace, které umožňují eliminovat při výpočtu odezvy filtru operaci násobení. Jednoduchý způsob potlačení síťového brumu pomocí mikropočítače spočívá v nalezení jedné periody brumu v oblasti pomalých změn signálu (mezi vlnami T a P) a odečtení této periody odsnímaného signálu. Podmínkou funkceschopnosti tohoto řešení je požadavek, aby vzorkovací kmitočet byl přesně celistvým násobkem síťového kmitočtu. V našich podmínkách, díky kolísání síťového kmitočtu, to vyžaduje řídit vzorkování signálu EKG síťovým kmitočtem.

Na filtry pro odstranění myopotenciálů nejsou kladeny přísné požadavky, filtry lze řešit bez potíží i analogovými prostředky. Sporná zůstává volba mezní frekvence, aby došlo k co největšímu potlačení rušení a co nejmenšímu znehodnocení užitečného signálu. Pro elektrokardiografy je doporučena hodnota mezní frekvence pro pokles o 3dB 35 až 45Hz a sklonu útlumové charakteristiky v nepropustném pásmu $-dB/okt$. V číslicových systémech vyhodnocení EKG však jednota není. Používá se dolní propusti s různými mezními frekvencemi (50Hz nebo 40Hz), příp. pásmová propust 5 až 25Hz, zřejmě podle vlastností a účinností navazujících hodnotících algoritmů.

K potlačení myopotenciálů se některých situacích jeví výhodné metody zprůměrnění, buď klouzajícím oknem nebo zprůměrnění n repetit signálu. V druhém případě lze teoreticky dosáhnout (tj. za předpokladu, že šum je stacionární a ergodický náhodný proces s nulovou střední hodnotou a signál má všechna opakování shodná).

Adaptivní filtrace aproximací posloupnosti vzorků signálu polynomem 21. stupně (s minimálním součtem čtverců odchylek) je dalším prostředkem pro vyhlazení signálu.

Pro eliminaci svalových artefaktů i síťového rušení se využívá i skutečnosti, že signál EKG tvoří časový sled útvarů výrazně se lišících svými frekvenčními vlastnostmi-jednak útvary s nízkofrekvenčními složkami (izoelektrické úseky, vlny P a T), jednak komplex QRS s vyššími frekvenčními složkami, přičemž spektra komplexu QRS a rušivých signálů se překrývají. Algoritmy rozměňování signálu EKG jsou podstatně citlivější na šum v oblasti vln a izoelektrických úseků než v komplexu QRS. Proto filtrace není řízena jen vlastnostmi šumu, nýbrž i vlastnostmi užitečného signálu.

2 Vlastnosti filtru pro odstranění driftu nulové izolinie signálu EKG

Kolísání nulové linie je jedním z hlavních druhů rušení, znesnadňujících strojové rozměření signálu EKG. Vzniká jako důsledek pomalých elektrochemických dějů probíhajících na rozhraní elektroda - pokožka, příp. dýchání pacienta (do 0,8 Hz), Výrazné mohou být i artefakty vznikající při pravidelných pohybech pacienta (např. při zátěžových testech) (do 1,5 Hz). Největší nesnáze však způsobují náhodné nízkofrekvenční rušivá signály, jejichž spektrum dosahuje až do 10 Hz.

Doporučení American Heart Association (AHA) pro standardizaci přístrojů v elektrokardiografu a vektor- kardiografu, ze kterého vychází další mezinárodní

i národní normy, jejich návrhy a doporučení, stanoví, že odchylka zaznamenaného signálu od přesně lineární reprezentace vstupního signálu nemá přesáhnout 5 % výchyly záznamu (je-li hodnota výchyly záznamu větší než 5 mm) nebo 0,25 mm (je-li hodnota výchyly záznamu menší než 5 mm). Z těchto požadavků se odvozují frekvenční vlastnosti EKG přístrojů tak, že dolní mezní frekvence pro útlum 3dB má být maximálně 0,05 Hz a od frekvence 0,14 Hz se má útlumová charakteristika pohybovat v tolerančním pásmu $\pm 0,5\text{ dB}$. Nároky na fázovou charakteristiku přístroje nejsou uvedeny.

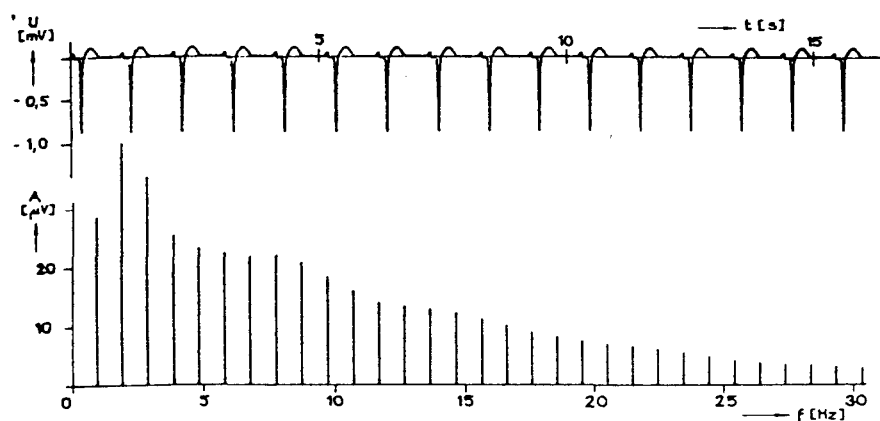
Principiálně jiné než tyto na jedné straně poměrně přísné a na druhé straně nedůsledné požadavky na frekvenční vlastnosti systémů pro snímání a zpracování signálu EKG nebyly publikovány v žádné normě ani doporučení. Z uvedených faktů vyplývá, že spektrální vlastnosti rušení si vynucují podstatné zvýšení mezní frekvence, normy je však nepřipouští. V systémech strojového hodnocení EKG vedla tato situace ke využití různých nelineárních či kvazineárních algoritmů filtrace, jejichž frekvenční vlastnosti buď nelze stanovit vůbec, nebo jen velmi obtížně a přibližně, čímž se obcházejí uvedené požadavky na amplitudové charakteristiky. Tyto algoritmy jsou však většinou vhodné jen pro zpracování krátkých úseků signálu. Jejich nevýhodou při průběžném zpracování signálu je potřeba detekce referenčních bodů v signálu, což zvyšuje pracnost výpočtu, navíc spolehlivost algoritmů je závislá na spolehlivosti detekce referenčních bodů.

2.1 Rozbor frekvenčních požadavků na EKG přístroje a spektrálních vlastností signálu EKG

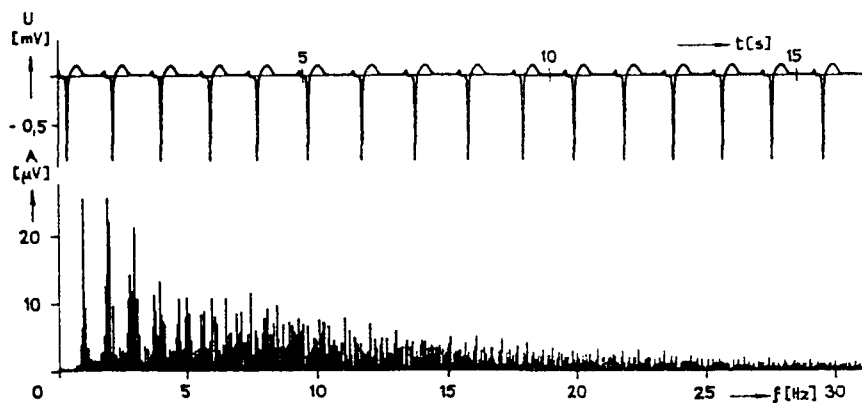
Předpokládejme, že frekvenční charakteristiky EKG přístroje v dolní části spektra jsou určeny charakteristikami vstupního oddělovacího obvodu a dále, že oddělovací obvod je realizován nejjednodušším způsobem, tj. jako derivační RC člunek. Frekvenční charakteristiky takového obvodu s časovou konstantou $\tau = 3$ s jsou na obr. 5. Na něm je patrná výrazná nelinearita fázové charakteristiky v dolní části propustného pásma, která způsobuje zkreslení signálů asi do 0,7 Hz. Požadavky na amplitudovou charakteristiku jsou splněny.

Tato skutečnost vede k domněnce, že jsou to právě fázové vlastnosti přístroje (i když se o nich nehovoří), které nepřímo určují požadavky na amplitudovou charakteristiku a které tak omezují možnosti filtrace rušení signálu EKG na nízkých kmitočtech. Z toho by dále vyplývalo, že použijeme-li pro další filtraci horní propust, která nezavádí další fázové zkreslení, tj. horní propust s lineární fází v propustném pásmu, je možné výrazně zvýšit její mezní frekvenci. Že to tak skutečně je, vyplývá z vlastností spektra signálu EKG.

Obr.5. Kmitočtová přenosová, útlumová a fázová charakteristika derivačního člunku



Obr. 6. Přesně periodický signál odvozený z reálného signálu EKG a jeho amplitudové spektrum



Obr. 7. Reálný signál EKG bez aditivního rušení a jeho amplitudové spektrum

Analýzou spektra signálu EKG a stanovením optimální mezní frekvence horní propusti s lineární fází se již zabývaly práce MARQUES DE SA, J. P.: Digital FIR filtering for removal of ECG baseline and TAYLER, D., VINCENT, R.: Signal distortion in the electrocardiogram due to inadequate phase response.

Práce MARQUES DE SA vychází ze tvaru spektra nízkofrekvenčních částí signálu EKG — úseků s vlnami P a T z analyticky vyjádřeného aproximovaného tvaru spektra a z povolené 20% energetické ztráty byla teoreticky odvozena maximální přípustná hodnota mezní frekvence ideální horní propustnosti asi 0,65 Hz.

Z jednoduššího a pravděpodobně výstižnějšího předpokladu vychází TAYLER, D., VINCENT, R. EKG signál je považován za periodický a jako takový má čárové spektrum se základní harmonickou složkou na frekvenci rovné opakovací frekvenci signálu (obr. 6). Mezi čarami harmonických složek je spektrum nulové. Z toho plyne, že ideální horní propust s lineární fází může mít mezní frekvenci maximálně rovnou opakovací frekvenci EKG. Minimální hodnotu mezní frekvence takové horní propusti uvádí pro bradykardii 42 tepů/min., tj. 0,7 Hz. Srovnání obou hodnot převzatých z literatury s hodnotou přibližně určenou z fázové charakteristiky derivačního člunku RC na obr. 7 potvrzuje dříve uvedenou hypotézu o vlivu tvaru fázových charakteristik vstupních obvodů elektrokardiografu na určení požadavku na amplitudové frekvenční charakteristiky těchto přístrojů. Důsledkem závěrů práce by byla možnost volit mezní frekvenci horní propusti podle frekvence zpracovávaného signálu.

Tab.1. Četnosti signálů v třídách podle velikosti morfologických změn při filtraci signálů EKG s pravidelným rytmem filtry s mezním útlumem 0,5dB, 1dB, 2dB a 3dB

$b[\text{dB}]$	0,5	1	2	3
A	119	99	51	29
B	2	21	57	44
C	1	2	14	49
signálů celkem	122	122	122	122

Avšak předpoklady i závěry práce TAYLER, D., VINCENT, jsou příliš idealizované. Ve skutečnosti signál EKG není přesně periodický (není konstantní doba mezi dvěma následujícími cykly a dochází ke tvarovým změnám signálu v jednotlivých cyklech), ani nelze realizovat ideální filtr, nýbrž pouze s konečnou nenulovou hodnotou útlumu na mezní frekvenci.

Kolísání srdečního rytmu způsobí rozšíření spektrálních čar harmonických složek signálu (srovnej obr.6. a obr.7.) odpovídá to i teoretickým předpokladům, považujeme-li signál EKG s jistou mírou idealizace za frekvenčně modulovaný impulsový signál). což může vyvolat potřebu buď nižší mezní frekvence použitého filtru, nebo snížení útlumu filtru na stávající mezní frekvenci.

Jakou volit mezní frekvenci a útlum filtru na mezní frekvenci, aby nedocházelo ke zkreslení signálu, příp. jak ovlivní volbu útlumu nebo mezní frekvence kolísání srdečního rytmu, lze u tak mnohotvarého signálu, jakým signál EKG je nejprokazatelněji určit pouze experimentálně.

2.2 Volba parametrů filtru a jejich experimentální ověření

Výsledkem experimentů by mělo být nalezení takové horní propusti s lineární fází, která zkresluje signál EKG právě méně než připouští doporučení AHA a bychom byli schopni přesně vyhodnotit velikost zkreslení filtrovaného signálu EKG oproti vstupnímu, musí být vstupní signál absolutně bez jakéhokoliv nízko- frekvenčního rušení. To ovšem v reálných podmínkách snímání EKG dosáhnout nelze. Proto bylo třeba se rozhodnout pro jednu z následujících možností - buď použít reálný signál a velikost jeho deformací posoudit pouze vizuálně, případně s podporou manuálního měření nebo přesně zhodnotit velikost zkreslení filtrovaného stimulovaného EKG. Protože současné prostředky simulace signálu EKG zatím prakticky nedokáží zachytit mnohé podrobnosti průběhu skutečného EKG a není jasné, jak se jednotlivé tvary EKG promítají do jeho spektra, zvolili jsme alternativu první.

Množinu vstupních testovacích signálů tvořily 32 trojice desetisekundových záznamů Frankových VKG svodů a 31 desetisekundový záznam bez specifikace svodů, tedy celkem 127 desetisekundových záznamů signálu EKG. Signály byly vybírány tak, aby zachytily co největší tvarovou variabilitu 122 signály byly bez poruchy srdečního rytmu, 5 signálů S výraznými rytmickými poruchami. Opakovací frekvence zpracovávaných signálů byla v rozsahu od 0,9 Hz do 2,3 Hz. Signály byly zpracovávány číslicově, vzorkovací frekvence byla 250 Hz, amplitudový kvantovací krok $10\mu\text{V}$. Filtr použitý pro experimenty vycházel z principu uvedeného v FALK, K.: Elimination der Basistrittlenschwankung des EKG durch rekursive Digitalfilterung. Medizintechnik. 19. 1979, Č.4. s. 120—124. Podle něj lze přímým a inverzním průchodem signálu filtrem s libovolným průběhem fázové charakteristiky získat tutéž odezvu jako dvojnásobným přímým průchodem signálu filtrem se stejnou amplitudovou charakteristikou, ale s fázovou charakteristikou nulovou jako základní filtr byla použita Butterworthova horní propust 2. řádu navržená tak, aby výsledné filtry 2 X 2. řádu měly na mezní frekvenci útlum 0,5dB (nižší hraniční hodnota útlumu uváděná v doporučení ARA), 1dB, 2dB, příp. 3dB (běžná hodnota útlumu pro mezní frekvenci v mnoha technických aplikacích a vyšší hraniční hodnota útlumu uváděná v doporučení AHA). Butterworthův filtr s monotónním průběhem amplitudové charakteristiky byl zvolen, aby největší útlum filtru v propustném pásmu byl na těch frekvencích, kde je soustředěno maximum výkonu signálu.

Tab. 2. Četnosti signálů v třídách podle velikosti morfologických změn při filtraci signálů EKG s poruchami rytmu filtry s mezní frekvencí $f_{\text{mez}} = f_{\text{op}}$, $f_{\text{mez}} = 1/T_{\text{RRamx}}$ a $f_{\text{mez}} = 0,7\text{ Hz}$ a útlumem na mezní frekvenci 0,5dB, 1dB, 2dB a 3dB

$b[\text{dB}]$	$f_{\text{mez}} = f_{\text{op}}$				$f_{\text{mez}} = 1/T_{\text{RRamx}}$				$f_{\text{mez}} = 0,7\text{ Hz}$			
	0,5	1	2	3	0,5	1	2	3	0,5	1	2	3
A	2	1	1	0	2	2	1	0	3	3	1	0
B	1	1	1	1	0	0	1	2	2	1	2	2
C	2	3	3	4	1	1	1	1	0	1	2	3
celkem signálů	5	5	5	5	3	3	3	3	5	5	5	5

Každý z testovacích signálů byl filtrován filtry s různými uvedenými hodnotami útlumu na mezní frekvenci dané průměrnou základní frekvencí srdeční činnosti ve zpracovávaném úseku signálu; signály s poruchami rytmu navíc i

filtry s mezní frekvencí danou převrácenou hodnotou nejdelšího intervalu RR (v případě, že ta to hodnota byla větší než 0,7 Hz) a filtry s mezní frekvencí 0,7 Hz.

Po filtraci byly signály vizuálně porovnány s nefiltrovanými originály. Podle morfologických změn jednotlivých dílčích úseků signálu EKG (hodnotily se změny tvaru základních vln, napěťový posun počátku a konce komplexu QRS, tvaru segmentu ST, případně izoelektrických úseků signálu) se signály třídily do tří kategorií (tab. 1 a 2):

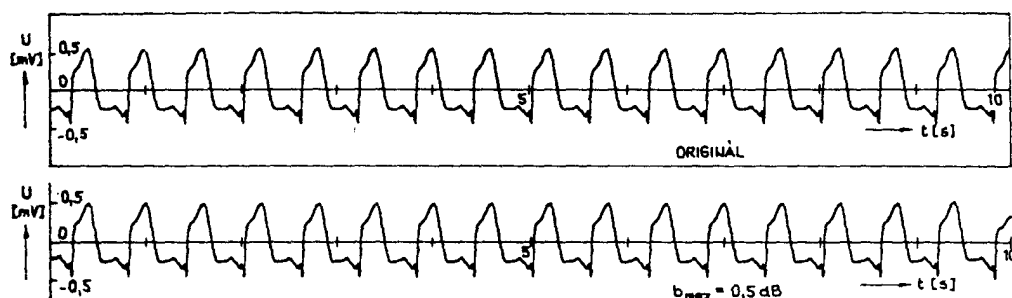
A — signály bez vizuálně patrných změn;

B — signály s viditelnými změnami průběhu, které byly podle ručního měření v mezích standardu AHA;

C — signály s většími morfologickými změnami.

Souhrnné výsledky testování signálů bez poruch rytmu jsou uvedeny v tab.1. Z ní vyplývá, že žádný z použitých filtrů nebyl schopen zpracovat všechny testovací signály bez zkreslení, i když po filtraci filtrem s útlumem 0,5dB na mezní frekvenci byl nad povolenou mez zkreslen pouze jediný signál (99,2 o signálu bylo v normě), po filtraci filtrem s mezním útlumem 1dB byly zkresleny signály dva (98,4 % signálů v normě).

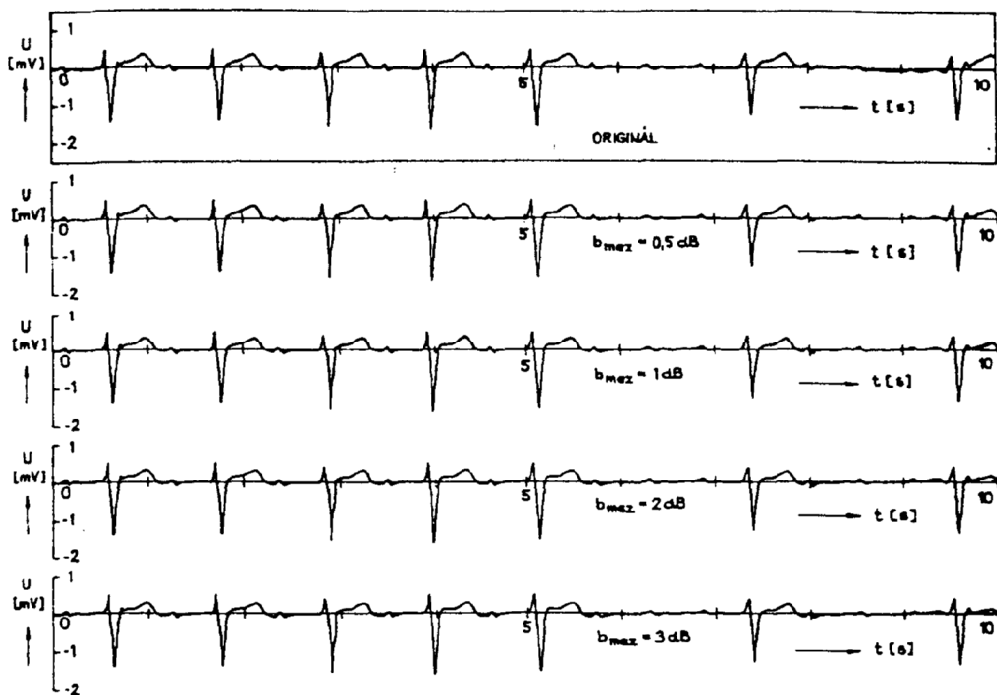
Signál, který při filtraci filtrem s útlumem 0,5dB nevyhověl požadavkům standardu, byl podroben dalšímu testování. Z celého desetisekundového záznamu byl vybrán úsek odpovídající jedinému srdečnímu cyklu a jeho opakováním byl vytvořen umělý, přesně periodický signál, ovšem vycházející z reálného průběhu signálu EKG. Je-li mezní frekvence použité Butterworthovy horní propusti rovna opakovací frekvenci zpracovávaného periodického signálu, spadá celé spektrum signálu do propustného pásma filtru, přičemž maximální zadaný útlum v propustném pásmu je v místě základní harmonické složky — pro filtr s mezním útlumem 0,5dB jsou tedy v tomto případě beze zbytku splněny podmínky doporučení AHA. Výsledky filtrace umělého signálu filtrem s útlumem 0,5dB na mezní frekvenci (obr. 8) však byly stejně špatné jako výsledky filtrace původního signálu (úsek TP i ST, amplituda vlny T),



Obr. 8. Filtrace simulovaného signálu EKG filtrem s $f_{mez}=f_{op} = 1.7 \text{ Hz}$ a $b_{mez} = 0,5 \text{ dB}$

Ze sledovaných úseků signálu docházelo nejčastěji k deformacím delších izoelektrických úseků (TP), tj. úseků bez velké diagnostické hodnoty, a segmentů ST, tedy naopak úseků diagnosticky významných. Vzhledem ke změnám tvaru segmentů ST nelze uvažovat o případném zvýšení mezi přípustných deformací průběhu signálu EKG.

Souhrnné výsledky filtrace nepravidelných signálů EKG jsou v tab. 2. Odtud vyplývá, že uspokojivých výsledků bylo dosaženo pouze při filtraci s mezní frekvencí 0,7 Hz. Při volbě mezní frekvence rovné opakovací frekvenci signálu byla chyba v normě pouze v případě signálů s ojedinělými nepravidelnostmi srdečního rytmu (např. obr. 9).



Obr.9. Filtrace signálu EKG s poruchami rytmu filtry s $f_{mez} = f_{op} = 0,9 \text{ Hz}$ a $b_{mez} = 0,5 \text{ dB}$, 1 dB , 2 dB a 3 dB

Ukázalo se, že ani filtr beze zbytku splňující frekvenční požadavky AHA nezaručuje vždy zachování přípustné míry zkreslení signálu EKG. (Citované doporučení tedy předpokládá zanedbatelný výskyt signálů, u kterých může dojít k většímu zkreslení

— v našem případě necelé jedno procento, případně monotónní průběh útlumové charakteristiky se zmenšujícím se útlumem směrem k vyšším frekvencím, ač tato skutečnost opět není uvedena.)

Z hlediska tohoto zjištění lze konstatovat, že u signálů EKG bez poruch se provedenými experimenty prokázala (i když pouze pomocí subjektivního vizuálního hodnocení, nikoliv objektivního měření) možnost lineární filtrace kolísání nulové izoelektrické linie pomocí horní propusti s lineární fázovou charakteristikou s mezní frekvencí danou opakovací frekvencí signálu a maximálním útlumem v propustném pásmu nejen $0,5 \text{ dB}$, nýbrž v mezním případě i 1 dB .

Signálů s nepravidelným rytmem srdeční činnosti nebylo k dispozici tolik, aby testování vedlo ke zcela podloženým závěrům. Nicméně je možné vyslovit alespoň následující, dříve uvedenými výsledky částečně ověřené, hypotézy:

— závěry formulované pro pravidelný rytmus lze uvažovat za platné i v případech, kdy se objeví ojedinělé nepravidelnosti srdečního rytmu;

— v případě, že je různorodost průběhu signálu EKG příliš velká, postačuje signál EKG filtrovat fázově nezkreslujícím filtrem s mezní frekvencí $0,7 \text{ Hz}$, přičemž útlum v propustném pásmu může být maximálně $0,5 \text{ dB}$.

3 Vlastnosti filtru pro potlačení síťového rušení v signálu EKG

Síťový brum je velmi častou příčinou znehodnocení elektrokardiogramu. Jeho přítomnost může ohrozit spolehlivost dalšího zpracování a správnost interpretace signálu, zejména provádí-li se s použitím 'výpočetní techniky. Rušení indukované z elektrické sítě je možné eliminovat úpravou podmínek snímání, zvláště u krátkodobých klidových záznamů. Realita je však taková, že se to nedaří vždycky beze zbytku. Větší nesnáze způsobuje brum u záznamů dlouhodobých, kde se navíc často setkáváme s požadavkem na zpracování signálu v reálném čase.

Numerické metody pro potlačení síťového brumu můžeme rozdělit na nelineární a lineární. Z nelineárních stojí za zmínku Mortarova adaptivní metoda, která vychází z předpokladu harmonického rušení. Jiné metody jsou založené na odečítání zjištěné periody brumu od sejmутého signálu. Všechny metody striktně vyžadují, a' byl vzorkovací kmitočet přesným násobkem kmitočtu sítě. Tento požadavek by byl snadno splnitelný (nejběžnější vzorkovací kmitočty signálu EKG jsou 250 nebo 500 Hz). ale kolísání kmitočtu tuzemské sítě (49.1 Hz až 50 Hz) si v tomto případě vynucuje přidavný elektronický obvod, který zajistí odvození vzorkovacího kmitočtu Od kmitočtu sítě. Realizace takového obvodu není obtížná, ale je třeba počítat s nepochopením uživatele, který chce problém řešit pouze programově bez zásahu do standardního převodníku. Zmíněné metody navíc předpokládají nepřítomnost myopotenciálů, jsou tedy nepoužitelné při zpracování elektrokardiogramů s předpokládaným výskytem myopotenciálů. Jejich nespornou výhodou je jednoduchost, která umožňuje práci v reálném čase. Na druhé straně lineární úzkopásmové zádrže nemají výše uvedené vlastnosti typické pro metody nelineární, ale jsou obvykle pomalé. Lineární filtrace v reálném čase klasickými filtry je možná při použití (u nás dosud takřka nedostupných) poměrně drahých signálových procesorů nebo jiných poměrně komplikovaných vestavěných zvláštních číslicových obvodů . Všeobecně se vžila představa, že programová realizace lineárních úzkopásmových zádrží neumožňuje výpočet v reálném čase, spíš představuje nezanedbatelnou část strojového času v režimu off-line.

V první části této publikace jsou diskutovány naše experimenty s filtrací v kmitočtové oblasti (ideální z hlediska amplitudových charakteristik filtrů), jejímž cílem bylo vytvořit si představu o maximální přípustné šířce potlačovaného kmitočtového pásma v okolí 50 Hz.

Druhá část je pak věnována vlastnostem a realizaci skupiny lineárních úzkopásmových kmitočtových zádrží, které vynikají velmi nízkou pracností výpočtu (navíc jednoduchostí návrhu) při zachování dostatečné jakosti filtru.

3.1 Stanovení požadavků na šířku pásma ideální pásmové zádrže pro odstranění brumu z EKG

Frekvence síťového rušení zasahuje do spektra signálu EKG. Proto je třeba pro odstranění brumu použít filtr, který užitečný signál ovlivní co nejméně, tj. pásmovou zádrž s co nejužším nepropustným pásmem a lineární fázovou charakteristikou v propustných pásmech. Příliš přísné požadavky na šířku nepropustného pásma však zvyšují nároky na realizaci filtru a situaci dále komplikuje skutečnost, že kmitočet sítě u nás není stálý.

Aby nedocházelo k nežádoucímu zkreslení signálu EKG žádná z dostupných norem a doporučení pro konstrukci elektrokardiografů nepřipouští použití filtrů pro odstranění síťového brumu. Přesto mnozí výrobci ve svých př.strojích tyto filtry používají s tím, že při zapnutém filtru bývá tato skutečnost vyznačena na záznamu signálu. Vlastnosti filtrů, především šířka nepropustného pásma, vlak publikovány nejsou. A protože ani v dostupných publikacích zabývajících se návrhem filtrů pro odstranění síťového bromu nebyly zatím uvedeny ani vlastnosti které by měly navrhované filtry splňovat, ani důkladnější analýza vlivu publikovaných filtrů na signál EKG, pokusili jsme se tyto nejasnosti ozřejmit. K úplnému určení požadavků na frekvenční filtr by bylo třeba stanovit toleranční schéma. Experimentální stanovení úplného tolerančního schématu by však bylo příliš náročné, proto jsme se soustředili na pokus o orientační určení alespoň šířky zadržovaného pásma.

Bylo třeba zvolit lakovnu metodu, která by umožnila jednoduché a snadno algoritmizovatelné experimenty.

Rozhodli jsme se pro filtraci ve frekvenční oblasti, přičemž transformace signálu do frekvenční oblasti i zpátky do časové domény se provádí pomocí diskretní Fourierovy transformace, resp. jejího rychlého algoritmu.

Odstraňování vybraných čar z diskretního spektra signálu lze interpretovat jako násobení spektra váhovou posloupností nul a jedniček, které představují hodnoty frekvenční charakteristiky použitého filtru v místech spektrálních čar signálu. Protože diskretní Fourierovou transformací je signálu nvcena periodicitá, nemohou se jiné než ideální vzorky frekvenční charakteristiky filtru uplatnit.

Takto realizovaný filtr tedy představuje pro periodický signál ideální filtr, s jehož pomocí je možné (po otestování na větším souboru signálů) získat Informaci o maximální šířce zcela zadržovaného frekvenčního pásma, kterou lze pro odstranění brumu ze signálu EKG připustit, aniž dojde k význačnému zkreslení užitečného signálu.

Uvedený princip filtrace je vlastně rychlou konvolucí počítaná odezva filtru KIO s lineární fázovou charakteristikou na periodický signál. Jedná se o aplikaci filtru navrženého metodou vzorkování kmitočtové charakteristiky, kde jsou vzorky ideální frekvenční charakteristiky Fourierovou transformací impulsové odezvy systému. Konkrétní tvar impulsové charakteristiky sice ve vlastním výpočtu odezvy nefiguruje, ale rozhodující měrou se podílí na výsledném zkreslení užitečného signálu.

Perioda rušivého signálu o kmitočtu kolem 50 Hz je o hodně kratší než doba trvání jednoho srdečního cyklu. Vliv filtrace se tedy dostatečně projeví při zkoumání tvarů signálů jednoho cyklu EKG.

Postup použitý pro zjištění maximální šířky pásma zadržky pro potlačení síťového rušení v signálu EKG byl tedy následující. Ze vzorků signálů EKG jednoho srdečního cyklu bylo pomocí diskrétní Fourierovy transformace spočítáno frekvenční spektrum a z takto zjištěného spektra byly postupně odstraňovány spektrální čáry symetricky kolem kmitočtu 50 Hz, pokud odchylka originálního signálu od signálu získaného zpětnou Fourierovou transformací modifikovaného spektra byla v mezích odvozených z doporučení AHA, tj. pokud relativní chyba vzniklá zpracováním nepřesáhla 5 % v případě že napětí signálu oproti nulové izolínii překračuje práh 0.5mV nebo -0.5mV nebo pokud při podprahovém napětí absolutní chyba nevybočila z intervalu 25 μ V.

Pro testování jsme použili 95 signálů, které byly vytvořeny splajnovou interpolací mezi vybranými body reálných signálů EKG o délce jednoho srdečního cyklu. Původní signály byly vybrány tak, aby obsáhly co nejrůznější průběhy signálů EKG, bez ohledu na procentuální zastoupení jim odpovídajících diagnóz v běžné populaci. Vhodná redukce vzorků se splajnovou interpolací zajistily, že testovací signály neobsahovaly žádné aditivní rušení běžné v reálných signálech EKG. Signály byly vzorkovány frekvencí 250 Hz s kvantovacím krokem 1 V. Jejich délka se pohybovala v rozmezí od 110 do 250 vzorků.

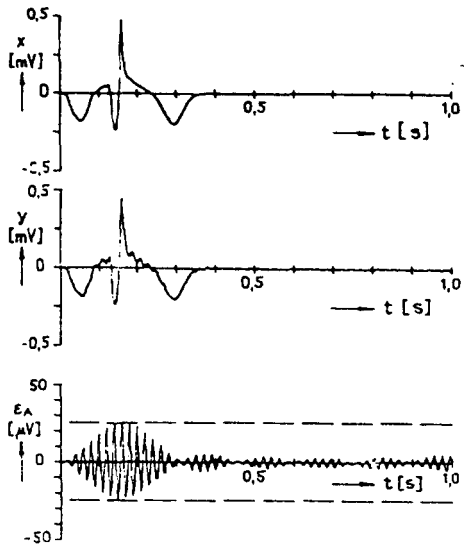
Abychom získali u signálů různé délky srovnatelné výsledky (tj. aby stejnému počtu potlačených čar odpovídala stejná šířka zadržovaného pásma), bylo třeba doplnit posloupnost vzorků signálu na stejnou délku nejlépe tak, aby počet vzorků v doplněných posloupnostech byl roven mocnině dvou, což umožňuje použít pro výpočet spektra rychlého algoritmu Fourierovy transformace. Protože analyzované signály neobsahují drift nulové izolínii (začínají od nulové hodnoty a po ukončení vlny T se opět k nulové hodnotě vrací), lze původní posloupnosti vzorků doplnit na odpovídající délku nulami, aniž by bylo spektrum signálu zkresleno. Hodnoty spektrálních čar nulami doplněného signálu se rovnají hodnotám, jakých nabývá na týchž frekvencích spektrální funkce jednorázového signálu stejného průběhu, jako má analyzovaný signál.

Volba počtu vzorků testovacích signálů je kompromisem mezi přesností výsledků a délkou výpočtu. Protože jsme očekávali, že výsledky analýzy budou mít pouze orientační charakter a že zpracování většího souboru signálů bude spojeno s velkými časovými nároky, zvolili jsme při vzorkovacím kmitočtu 250 Hz za jednotnou délku testovacího cyklu 256 vzorků. Tomu odpovídá frekvenční krok $f = 0,977$ Hz a střední kmitočet potlačovaného pásma 49.805 Hz. Výsledky analýzy testovacího souboru signálů jsou shrnuty v tab.3. Pokud připustíme, že testovací množina signálů je skutečně reprezentativní z hlediska možných průběhů signálů EKG pak nám experimenty ukázaly, že je možné bez jakýchkoliv omezení použít pro filtraci brumu z EKG filtr S lineární fázovou charakteristikou, zcela potlačující pásmo mezi 49 a 50 Hz. Dokonce je možné rozšířit zadržované pásmo na 4 Hz v okolí 50 Hz, příp. až na 6 Hz za předpokladu zanedbatelného počtu signálů zkreslených nad přípustnou míru při šířce zadržovaného pásma ± 3 Hz. Na obr. 1 je uveden příklad grafického výstupu našich experimentů. Na obrázku představuje X vstupní signál, y výstupní signál, $\epsilon = x - y$ absolutní chybu. Není zobrazen průběh relativní chyby, protože v uvedeném případě napětí signálu oproti nulové izolínii nepřekročilo hodnotu $\pm 0,5$ mV (nebylo tedy třeba relativní chybu vyhodnocovat).

Ze spektrálních vlastností signálu EKG vyplývá, že frekvenční složky z okolí 50 Hz jsou obsaženy pouze v komplexu QRS, jehož trvání zaujímá jen asi 10 % z trvání celého cyklu. Z hlediska úzkopásmové zadržky lze na signál pohlížet zjednodušeně jako na sled impulsů, které jsou po filtraci poznamenány přechodnými ději tlumenými kmity, jejichž tvar je určen konkrétními tvary QRS a impulsové charakteristiky filtru. Protože impulsová charakteristika použitého ideálního filtru má tvar funkce $\sin x/x$, jejíž hlavní lalok je výrazně větší než ostatní (její tvar přibližně sleduje obálka absolutní chyby na obr. 10), vyskytují se v okolí komplexu QRS poměrně výrazné zákmity. Abychom byli schopni tyto artefakty potlačit, je třeba použít pásmovou zadrž, u níž by se podařilo minimalizovat největší hodnoty vzorků její impulsové charakteristiky. Takový filtr už nebude mít ideální frekvenční vlastnosti, amplitudová charakteristika v okolí zadržovaného pásma bude mít menší strmost. To samozřejmě povede k menšímu zkreslení užitečného signálu než tomu bylo u testovaných ideálních filtrů. Proto lze předpokládat, že požadavky na mezní frekvence takových filtrů budou ještě mírnější.

Tab.3. Výsledky experimentálního stanovení šířky zadržovaného pásma ideální pásmové zadržky pro odstranění síťového brumu ze signálu EKG

šířka zadržovaného pásma	počet signálů s příp. zkreslením po filtraci	
Hz	-	%
2	95	100
3	93	97,9
4	87	91,6
5	83	87,4
6	78	82,1
7	71	74,7
8	64	67,4
9	61	64,2



Obr. 10. Příklad filtrace signálu v kmitočtové oblasti — potlačené pásmo 50 ± 3 Hz

3.2 Rychlé lineární filtry pro potlačení síťového brumu

V následujících odstavcích se pokusíme naznačit možnosti uplatnění skupiny lineárních systémů (v literatuře nazývaných Lynnovy filtry), které vynikají minimálními nároky na dobu výpočtu odezvy. Lynnovy filtry jsou lineární systémy, jejichž přenosové funkce lze charakterizovat rovnoměrně rozloženými nulovými body na jednotkové kružnici v z -rovině, z nichž některé jsou eliminovány opět rovnoměrně rozloženými póly. Polohy pólů korespondují se středy propustných pásem. Podle způsobu rozložení nulových bodů a pólů můžeme rozlišovat tři základní typy Lynnových pásmových propustí:

1. typ:

$$H(z) = \frac{1 - z^{-Kp}}{1 - z^{-p}} = 1 + z^{-p} + z^{-2p} + \dots + z^{-(K-1)p}$$

kde K je celé číslo:

kaskádní realizace pro $K=2^i$

$$H(z) = (1 + z^{-\frac{K}{2}p})(1 + z^{-\frac{K}{4}p}) \dots (1 + z^{-p})$$

středy propustných pásem:

$$\frac{fVz}{2p} i \dots (i = 0, 1, 2, \dots)$$

2. typ

$$G(z) = \frac{1 - z^{-Kp}}{1 + z^{-p}} = 1 - z^{-p} + z^{-2p} - \dots - z^{-(K-1)p}$$

kde K je sudé číslo

kaskádní realizace pro $K=2^i$

$$G(z) = (1 + z^{-\frac{K}{2}p})(1 + z^{-\frac{K}{4}p}) \dots (1 + z^{-2p})(1 - z^{-p});$$

středy propustných pásem

$$\frac{fVz}{2p} i \dots (i = 1, 3, 5, \dots)$$

3. typ

$$F(z) = \frac{1 + z^{-Kp}}{1 + z^{-p}} = 1 - z^{-p} + z^{-2p} - \dots + z^{-(K-1)p}$$

nemá kaskádní realizaci

středy propustných pásem

$$\frac{fVz}{2p} i \dots (i = 1, 3, 5, \dots)$$

Společné vlastnosti všech typů:

- lineární fázová charakteristika,
- konstantní skupinové zpoždění $\tau_{pp} = (K - 1)p/2$,
- přenos na středních kmitočtech propustných pásem je K ,
- maximální přenos v nepropustném pásmu je nejméně $0.21 \cdot K$ ($-13,5\text{dB}$).

Princip odvození pásmové zádrže spočívá v odečítání výstupu Llynovy pásmové propusti Od vhodně zpožděného vstupního signálu. Přenosová funkce:

$$H_{pz}(z) = z^{-\tau} - H_{pp}(z) \quad (1)$$

reprezentuje pásmovou zádrži se zvlněnou amplitudovou charakteristikou v propustných pásmech a s jediným minimem v pásmu nepropustném.

Dále se zaměřím na systémy odvozené z Llynových filtrů 1. typu, použitelné při vzorkovacích kmitočtech, které jsou libovolnými celočíselnými násobky 50 Hz. Pásmové zádrže odvozené z Llynových filtrů 2. a 3. typu sice jsou realizačně poněkud jednodušší, ale jejich použití je omezeno pouze na vzorkovací kmitočty, které jsou sudým násobkem sít'ového kmitočtu- při vzorkovacím kmitočtu 250 Hz, který je při zpracování signálu EKG velmi častý, s nimi nelze počítat.

Systém s přenosovou funkcí:

$$H_{pzo}(z) = z^{-\tau} - \frac{1 - z^{-Kp}}{K(1 - z^{-p})} = z^{-\tau} - H_{ppo}(z) \quad (2)$$

je pásmovou zádrži se středy zadržovaných pásem na frekvencích $f_{vz} \cdot i$ ($i = 0, 1, 2, \dots$) za podmínky, že je celočíselným násobkem p . Jestliže platí, že:

$$\tau = \tau_{pp} = \frac{K-1}{2} p, \text{ kde } K \text{ je liché} \quad (3)$$

pak bude impulsová charakteristika filtru symetrická a fázová charakteristika lineární. Podmínku samozřejmě nelze dodržet při necelém τ_{pp} - pak je vhodné volit τ jako nejbližší násobek p ke zpoždění τ_{pp} tedy:

$$\tau = \frac{Kp}{2} \text{ nebo } \frac{Kp}{2} - 1 \quad (4)$$

aby se co nejméně porušila symetrie impulsové charakteristiky a tím i linearita charakteristiky fázové.

Aby systém potlačoval pouze periodický rušivý signál o základním kmitočtu a nikoliv stejnosměrnou složku, je nutné potlačit nejnižší propustné pásmo u výchozí pásmové propusti. To lze účinně zajistit Llynovou dolní propustí rovněž 1. typu s přenosovou funkcí:

$$H_{dp}(z) = \frac{1 - z^{-Kp}}{Kp(1 - z^{-1})} \quad (5)$$

a se skupinovým zpožděním:

$$\tau_{dp}(z) = \frac{Kp-1}{2} \quad (6)$$

Porovnáme-li skupinové zpoždění τ_{pp} a τ_{dp} , pak zřejmě platí:

$$\tau_{dp} = \frac{p+1}{2} + \tau_{pp} \quad (7)$$

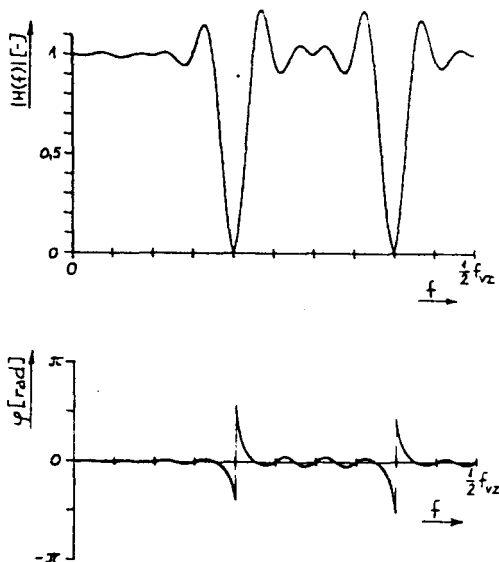
na což je nutné kvůli zachování linearitu fázové charakteristiky výsledného filtru brát ohled. Z uvedeného lze vyvodit, že výsledná pásmová zádrž se středy nepropustných pásem a kmitočtech $f_{vz} \cdot i/p$ ($i = 1, 2, 3, \dots$) může mít přenosovou funkci ve dvou adekvátních podobách:

$$H_{pz}(z) = z^{-\frac{p-1}{2}} - [H_{ppo}(z) \cdot z^{-\frac{p-1}{2}} - H_{dp}(z)] = [z^{-\tau} - H_{ppo}(z)] z^{-\frac{p-1}{2}} - H_{dp}(z) \quad (8)$$

kde p je liché číslo a systém bude mít pro $\tau = \tau_{pp}$ tj. pro liché K) lineární fázovou charakteristiku. Toto není splněno při sudém K nebo p . V takových případech je třeba výrazy na pravé straně (8) upravit tak, aby všechna zpoždění byla celočíselná a bylo násobkem p .

Zatímco konstanta p je Předem dána poměrem vzorkovacího kmitočtu ku kmitočtu potlačovaného periodického signálu, je konstanta K volitelná — určuje šířku zadržovaného pásma. (Šířka pásma mezi kmitočty, na kterých je nulový a nejbližší jednotkový přenos je f_{vz}/Kp).

Vedle případné nelinearity fázové charakteristiky (při sudém p nebo K) je nevýhodou filtru $H1$ výrazně zvlně:1 amplitudová charakteristika v propustných pásmech tak dokumentujeme na obr. 11. Příčinou je nízká jakost výchozích systémů. K podstatnému zkvalitnění vede použití kaskád Llynových filtrů.



Obr. 11. Kmitočtové charakteristiky systému popsaného vztahem (8) pro $p=5, K=8, \tau=20$

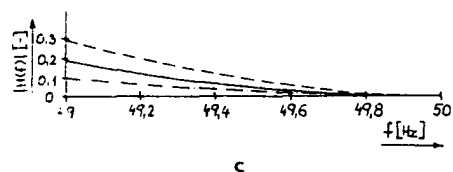
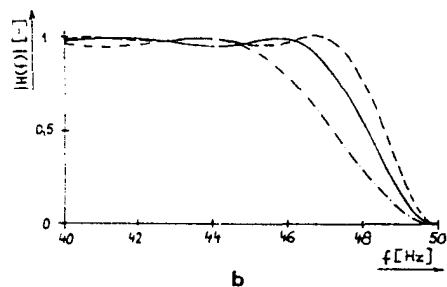
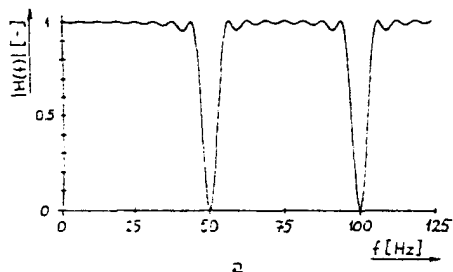
Abychom zvlnění amplitudových charakteristik pásmových zádrží dostali do souladu s doporučeními AHA (-1). týkajícími se maximálního kolísání přenosu v propustném pásmu elektrokardiografického systému, je třeba zajistit, aby kolísání charakteristiky v propustném pásmu pásmové zádrže nevybočilo z koridoru - 0,5dB

Ověřili jsme, že postačí použít dvojice stejných Lynnových filtrů v sérii, aby se kolísání pohybovalo v rozmezí 0 až asi -0,4 dB. Použití dvojic filtrů je výhodné z jiného důvodu vede ke zdvojnásobení příslušných zpoždění, takže výsledná pásmová zádrž s přenosovou funkcí:

$$H_{pz}(z) = [z^{-(K-1)p} - H_{ppo}^2(z)]z^{-(p-1)} + H_{dp}^2(z) = z^{-(Kp-1)} - (H_{ppo}^2(z) \cdot z^{-(p-1)} - H_{dp}^2(z)) \quad (9)$$

má lineární fázovou charakteristikou bez ohledu na to, jestli K nebo p jsou lichá či sudá čísla.

Na obr.12a je amplitudová charakteristika pásmové zádrže pro $K=12$ a na obr. 12b, c její výřezy pro $K=8,12,16$.



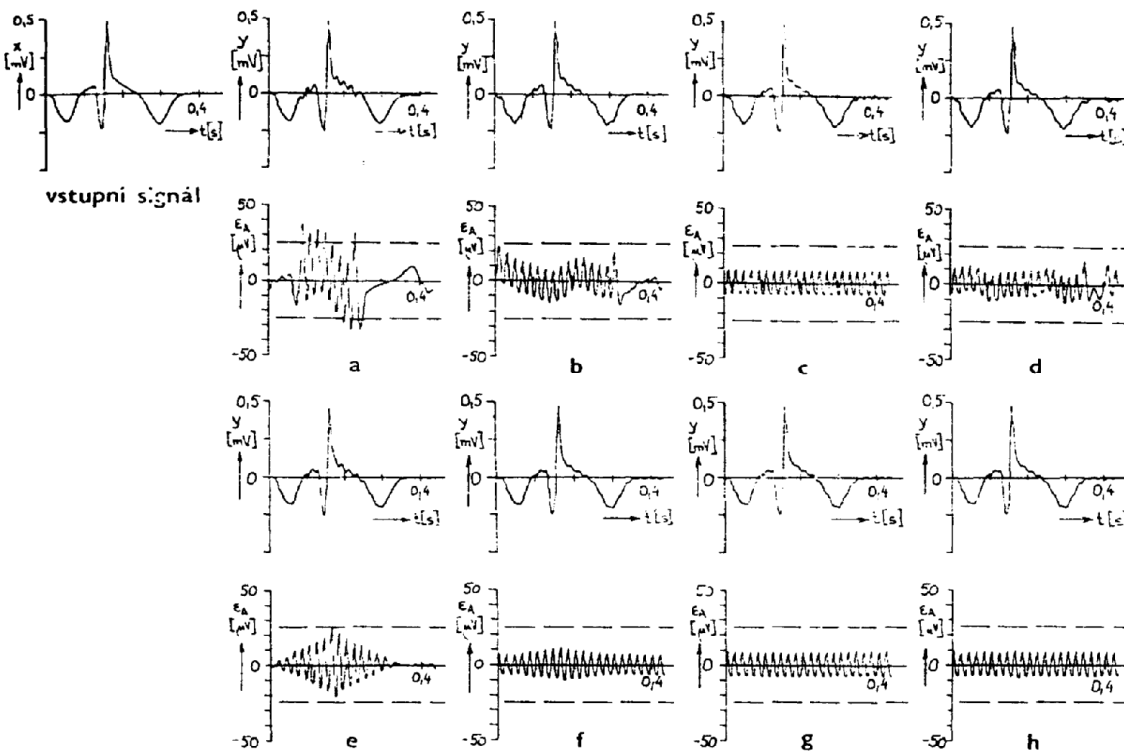
Obr. 12. a) Kmitočtová závislost modulu přenosové funkce (9) pro $K=12$, b,c výřezy frekvenčních závislostí modulů přenosové funkce pro $K=12$ (plná čára), $K=8$ (čerchovaná čára), $K=16$ (čárkovaná čára)

Při testování systémů s jednoduchými Lymnovými filtry (dále budeme tyto výsledné pásmové zádrže označovat jako $H^{(1)}K,p$ tak i jakostnější systémy s dvojicemi Lymnových filtrů v kaskádě — pásmové zádrže s přenosovou funkcí podle (9) budeme označovat jako $H^{(2)}K,p$. Pomocí indexů K a p budeme vyjadřovat hodnoty konstant výchozích Lymnových filtrů.

Jak už bylo poznamenáno dříve v souvislosti s nulováním spektrálních čar, jsou výstupní signály zkresleny kmity v okolí komplexů QRS, přičemž tvar těchto kmitů a jejich trvání závisí na tvaru a délce impulsové charakteristiky pásmové zádrže.

Systémy $H^{(1)}K,p$ mají impulsové charakteristiky v podobě netlumených kmitů (s obdélníkovou obálkou), které obsahují $K * p$ vzorků. Jak je patrné z obr. 13a, b, jsou chybové kmity způsobené filtrací ohraničeny přechodovými ději, které mohou výrazně převyšovat amplitudu kmitů. Zužujeme-li zadržované pásmo (zvyšováním hodnoty konstanty K), impulsová charakteristika filtru se prodlužuje a amplituda kmitů se snižuje — výsledkem je menší chyba. Optimální situace nastává, když se délka impulsové charakteristiky shoduje s periodou signálu — vlivem interference chybových kmitů ze sousedních komplexů QRS dode k vyrušení přechodových dějů a výsledkem je chyba ve tvaru kmitů konstantní amplitudy (obr. 13c). Tuto chybu již nelze dále snížit. V reálné situaci však takového ideálního výsledku nedosáhneme,

neboť u signálů EKG kolísá jak perioda, tak i tvar komplexů QRS (elektrokardiogram není přesně periodický signál). Na obr. 13d je vidět, jak se projeví mírná odchylka délek impulsové charakteristiky a periody signálu. Poznamenejme, že zužováním zadržovaného pásma filtru se snižuje účinnost filtrace při odchýlení frekvence sítě od kmitočtu 50 Hz (tj. f_{vz}/p).

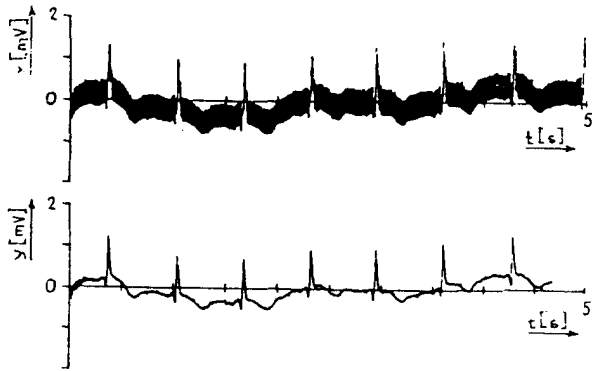


Obr. 13. Ukázky zkraslení užitečného signálu vlivem různých typů úzkopásmových zádrží

a) výstup filtru $H_{8,5}^{(1)}$, b) výstup $H_{16,5}^{(1)}$, c) výstup $H_{22,5}^{(1)}$ — systému s optimální hodnotou $K = 22$ pro délku periody signálu 110 vzorků, d) výstup $H_{24,5}^{(1)}$ výstup $H_{8,5}^{(2)}$ f) výstup $H_{16,5}^{(2)}$, g) výstup $H_{22,55}^{(2)}$ — optimálního systému, h) výstup $H_{24,5}^{(2)}$ $f_{vz} = 250$ Hz. kvantovací krok 1 μ V)

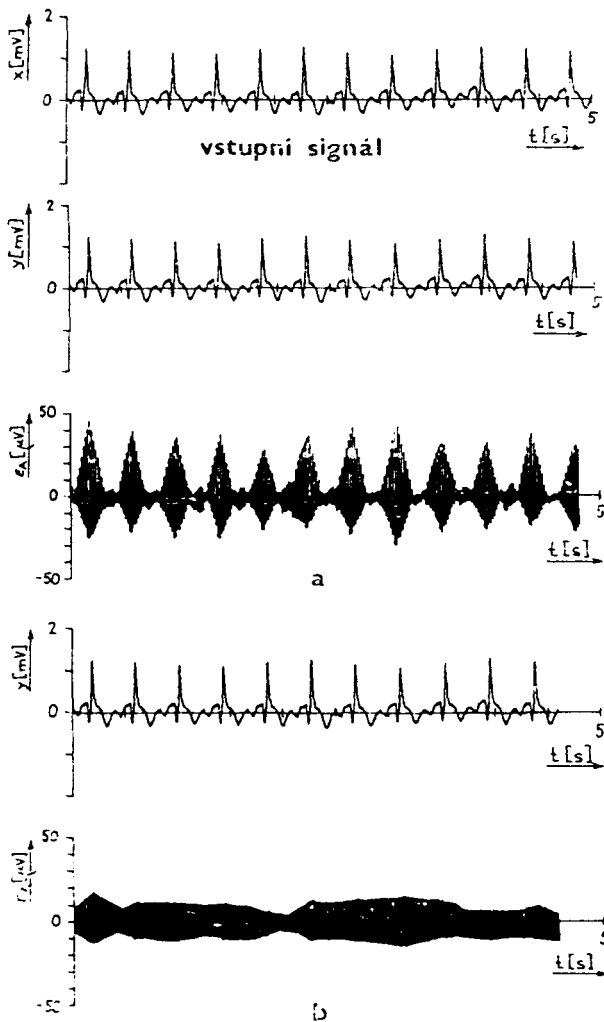
Systémy $H^{(2)}K,p$ mají impulsové charakteristiky ve tvaru tlumených kmitů s trojúhelníkovou obálkou. To je příznivější situace, protože chybové kmity v okolí QRS mají také tlumený charakter a jsou bez přechodných dějů na začátku i konci. Příklady jsou uvedeny na obr. 4e, f, g, h. Vzhledem k trojúhelníkové obálce chybových kmitů je z hlediska minimalizace chyby optimální impulsová charakteristika, jejichž délka je shodná s délkou dvou period signálu. Chybové kmity způsobené sousedními komplexy QRS interferují v kmity konstantní amplitudy — výsledky jsou optimální a chyby shodné u obou systémů (tj. $H^{(1)}K,p$ i $H^{(2)}K,p$ při stejných hodnotách K). Při neoptimalizovaných hodnotách K jsou systémy $H^{(2)}K,p$ výrazně lepší.

Testování filtrů jsme prováděli na stejném souboru nezarušených 95 signálů jako při filtraci pomocí nulování spektrálních čar. Z hlediska přípustnosti chyby podle doporučení AHA se jako postačující jevil filtr $H^{(2)}12,5$ se zadržovaným pásmem ohraničeným kmitočty 45,8 a 54,2 Hz, na kterých je jednotkový přenos (obr. 12a), resp. s mezními kmitočty 46,6 a 53,4 Hz pro pokles amplitudové charakteristiky o 0,5dB, což v podstatě odpovídá závěrem dosaženým při experimentech s ideální filtrací ve frekvenční oblasti.



Obr. 14. Filtrace reálného pozátěžového signálu znehodnoceného síťovým brumem úzkopásmovou zádrží $H_{12,5}^{(2)}$ $f_{vz} = 250$ Hz. kvantovací krok $5\mu\text{V}$

Na obr. 14 je ukázka filtrace signálu s reálným síťovým brumem pomocí filtru $H_{12,5}^{(2)}$. Jedná se o elektrokardiogram snímáný po fyzické zátěži pacienta, na filtrovaném signálu je patrné nevelké rušení myopotenciály. Na jiné ukázce (obr. 15) titrace reálného signálu (bez síťového rušení) je zachycen vliv přizpůsobení délky impulsové charakteristiky filtru periodě signálu na absolutní chybu způsobenou filtrací.



Obr. 15. Filtrace reálného signálu bez síťového rušení a) systémem $H_{8,5}^{(2)}$ b) systémem $H_{20,5}^{(2)}$ i s konstantou $K=20$ přizpůsobenou délkou periody signálu $f_{vz} = 250$ Hz kvantovací krok $5\mu\text{V}$

3.3 Příklady realizaci úzkopásmových zádrží pro potlačení síťového brumu při vzorkovacím kmitočtu 250 Hz

Diskutované systémy jsou realizované jak rekurzivně, tak i nerekurzivně kaskádou elementárních filtrů. Zejména druhý způsob realizace může vynikát malými výpočetními nároky, protože umožňuje řešení s využitím celočíselné aritmetiky. Návrh rekurzivní pásmové zádrže s minimalizovaným zvlněním přenosu v propustném pásmu můžeme shrnout do následujících bodů:

aj) Volba šířky potlačovaného pásma, přesněji šířky pásma B mezi nejbližšími kmitočty z okolí středu potlačovaného pásma (50 Hz), na kterých má filtr jednotkový přenos.

Ze vztahu:

$$B = \frac{2fvz}{pk} = \frac{100}{k} \text{ když } fvz=250\text{Hz a } p=5 \text{ pak vyplývá hodnota konstanty K.}$$

b) Výchozí pásmová propust se středy propustných pásem na kmitočtech $i \cdot 50$ Hz ($i = 0, 1, 2, \dots$) má přenosovou funkci:

$$H_{ppo}^2(z) = \left(\frac{1 - z^{-5k}}{k(1 - z^{-5})} \right)^2$$

c) Odvozená pásmová zádrž má přenosovou funkci:

$$H_{pzo}(z) = z^{(-5k-5)} - H_{ppo}^2(z)$$

d) Přenosová funkce dolní propusti nezbytné pro obnovení propustnosti filtru v okolí kmitočtu 0 Hz má tvar:

$$H_{dp}^2(z) = \left(\frac{1 - z^{-5k}}{5k(1 - z^{-1})} \right)^2$$

e) Konečný tvar přenosové funkce hledané pásmové zádrže je:

$$H_{pz}(z) = H_{pzo}(z)z^{-4} + H_{dp}^2(z)$$

Algoritmus výpočtu výstupního vzorku rekurzivního filtru může být následující:

$$y = (x_n - 2x_{n-5k} + x_{n-10k}) / k^2 \dots \text{společný produkt pro Hppo a Hdp}$$

$$p_n = y + 2p_{n-5} - p_{n-5} \dots \text{výstup Hppo}$$

$$zn = x_{n-tau} - p_n \dots \text{výstup Hpzo}$$

$$c_n = y / 25 + 2d_{n-1} - d_{n-2} \dots \text{výstup Hdp}$$

$$y_n = z_{n-4} + d_n \dots \text{výstup Hpz}$$

kde x_n představuje n -tý vzorek vstupního signálu a $\tau = 5K - 5$.

Poznamenejme, že nezbytné jsou nulové počáteční podmínky:

$$x_{-1} = x_{-2} = \dots = x_{-10K} = 0$$

$$p_{-1} = p_{-2} = \dots = p_{-10} = 0$$

$$d_{-1} = d_{-2} = 0$$

$$z_{-1} = z_{-2} = \dots = z_{-4} = 0$$

Ukažme ještě nerekurzivní realizaci systému, jehož 5struktura je do značné míry závislá na hodnotě K. Z hlediska rozložitelnosti polynomu $1 - z^{-kp}$ je optimální hodnota $K = 2^i$. Pro $K = 16$ mohou být výše uvedené přenosové funkce upraveny následujícím způsobem:

$$H_{ppo}^2(z) = \left(\frac{1 - z^{-80}}{16(1 - z^{-5})} \right)^2 = \left(\frac{1 + z^{-40}}{2} \right)^2 \left(\frac{1 + z^{-20}}{2} \right)^2 \left(\frac{1 + z^{-10}}{2} \right)^2 \left(\frac{1 + z^{-5}}{2} \right)^2$$

$$H_{dp}^2(z) = \left(\frac{1 - z^{-80}}{80(1 - z^{-1})} \right)^2 = H_{ppo}^2(z) \left(\frac{1 + z^{-1} + z^{-2} + z^{-3} + z^{-4}}{5} \right)^2$$

Přenosová funkce pásmové propusti s potlačeným nejnižším propustným pásmem má tvar:

$$H_{pp}(z) = H_{ppo}^2(z) \cdot z^{-4} - H_{dp}^2(z) = H_{ppo}^2(z) \left(\frac{-1 - z^{-1} + 4z^{-2} - z^{-3} - z^{-4}}{5} \right)^2$$

a konečně výsledná pásmová zádrž bude podle vztahu (9) reprezentována přenosovou funkcí:

$$H_{pz}(z) = z^{-79} - H_{pp}(z)$$

Algoritmus výpočtu výstupu tohoto nerekurzivního filtru pak je:

$$a_n = (x_n + 2x_{n-40} + x_{n-80}) / 4$$

$$b_n = (a_n + 2a_{n-20} + a_{n-40}) / 4$$

$$c_n = (b_n + 2b_{n-10} + b_{n-20}) / 4$$

$$d_n = (c_n + 2c_{n-50} + c_{n-10}) / 4$$

$$e_n = (-d_n - d_{n-1} + 4d_{n-2} - d_{n-3} - d_{n-4}) / 5$$

$$f = (-e_n - e_{n-1} + 4e_{n-2} - e_{n-3} - e_{n-4}) / 5$$

$$y_n = x_{n-79} - f$$

kde x_n je opět n -tý vzorek vstupního signálu. Rovněž je třeba zajistit nulové počáteční podmínky:

Poznamenejme, že všechny proměnné mohou být celočíselné — výpočty s celočíselnou aritmetikou jsou podstatně rychlejší než operace s reálnými čísly. Prakticky jsme ověřili, že vzniklé zaokrouhlovací chyby jsou u ne rekurzivních realizací zanedbatelné, zatímco u realizací rekurzivních je nezbytné počítat s plnou přesností (tedy nejlépe s reálnými proměnnými) aby nebyla ohrožena stabilita filtru. Konkrétně u příkladu, který jsme uvedli, přinesla nerekurzivní realizace úsporu 52 o strojového času oproti realizaci rekurzivní.

V práci jsme experimentálně pomocí filtrace ve frekvenční oblasti zjistili požadavky na pásmovou propust pro odstranění síťového brumu ze signálu EKG. Ukázalo se, že šifka zadržovaného pásma ideální fázově nezkrslující pásmové zádrže může být 3 Hz kolem síťového kmitočtu, tj. 50 Hz. Dále jsme ukázali, že principu Lennových filtrů lze použít k návrhu úzkopásmových zádrží s lineární fázovou charakteristikou s vyhovujícím průběhem amplitudové charakteristiky v jak nepropustném, tak i propustných pásmech. Oproti klasickým filtrům obdobných vlastností vynikají Lennovy pásmové zádrže rychlostí výpočtu. Prakticky jsme ověřili, že především při nerekurzivní realizaci jsou jejich nároky na výpočetní čas srovnatelné s nároky nelineárních algoritmů, na rozdíl od nich však nezbytně nevyžadují synchronizaci vzorkování signálu sítovým kmitočtem, ani nepřítomnost myopotenciálů.

Nevýhodou lineárních úzkopásmových zádrží všech typů je vznik chybových kmitů v okolí komplexu QRS. Vedle rušivého brumu totiž filtr potlačí i příslušné složky ze spektra užitečného signálu - velikost parazitních kmitů je proto dána velikostí těchto spektrálních složek, tj. konkrétním tvarem komplexu QRS a dále tvarem impulsové odezvy použitého filtru. Impulsové charakteristiky diskutovaných pásmových zádrží mají kmitavý charakter. Zužování potlačovaného pásma zvyšováním řádu přenosové funkce filtru je provázeno prodlužováním impulsové charakteristiky při současném snižování jejich kmitů, což vede i k tlumení zákmitů v okolí komplexu QRS. Při zpracování konkrétního signálu je třeba mít na paměti, že má smysl prodlužovat impulsovou odezvu filtru jen po určitou mez, která souvisí s periodou signálu.

Protože struktura Lennových filtrů umožňuje jednoduché přeladění, mohou se v budoucnu použít i pro konstrukci adaptivních filtrů průběžně se přizpůsobujících okamžitým vlastnostem filtrovaného signálu.

4 Dynamický filtr pro potlačení driftu nulové izolíe signálu EKG

Výběr vhodného filtru pro potlačení kolísání nulové izolíe signálu EKG je díky možnému prolínání spekter užitečného signálu a rušení kompromisem poznamenaným dvěma protichůdnými požadavky: dosáhnout maximálního potlačení rušení, ale nepoškodit přitom užitečný signál nad přijatelnou mez.

Kmitočtové složky tohoto druhu rušení mohou zasahovat do dolní části spektra užitečného signálu. Mezní frekvence použité lineární horní propusti by měla být co nejvyšší, ale zároveň taková, aby nedošlo k poškození dolní části spektra užitečného signálu. Za předpokladu ideálního (tj. přesně periodického) signálu EKG se ukázala jako optimální horní propust s mezní frekvencí (pro pokles zisku o 0,5 dB) ztotožněnou s tepovou frekvencí, tj. se základním kmitočtem takového idealizovaného signálu EKG.

Tepová frekvence reálného signálu EKG však konstantní není. Při zpracování signálu v režimu off-line (tj. krátkého, několikasekundového záznamu) lze použít lineární horní propust s mezní frekvencí odpovídající předem zjištěné nejnižší hodnotě tepové frekvence, resp. převrácené hodnotě nejdelšího intervalu RR zpracovávaného úseku signálu. Použití časově proměnného filtru, který by se přizpůsoboval aktuální hodnotě intervalu RR se v takovém případě může jevit jako zbytečná komplikace, která nevnese do předzpracování signálu výraznější zlepšení (ovšem jen za Předpokladu, že ve zpracovávaném úseku signálu nejsou výrazné rytmické změny). Použití lineárního časově invariantního filtru s mezní frekvencí přizpůsobenou tepové frekvenci je poněkud problematické v režimu on-line. Mezní frekvence, nastavená podle tepové frekvence zjištěné ve fázi učení na začátku snímání, může být po krátké době nevyhovující - zvýšení tepové frekvence, které by umožnilo i zvýšení mezní frekvence filtru a tím i zvýšení účinnosti filtrace, zůstane nevyužito, při poklesu tepové frekvence lze očekávat nepřijatelné zkreslení užitečného signálu potlačením dolní části jeho spektra. Při snímání v reálném čase se proto doporučuje přizpůsobení mezní frekvence nejnižší předpokládané tepové frekvenci, a to za cenu nižší účinnosti filtrace. AHA (American Heart Association) doporučuje mezní frekvenci 0,67 Hz pro pokles zisku o 3 dB. Od filtrů proměnných v čase, tj. od systémů, jejichž frekvenční vlastnosti se (samozřejmě bez rušivých přechodových dějů) kontinuálně přizpůsobují právě aktuální tepové frekvenci, lze tedy očekávat výrazné kvalitativní zlepšení zejména v režimu on-line.

4.1 Požadavky na lineární horní propust pro potlačení driftu

Vedle již zmíněného požadavku na hodnotu mezní frekvence horní propusti je nezbytná lineární fázová charakteristika použitého filtru, nejlépe v celém přenášeném kmitočtovém pásmu. Dalším požadavkem je dodržení maximálního přípustného zvlnění modulové charakteristiky v propustném pásmu filtru v rozmezí $\pm 0,5$ dB [2]. Má-li mít příslušná horní propust proměnnou frekvenční charakteristiku podle okamžité hodnoty tepové frekvence, znamená to (odhlédneme-li prozatím od problému stanovení této hodnoty), že je nutné teoreticky v každém taktu navrhnout vhodný lineární filtr. V úvodu jsme naznačili, že časově proměnná filtrace má smysl zejména při zpracování v reálném čase. Pak je třeba v každém taktu (tzn. během vzorkovacího intervalu) zvládnout následující činnosti:

- zjistit okamžitou hodnotu tepové frekvence,
- navrhnout filtr (resp. vypočítat aktuální impulzovou charakteristiku),
- vypočítat vzorek výstupního signálu (a současně přitom zajistit konstantní skupinové zpoždění proměnného filtru).

4.2 Použitý filtr a jeho vlastnosti

Zvláštní skupinou lineárních (časově invariantních) filtrů, které se uplatňují při potlačení driftu signálu EKG, jsou Lymnovy dolní propusti s obecnou přenosovou funkcí

$$H_{dp}(z) = \frac{1}{K} \frac{1 - z^{-K}}{1 - z^{-1}} = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^{K-1} z^{-i}$$

a impulsovou charakteristikou

$$h_n = 1/K \text{ pro } n \in \langle 0, K-1 \rangle$$

$$h_n = 0 \text{ pro } n \notin \langle 0, K-1 \rangle$$

Modulová frekvenční charakteristika uvedeného filtru má však příliš velké zvlnění v nepropustném pásmu a odvozená horní propust (realizovaná odečtením výstupu dolní propusti od vhodně zpožděného vstupního signálu) by nebyla vyhovující z hlediska značného zvlnění modulové charakteristiky v propustném pásmu. Vyhovující je však horní propust odvozená z dvojice Lymnových dolních propustí v sérii.

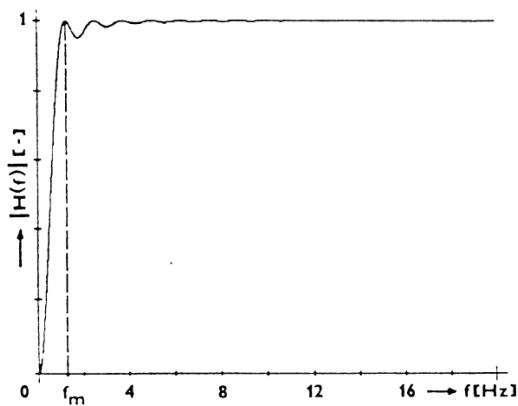
$$H_{hp}(z) = z^{-\tau} - H_{dp}^2(z) = z^{-\tau} - \left[\frac{1}{K} \frac{1 - z^{-K}}{1 - z^{-1}} \right]^2$$

kde τ je skupinové zpoždění dolní propusti s přenosovou funkcí $H_{dp}(z)$,

$$\tau = K-1$$

Zvlnění modulové charakteristiky horní propusti kolísá v propustném pásmu v rozmezí 0 až -0,4 dB. Mezní frekvence

horní propusti, která odpovídá frekvenčnímu intervalu, během kterého přenos vzroste z hodnoty 0 na hodnotu 1 (obr. 16), je dána jednoduchým vztahem



Obr. 16. Ukázka modulové frekvenční charakteristiky horní propusti kde $K = f_{vz}/f_{EKG} = 500/1,25 = 400$

$$f_m = \frac{f_{vz}}{K}$$

kde f_{vz} je vzorkovací kmitočet. Šířka pásma horní propusti je tedy dána konstantou K a vlastní návrh výchozí dolní propusti spočívá ve výpočtu této konstanty,

$$K = \frac{f_{vz}}{f_{EKG}} = f_{vz} * T_{EKG}$$

když f_{EKG} je aktuální frekvence signálu EKG, se kterou ztotožňujeme mezní frekvenci horní propusti ; T_{EKG} je aktuální délka periody EKG - tedy interval RR. Přenosová funkce nerekurzivní realizace horní propusti má tvar

$$H_{hp}(z) = z^{-(K-1)} - \frac{1}{K^2} (1 + z^{-1} + z^{-2} + \dots + z^{-(K-1)})^2$$

nebo

$$H_{hp}(z) = z^{-(K-1)} - \frac{1}{K^2} (1 + 2z^{-1} + 3z^{-2} + \dots + Kz^{-(K-1)} + \dots + 3z^{-(2K-3)} + 2z^{-(2K-2)} + z^{-(2K-1)})$$

4.3 Řídicí signál filtru

Řízení mezní frekvence dolní propusti H_{dp}^2 je tedy možné pouhou změnou konstanty K , tj. změnou délky impulsové charakteristiky podle aktuální (okamžité) délky intervalu RR (tj. T_{EKG}).

Okamžitou délku intervalu RR lze získat interpolací hodnot intervalů RR změřených v místech výskytů komplexů QRS. Z toho vyplývá nutnost současného použití dostatečně rychlého detektoru komplexů QRS. Vzhledem k tomu, že je požadavek průběžného měření tepové frekvence v reálném čase v praxi běžný, nepředstavuje detekce komplexů QRS práci navíc - jedná se vlastně o další využití informace, kterou detektor poskytuje. Změna mezní frekvence filtru až po uplynutí každého cyklu by byla příliš radikální, a proto provázena nepříjemnou skokovou změnou ve výstupním signálu. Z toho důvodu je žádoucí mít možnost měnit frekvenční vlastnosti filtru kontinuálně, nejlépe v každém taktu - hodnoty změřených intervalů RR je tedy nutné interpolovat. Na základě experimentálních výsledků se domníváme, že lineární interpolace, tj. aproximace okamžité délky intervalu RR lomenou přímkou s uzlovými body v okamžicích výskytu impulzů z detektoru QRS, lze považovat za postačující.

4.4 Realizace filtru

Velmi důležitým požadavkem na filtraci je zajištění konstantního skupinového zpoždění filtru (tj. lineární fázové charakteristiky), nezávislého na právě aktuální hodnotě konstanty K (tj. na aktuální délce impulzní charakteristiky). Dosáhnout toho lze nerekurzivní realizací filtru, kdy je impulzní charakteristika rozložena symetricky okolo středu, který je zpožděn o maximální možné zpoždění které odpovídá maximální možné hodnotě konstanty K (tj. nejdelší možné periodě signálu T_{EKG}).

Schématicky je tato situace znázorněna na obr. 17. Nejstarší hodnota uložená v bufferu okamžitých (změřených a interpolovaných) hodnot intervalů RR udává aktuální délku impulzní charakteristiky filtru. Při $f_z = 500$ Hz a minimální uvažované tepové frekvenci $f_{EKG} = 0,5$ Hz je

$$K_{\max} = f_{\text{vz}} T_{\text{EKG}} = 1000$$

a

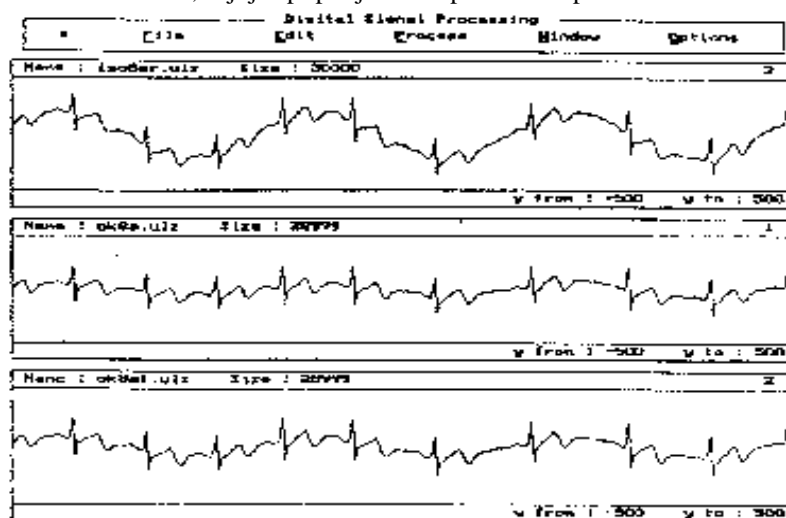
$$\tau_{\max} = K_{\max} - 1 = 999$$

Obr. 17. Schématické znázornění principu dynamického filtru s konstantním skupinovým zpožděním

Impulzní charakteristika má celkem $2K_{\max} - 1 = 1999$ vzorků, tj. 999 vzorků na obě strany od středního vzorku zpožděného o τ_{\max} . V tomto mezním případě je využit celý buffer vzorků vstupního signálu. Kratší délce intervalu RR (tj. nižší hodnotě T_{EKG}) odpovídá nižší hodnota K , nicméně impulzní charakteristika je v každém případě rozložena symetricky okolo středu zpožděného o τ_{\max} , čímž je zajištěno konstantní skupinové zpoždění filtru.

4.5 Ukázka filtrace

Ukázku filtrace uvádíme na následujícím modelu: reálný signál EKG byl nejdříve filtrován horní propustí s mezním kmitočtem 3 Hz, aby bylo bezpečně potlačeno rušení na velmi nízkých kmitočtech. Takto upravený signál byl posléze kontaminován aditivním harmonickým rušivým signálem o kmitočtu 0,5 Hz. Filtrace takto uměle zarušeného signálu byla realizována jak časově invariantní lineární horní propustí, tak i horní propustí s časově proměnnou frekvenční charakteristikou, o jejíž popis jsme se pokusili v předchozích odstavcích.



Obr. 18. Ukázka filtrace signálu EKG s umělým harmonickým driftem.

Na obr. 18 jsou záznamy signálů (shora dolů) s umělým harmonickým rušením před filtraceí, po filtraceí časově proměnným filtrem a po filtraceí horní propustí s pevnou mezní frekvencí. Mezivýsledky zpracování signálu z obr. 18 uvádíme na obr. 19, kde je v horní části zaznamenáno kolísání délky intervalu RR (po lineární interpolaci) a v dolní části (zesílený) výstup dolní propusti, který je v konečné fázi filtrace odečítán od zpožděného vstupního signálu. Prostřední kresba odpovídá výstupu dolní propusti s průběžně optimalizovanou mezní frekvencí, v dolní části je zaznamenán výstup invariantního filtru, jehož mezní frekvence byla přizpůsobena nejdelšímu intervalu RR zobrazeného úseku signálu, který byl 786 ms, což odpovídá mezní frekvenci 1,25 Hz.

Obr.19. Mezivýsledky filtrace z obr. 17

Z průběhů je zřetelná vyšší účinnost dynamického filtru v úsecích s vyšší tepovou frekvencí (resp. s kratším intervalem RR). Interval RR kolísá v rozmezí 768 až 520ms, mezní frekvence dynamického filtru pak mezi 1,25 a 1,92 Hz. Rozdíl v účinnosti obou způsobů filtrace by byl podstatně markantnější v neprospěch časově invariantního filtru, kdyby jeho mezní frekvence byla pouze 0,67 Hz, jak je běžné při zpracování v reálném čase.

Použití dynamické horní propusti s proměnnou mezní frekvencí, která obsahuje jednoduché Lynnovy filtry, se jeví jako optimální z několika důvodů. Horní propusti odvozené z Lynnových filtrů jednoznačně vyhovují pro zpracování signálů EKG z hlediska kvality (konstantní skupinové zpoždění, vyhovující zvlnění modulové charakteristiky v propustném pásmu). Jejich návrh spočívá pouze ve výpočtu jedné konstanty (K) - vlastně ve ztotožnění hodnoty této konstanty s počtem vzorků v intervalu RR - a tudíž neklade žádné výpočetní nároky. Časová náročnost výpočtu odezvy filtru odpovídá náročnosti nerekurzivní realizace invariantního filtru téhož typu, zvětšené pouze o výpočet interpolované hodnoty "okamžitého" intervalu RR.

5 Rychlý lineární číslicový filtr pro potlačení driftu nulové izolácie EKG

signálu

Popsaný filtr vychází z principu filtrace s použitím decimátorů a interpolátorů a je navržen z hlediska minimalizace pracnosti výpočtu odezvy. Je diskutován algoritmus výpočtu pro filtraci reálném čase. Pro potlačení rušivých signálů velmi nízkých kmitočtů ze signálů EKG jsou často používány Lynnovy filtry. Základní vlastnosti těchto realizačně úsporných systémů s lineární fázovou charakteristikou jsou stručně popsány dříve. K našemu účelu je vhodná dolní propust s přenosovou funkcí

$$H_{DP}(z) = \left(\frac{1 - z^{-K}}{K - z^{-1}} \right)^2$$

jejíž výstup je odečítán od vstupní posloupnosti zpožděné o zpoždění systému H_{DP}

$$\tau = K - 1$$

Výsledná horní propust s přenosovou funkcí

$$H_{HP}(z) = z^{-\tau} - H_{DP}(z)$$

pak bude mít v propustném pásmu zvlnění modulu přenosu nevybočující z rozmezí 0 až -0,4 dB (kvůli zvlnění je také H_{HP} realizována dvěma shodnými filtry v kaskádě), což je pro filtraci signálu EKG postačující. Konstanta K , která určuje mezní kmitočet filtru, může být přizpůsobena střední tepové frekvenci elektrokardiogramu. Filtry jsou velmi snadno přeladitelné. Jejich další důležitou výhodou je lineární průběh fázové frekvenční charakteristiky.

Studie věnovaná testování metod pro filtraci zátěžových elektrokardiogramů vedla k závěru, že horní propust popsaná vztahem $H_{HP}(z) = z^{-\tau} - H_{DP}(z)$ je zhruba (co do rychlosti a kvality) srovnatelná s metodou kubických splajnů, která se v praxi také často používá. Rychlost výpočtu odezvy filtru však není při použití běžných univerzálních výpočetních prostředků mnohdy uspokojivá. Spotřeba strojového času není zanedbatelná (zejména při zpracování většího počtu svodů), filtrace v reálném čase prakticky nepřipadá v úvahu, nejsou-li k dispozici speciální aritmetické nebo signálové procesory.

5.1 Systémy s celočíselnou aritmetikou

Diferenční rovnice představující rekurzivní algoritmus výpočtu odezvy filtru má tvar

$$Y_n = (x_n - 2x_{n-K} + x_{n-2K}) / K + 2y_{n-1} - y_{n-2}$$

kde může být komplikací dělení konstantou K (řádově stovky), které si kvůli zachování stability filtru vynucuje časově nenáročné výpočty s reálnými čísly (není-li k dispozici aritmetický koprocesor).

Úsporu strojového času může přinést kaskádní realizace,

$$H_{DP}(z) = \left(\frac{1 + z^{-K/2}}{2} \right)^2 \left(\frac{1 + z^{-K/4}}{2} \right)^2 \dots \left(\frac{1 + z^{-1}}{2} \right)^2, K = 2^i$$

Použití sady elementárních nerekurzivních filtrů v sérii umožňuje celý výpočet provést pomocí operací s celými čísly (s celočíselným dělením). Realizace kaskádou však vyžaduje volbu konstanty K jako mocninu dvou, takže přeladitelnost filtru je uskutečnitelná jen po dosti velkých skocích. Mezní kmitočet odvozené horní propusti lze přibližně vyjádřit vztahem

$$f_m = \frac{f_{vz}}{f_K}$$

(na tomto kmitočtu je modul přenosu horní propusti jednotkový, ale aktuální mezní frekvence koresponduje s poklesem o 0,5 dB a je tedy o něco nižší; u kaskádní realizace výchozí dolní propusti pak připadá v úvahu jen velmi málo hodnot konstanty K uvážíme-li, že se tepová frekvence EKG pohybuje v rozmezí 0,5 až 3 Hz. Při nejčastěji používaném vzorkovacím kmitočtu 500 Hz prakticky připadají v úvahu jen hodnoty 2^8 , 2^9 nebo 2^{10}).

Škálu přepínaných kmitočtů lze zjemnit využitím modifikovaných kaskádních systémů, u kterých bude hodnota K rovna 3-násobku (resp. 5-násobku, 7-násobku, atd.) mocniny dvou. Přenosová funkce např. pro $K = 3 \cdot 2^1$ může mít tvar

$$H_{DP}(z) = \left(\frac{1 + z^{-K/2}}{2} \right)^2 \left(\frac{1 + z^{-K/4}}{2} \right)^2 \dots \left(\frac{1 + z^{-6}}{2} \right)^2 \left(\frac{1 + z^{-1} + z^{-2}}{3} \right)^2$$

Kombinace systému umožní pro $f_{vz} = 500 \text{ Hz}$ volbu K z množiny hodnot $(3 \cdot 2^6, 2^8, 3 \cdot 2^7, 2^9, 3 \cdot 2^8, 2^{10})$

Podle zkušeností představují kaskádní systémy s celočíselnými operacemi přibližně 60% úsporu doby výpočtu odezvy oproti rekurzivní realizaci.

5.2 Princip filtrace s decimací vzorkovacího kmitočtu

Nápad s kaskádní realizací vychází z Lynnovy dolní propusti vede na myšlenku podstatného zrychlení výpočtu odezvy, založeného na známém principu filtrace s použitím decimátorů a interpolátorů. Tento způsob realizace se osvědčuje zejména při návrhu úskopásmových propustí. Čím užší je totiž propustné pásmo filtru ve vztahu ke vzorkovacímu kmitočtu, tím vyšší jsou u klasických realizací filtrů nároky na dobu výpočtu, vyplývající z dlouhé impulsové charakteristiky či z potřeby přesného vyjádření koeficientů vedoucího mnohdy k výpočtům s dvojnásobnou přesností.

decimační filtr vybraná posloupnost zředěná posloupnost interpolační filtr

Obr.20. Blokové schéma filtru s decimací vzorkovacího kmitočtu

Principiální schéma filtru s decimací a interpolací je na obr. 18. Smyslem decimace (snížení vzorkovacího kmitočtu výběrem každého M -tého vzorku) je zmenšení nároků na šířku pásma a strmost amplitudové charakteristiky implementovaného filtru. Účelem interpolace je obnovení původního (nebo nastavení jiného) vzorkovacího kmitočtu.

Nezbytnou součástí decimace je decimační filtr. Při návrhu dolní propusti s úzkým přenášeným pásmem to bývá obvykle také dolní propust, která by měla zachovat nezkrácené nejnižší (užitečné) frekvenční pásmo a navíc signál kmitočtově omezit tak, aby se jeho vyšší frekvenční složky nepřenášely po decimaci (zrcadlově přes poloviční hodnotu zmenšeného vzorkovacího kmitočtu) jako parazitní do pásma, které má propouštět finální filtr. Schematicky je tato situace znázorněna pro decimaci dvěma na obr.2a.

Obr.21. Frekvenční závislost modulu přenosu. a) ideálního decimačního filtru před dělením vzorkovacího kmitočtu 2 b) ideálního interpolačního filtru po zvýšení vzorkovacího kmitočtu na dvojnásobek vložením nulových vzorků

V interpolátoru je mezi sousední vzorky filtrované vybrané posloupnosti vkládáno $L-1$ vzorků nulové hodnoty. Příkladně-li se terminologie, vznikne L -krát zředěná posloupnost, jejímž obrazem je L -krát opakovaný obraz původní vybrané posloupnosti. Jinými slovy spektrum signálu reprezentovaného zředěnou posloupností je rovno periodicky se opakujícímu spektru diskretního signálu na vstupu interpolátoru; délka periody spektra odpovídá vzorkovacímu kmitočtu před interpolací. Interpolační filtr pak slouží k zachování žádaného propustného pásma a potlačení všech ostatních. Příklad pro $L = 2$ je na obr. 21b. Z obrázků 21a, b vyplývá, že systém, který je použitý jako decimační filtr, může plnit také funkci filtru interpolačního.

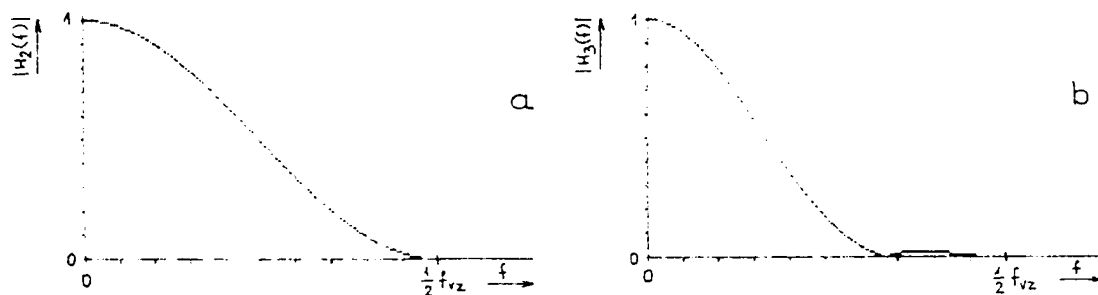
Samozřejmý je požadavek minimální pracnosti výpočtů odezvy decimačních a interpolačních filtrů. Z tohoto důvodu bývá užitečné realizovat decimátory i interpolátory jako vícestupňové.

5.3 Návrh horní propusti s minimalizovanou pracností výpočtu odezvy

Při konstrukci dolní propusti pro nalezení průběhu kolísání nulové izolinie signálu EKG jsme vyšli s postupného dělení vzorkovacího kmitočtu dvěma. K účelu decimace dvěma, která je pro svou ekonomičnost v praxi často používaná, byla publikována zvláštní skupina tzv. filtrů s polovičním pásmem (half band filters) různé kvality a tím i různé výpočetní náročnosti.

Protože se nám jednalo především o dosažení maximální rychlosti výpočtu. Sáhli jsme po nejjednodušší decimační (a zároveň i interpolační) dolní propusti s přenosovou funkcí

$$H_2(z) = \frac{1 + 2z^{-1} + z^{-2}}{4}$$



Obr.22. Frekvenční závislost modulu přenosu

a) filtru H_2

b) filtru H_3

s lineární fázovou charakteristikou a s amplitudovou frekvenční charakteristikou na obr. 22a. Tento nerekurzivní decimální filtr funguje zároveň i jako decimátor, protože umožňuje počítat pouze každý druhý výstupní vzorek. Původní vzorkovací kmitočet 500 Hz je postupně dělen dvěma v závislosti na předem zjištěné střední tepové frekvenci celkem 6 až 8krát, tj. na výsledné vzorkovací kmitočty 7,81 Hz, 3,91 Hz nebo 1,95 Hz a nakonec filtrován finální dolní propustí, buď opět H_2 s nulovým přenosem v polovině, nebo H_3 (obr. 22b) s přenosovou funkcí

$$H_3(z) = \left(\frac{(1+z^{-1})(1+z^{-1}+z^{-2})}{12} \right)^2$$

a s přibližně nulovým přenosem od třetiny vzorkovacího kmitočtu po decimaci. Výsledná horní propust (po interpolaci a odečtení výstupu dolní propusti od zpožděného vstupního signálu) má nastavitelný mezní kmitočet pro pokles amplitudové charakteristiky o 0,5 dB.

Počet interpolačních stupňů je shodný s počtem stupňů decimálních. Budeme-li předpokládat konstantní tepovou frekvenci, je po decimaci vzorkovací kmitočet jejím dvojnásobkem (při finální filtraci systémem H_2) nebo trojnásobkem (při použití H_3). Znamená to, že finální dolní propust zpracovává pouze dva nebo tři vzorky na délce jednoho cyklu EKG. Snadno lze ukázat, že při použití systému H_2 popsaného diferenční rovnicí

$$y_n = (x_n + 2x_{n-1} + x_{n-2})/4$$

jako interpolačního filtru má smysl při každém zvýšení vzorkovacího kmitočtu na dvojnásobek počítat pouze interpolované hodnoty (tzn. korigovat jen vložené vzorky), které budou aritmetickým průměrem již dříve vypočítaných hodnot sousedních vzorků. Jedná se tedy o aproximaci kolísání nulové linie signálu EKG lomenou přímkou se dvěma až třemi uzlovými body v jednom cyklu.

5.3.1 Pracnost výpočtu odezvy filtru

Podívejme se nyní, jaká je pracnost výpočtu odezvy dolní propusti s decimací vzorkovacího kmitočtu ve srovnání s jinými realizacemi. Nejdříve se zastavíme u pracnosti kaskádní realizace, ze které filtr s decimací víceméně vychází. Každý elementární filtr z kaskády zpracovává signál o původním vzorkovacím kmitočtu. Pracnost výpočtu jednoho výstupního vzorku elementárního filtru vyplývá z diferenční rovnice

$$y_n = (x_n + 2x_{n-j} + x_{n-2j})/4, \text{ kde } j=2,4,8,\dots,K/2$$

Bez pomocných operací s indexy (kterým se lze vyhnout) je pracnost dána 3 součty (s) a 1 celočíselným dělením (d). Při $K=2$ bude pracnost systému s i elementárními filtry

$$P = (3s+d)Ni, \text{ kde } N \text{ je počet vzorků}$$

Nyní předpokládejme řešení odpovídající dolní propusti kaskádou i-1 decimátorů a stejného počtu interpolátorů s nejjednoduššími decimálními a interpolačními filtry i filtrem finálním typu H_2 . Blokové schéma dolní propusti je na obr.23.

decimátor

filtr

interpolátor

Obr.23. Blokové schéma filtru s (i-1) decimátory a interpolátory

Systémy s decimací vzorkovacího kmitočtu jsou zhruba 6-krát rychlejší než kaskádní filtry pracující s neměnným vzorkovacím kmitočtem.

Při testování na univerzálním počítači (v Turbo Pascalu V4.0 na PC: X1' bez aritmetického koprocesoru) se tyto systémy ukázaly jako přibližně 2,5 krát pomalejší než kaskádní realizace a 15-krát pomalejší než realizace s decimací vzorkovacího kmitočtu.

5.3.2 Algoritmus výpočtu a jeho optimalizace pro filtraci v reálném čase

Algoritmus výpočtu odezvy a jeho zamýšlenou modifikaci naznačíme pro jednoduchý případ filtrace se třemi decimátory (s postupným dělením vzorkovacího kmitočtu dvěma), finálním filtrem a třemi interpolátory pro obnovení původního vzorkovacího kmitočtu. Dále budeme pro jednoduchost předpokládat, že decimační, finální i interpolační filtry mají shodnou přenosovou funkci.

Na obr. 24 je zobrazena struktura algoritmu výpočtu odezvy výchozí dolní propusti grafem signálových toků, kde uzly vyjadřují proměnné (tj. vzorky posloupnosti) a orientované větve vyjadřují vlivy počátečních uzlů na koncové (bez uvedení konstant, jimiž se násobí hodnoty výchozích proměnných před přičtením k hodnotám výsledných proměnných). Při uvažované třístupňové decimaci vstupu je zřejmě do finálního filtru signál o vzorkovacím kmitočtu $f_{vz}/8$ (kde f_{vz} je výchozí vzorkovací frekvence).

Obr.24. Znáznornění výpočtu odezvy filtru grafem signálových toků

Z obr. 24 lze vyvodit, že pro každý 8. vstupní vzorek se výpočetní operace opakují.

S grafem signálových toků koresponduje vývojový diagram na obr.25.

Má-li výpočet probíhat v reálném čase, může se nerovnoměrné rozložení pracností v jednotlivých taktách (vzorkovacích intervalech vstupního signálu) ukázat jako nevýhodné. V tukovém případě může být žádoucí sáhnout k volbě vhodných Zpoždění po sobě následujících výpočtů odezev filtru a dosáhnout tím rozložení pracností podstatně rovnoměrnějšího.

V našem případě jsou všechny decimační a interpolační filtry shodné, avšak interpolační filtry jsou charakterizovány nižší výpočetní náročností než jejich decimační protějšky. Výpočet může být tedy organizován tak, aby v každém taktu byla počítána odezva jednoho decimačního filtru a jeho interpolačního protějšku s výjimkou (každého 8.) taktu, který bude vyhrazen pouze výpočtu odezvy filtru finálního. Dosáhneme toho zpožděním výpočtů odezev jednotlivých filtrů naznačeným podle Tab. 4.

Obr.25 Vývojový diagram výpočtu odezvy s nerovnoměrným rozložením pracnosti

Tab.4. Zpoždění výpočtu odezvy jednotlivých elementárních filtrů pro dosažení optimálního rozložení pracnosti výpočtu odezvy výsledného filtru

filtr	odvození zpoždění výpočtu odezvy filtrů při 3-stupňové decimaci	logická podmínka výpočtu
1.decimální	$2^0 - 1 = 0$	dec1
2.decimální	$2^0 - 1 = 1$	dec1 \wedge dec2
3.decimální	$2^0 - 1 = 3$	dec1 \wedge dec2 \wedge dec3
finální	$2^0 - 1 = 7$	dec1 \wedge dec2 \wedge dec3
1.interpolační	$2(2^3 - 1) - (2^2 - 1) = 11$	dec1 \wedge dec2 \wedge dec3
2.interpolační	$2(2^3 - 1) - (2^1 - 1) = 13$	dec1 \wedge dec2
3.interpolační	$2(2^3 - 1) - (2^0 - 1) = 14$	dec1

Při testování na reálných signálech se náš systém s decimací vzorkovacího kmitočtu ukázal jako použitelný, i když kvalitativně nedosahuje úrovně svého rekursivního nebo kaskádního protějšku. Je to způsobeno použitím nejjednodušších a současně nejméně kvalitních decimálních a interpolačních filtrů, jejichž charakteristiky (obr. 22a, b) se poněkud odchyľují od požadavků schematicky znázorněných na obr. 21a, b. Použití kvalitnějších decimálních a interpolačních filtrů samozřejmě nic nebrání, avšak s kvalitou se zvýší i pracnost výpočtu.

6 Realizace filtrů Lynnova typu pro potlačení rušení signálu EKG v prostředí Matlab.

6.1 Potlačení brumu (síťového rušení)

Rušení není problémem při zajištění podmínek pro kvalitní snímání (zejména zanedbatelné přechodové odpory elektroda-kůže), ale velmi často tyto podmínky personál nezajistí...

V naší práci použijeme pásmové zadržky odvozené z Lypnových dolních propustí.

Výchozí pásmová propust se středy propustných pásem na kmitočtech $i \cdot 50$ má přenosovou

$$\text{funkci } H_{pp}^2(z) = \left(\frac{1 - z^{-pk}}{k(1 - z^{-5})} \right)^2$$

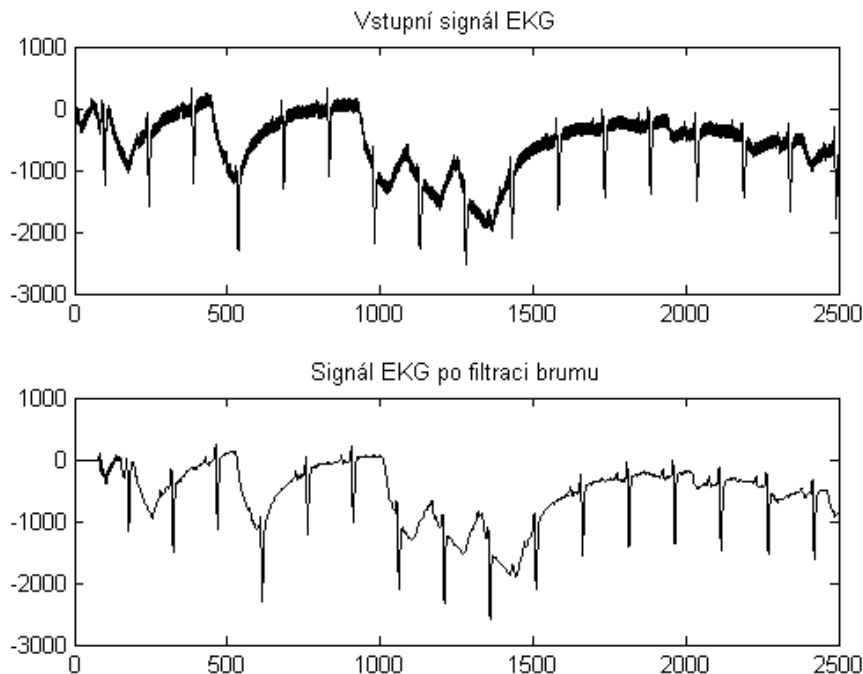
$$\text{Výsledná pásmová zadržka pak } H_{pz}(z) = z^{(-5k-5)} - H_{pp}^2(z)$$

Pro realizaci v Matlabu jsem použil nerekurzivní systém, jehož struktura je do značné míry závislá na K. Pro K=16 mohou být výše přenosové funkce upraveny následujícím způsobem:

$$H_{pp}(z) = \left(\frac{1 + z^{-40}}{2} \right)^2 \left(\frac{1 + z^{-20}}{2} \right)^2 \left(\frac{1 + z^{-10}}{2} \right)^2 \left(\frac{1 + z^{-5}}{2} \right)^2 * \left(\frac{-1 - z^{-1} + 4z^{-2} - z^{-3} - z^{-4}}{5} \right)^2$$

$$\text{A výsledná zadržka je } H_{pz}(z) = z^{-79} - H_{pp}^2(z)$$

Na obr.26 je výsledek filtrace síťového brumu ze signálu EKG. Kde v horní části je vstupní signál a ve spodní části signál po filtraci brumu.



Obr.26. Filtrace brumu v prostředí Matlab

6.2 Potlačení driftu

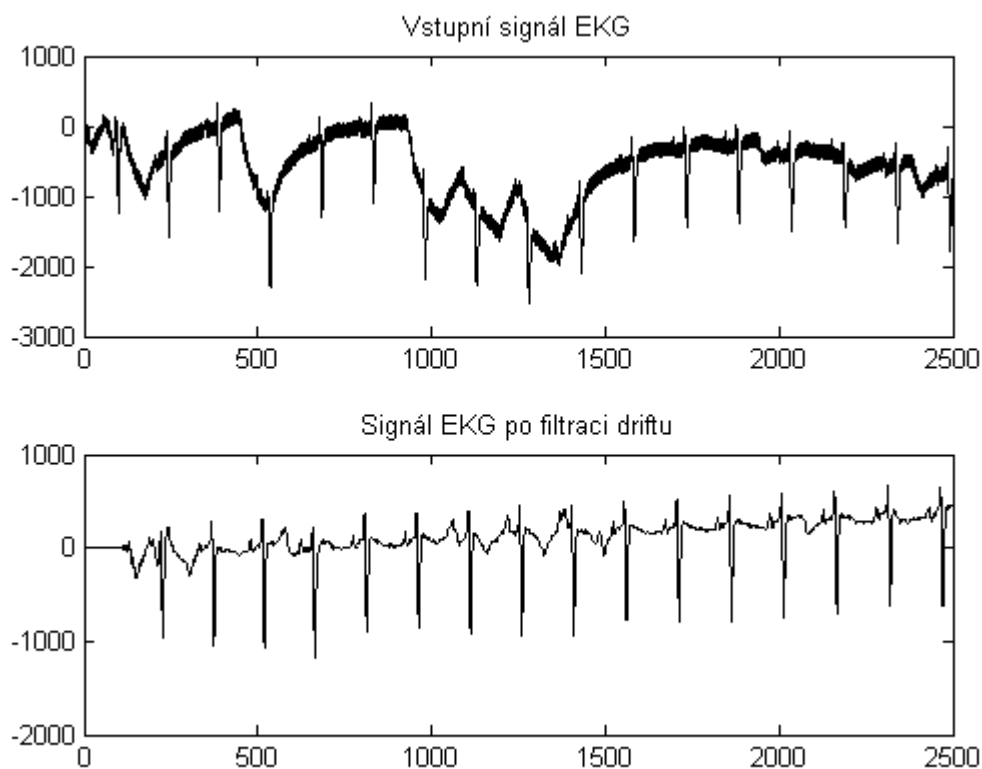
Pro filtraci jsme použili Lypnovy filtry, které vycházejí z hřebenových filtrů.

Jako vyhovující se jeví Lypnova dolní propust s přenosovou funkcí:

$H_{dp}(z) = \frac{1}{K} \frac{1 - z^{-K}}{1 - z^{-1}}$ a odvozená horní propust realizovaná odečtením výstupu dolní propusti od vhodně zpožděného vstupního signálu. Vyhovující je však horní propust odvozená z dvojice Lynnových dolních propustí v sérii.

$$H_{hp}(z) = z^{-\tau} - H_{dp}^2(z) = z^{-\tau} - \left[\frac{1}{K} \frac{1 - z^{-K}}{1 - z^{-1}} \right]^2$$

Na obr.27. je v horní části vstupní signál vzorkovaný frekvencí 250Hz a v dolní části signál po filtraci Lynnovou horní propustí.



Obr.27. Filtrace driftu v prostředí Matlab

7 Realizace časově proměnného filtru v prostředí Matlab.

Časově proměnná filtrace má smysl zejména při zpracování v reálném čase, kdy je potřeba v každém taktu

(během vzorkovacího intervalu) zvládnout následující činnosti:

- zjistit okamžitou hodnotu tepové frekvence
- navrhnout filtr(vypočítat aktuální impulsovou charakteristiku)
- vypočítat vzorek výstupního signálu

Pro filtraci driftu signálu EKG použijeme Lynnovy dolní propusti s obecnou přenosovou funkcí

$$H_{dp}(z) = \frac{1}{K} \frac{1 - z^{-K}}{1 - z^{-1}} = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^{K-1} z^{-i}$$

a impulsovou charakteristikou

$$h_n = 1/K \text{ pro } n \in \langle 0, K-1 \rangle$$

$$h_n = 0 \text{ pro } n \notin \langle 0, K-1 \rangle$$

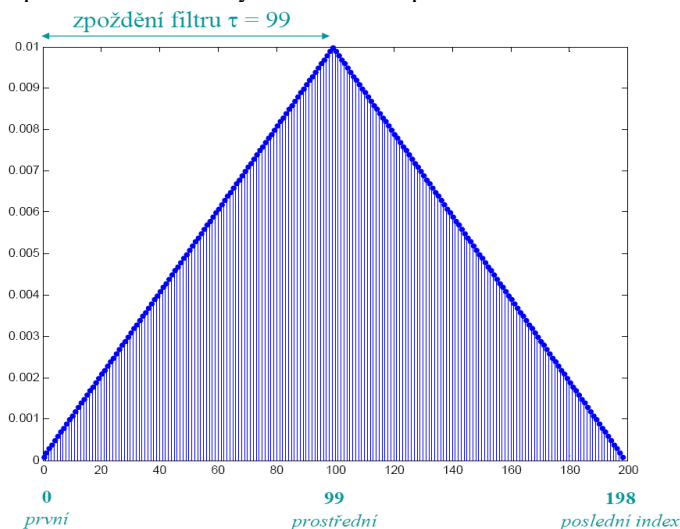
Modulová frekvenční charakteristika uvedeného filtru má však příliš velké zvlnění v nepropustném pásmu a odvozená horní propust by nebyla vyhovující z hlediska značného zvlnění modulové charakteristiky v propustném pásmu. Vyhovující je však horní propust odvozená z dvojice Lynnových dolních propustí v sérii.

$$H_{hp}(z) = z^{-\tau} - H_{dp}^2(z) = z^{-\tau} - \left[\frac{1}{K} \frac{1 - z^{-K}}{1 - z^{-1}} \right]^2 \text{ kde } \tau \text{ je skupinové zpoždění dolní propusti s přenosovou funkcí}$$

$$H_{dp}^2(z)$$

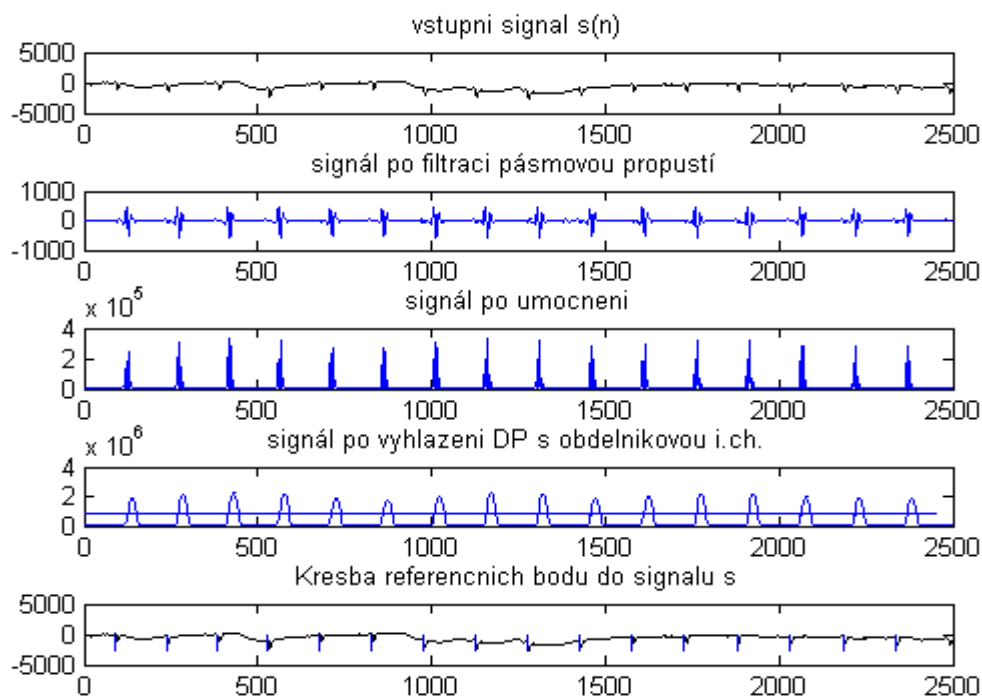
Proměnná mezní frekvence je dána vztahem $f_m = \frac{f_{vz}}{K}$ kde f_{vz} je vzorkovací kmitočet. Šířka pásma horní propusti je

tedy dána konstantou K a vlastní návrh výchozí dolní propusti spočívá ve výpočtu této konstanty. Řízení mezní frekvence je tedy dáno změnou konstanty K tedy okamžitou změnou délky impulsní charakteristiky. Okamžitou délku impulsní charakteristiky lze získat interpolací hodnot intervalů RR změřených v místech výskytu RR.



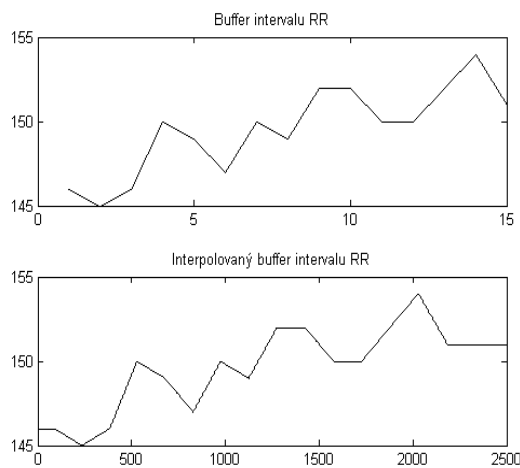
Obr. 28. Impulsní charakteristika filtru pro K=100

Pro zjištění aktuální délky impulsní charakteristiky využijeme dostatečně rychlý detektor komplexů QRS. Příklad detektoru realizovaného v prostředí Matlab je na obr.29.

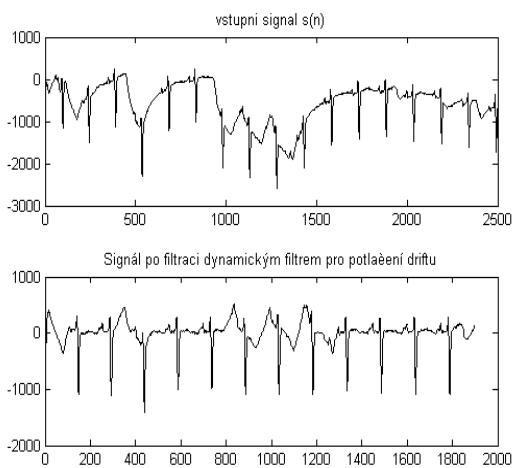


Obr.29. Detekce komplexů RR

Důležitým požadavkem je zajistit konstantní skupinové zpoždění filtru nezávislého na aktuální hodnotě K . Dosáhnout toho lze nerekurzivní realizací filtru, kdy je impulzní charakteristika rozložena symetricky okolo středu, který je zpožděn o maximální možné zpoždění které odpovídá maximální možné hodnotě konstanty K .



Obr.30. Zjištěné a interpolované hodnoty intervalu RR



Obr.31. Filtrace signálu EKG časově proměnným filtrem.

Na obr.31. je výsledek filtrace, kde v horní části je vstupní signál a v dolní části signál filtrovaný časově proměnným filtrem.

Závěr

V práci jsme se seznámili s kmitočtovými vlastnostmi jednotlivých rušivých signálů EKG a stanovili jsme požadavky na číslicové filtry pro potlačení úzkopásmových rušivých signálů (kolísání nulové izolínie a síťový brum).

V prostředí Matlab jsme realizovali vhodné lineární filtry pro potlačení těchto signálů. Filtry jsme navrhli pro běžné vzorkovací kmitočty.

Při realizaci filtru pro potlačení síťového brumu v prostředí Matlab, jsme použili filtr Lynnova typu a algoritmus popsáný v (3.3). Výsledek filtrace pro šířku potlačujícího pásma 6,25Hz (obr.26.) se zdá být vyhovující. Nedochozí k výraznějšímu zkreslení signálu.

Pro filtraci driftu ze signálu EKG jsme využili Lynnovu horní propust, popsanou v (7), kterou jsme rovněž využili u filtrace s proměnnou mezní frekvencí kde byl výsledek filtrace přijatelnější.

Pro filtraci signálu EKG v reálném čase horní propustí potlačující kolísání nulové izolínie je optimální použít filtr, jehož mezní frekvence je kontinuálně přizpůsobována aktuální tepové frekvenci. V práci je popsán jednoduše realizovatelný nerekurzivní filtr Lynnova typu s časově proměnnou impulsní charakteristikou průběžně přizpůsobovanou momentální frekvenci signálu EKG. Tento filtr jsme rovněž realizovali v prostředí Matlab. Výsledek filtrace se zdá být postačující a můžeme ho nalézt na obr.31. Při filtraci dochází ke ztrátě části vzorků na začátku signálu z důvodu zjišťování intervalu RR, který lze získat až po první a druhé R vlnu.

Seznam literatury

[1] LYNN,P:A AN Introducton to the Analysis and Processing of Signále. Macmillan, 1989.

[2] TOMPKINS,W J. (Editor): Biomedical Digital Signal Processing. New persey: Prentice-Hall, 1993

Seznam symbolů a zkratek

Symboly

\in	symbol „je prvkem“
\notin	symbol „jnení prvkem“
$x(n)$ -	vstupní vzorek
$y(n)$ -	výstupní vzorek
$H(z)$ -	přenosová funkce

Zkratky

EKG,ECG-	elektrokardiogram
AHA-	American Heart Association
KIO-	konečná impulsní odezva

Seznam příloh

Příloha A-Zdrojové kódy

Příloha B- Obsah přiloženého CD

Příloha A-Zdrojové kódy

```
%*****Dynamický filtr pro potlačení driftu*****
clear all
load s250d;
s = s250d;
fvz=250;

h=figure;
set(h,'NumberTitle','off');
set(h,'Name','Detekce komplexů QRS');
subplot(5,1,1), plot(s,'black'), hold on
title('vstupni signal s(n)')

N = 61;
tau1 = (N-1)/2;
h = fir1(N,[10/(fvz/2) 28/(fvz/2)]);

sPP = filter(h,1,s);
figure(1)
subplot(5,1,2), plot(sPP),title('signál po filtraci pásmovou propustí ')

sPP2 = sPP.^2;
subplot(5,1,3), plot(sPP2),title('signál po umocneni')

No = 25;
tau2 = (No-1)/2;
obd = ones(1,No);
sPP2o = filter(obd,1,sPP2);
subplot(5,1,4), plot(sPP2o),title('signál po vyhlazeni DP s obdelnikovou i.ch.')

sc = sPP2o(1+tau1+tau2:end);
prah = 0.4*max(sc(1:2*fvz));
subplot(5,1,4),

line([1 length(sc)],[prah prah]), hold off
pom = find(sc(1:end)>prah); % indexy nadprahovych hodnot

% nalezneme indexy hranic (Lmez a Pmez),
% ve kterych pak upresnime referencni body
Lmez = [];
Lmez = [Lmez pom(1)];
Pmez = [];
for i = 2:length(pom)
    if pom(i) ~= pom(i-1)+1
        Lmez = [Lmez pom(i)];
        Pmez = [Pmez pom(i-1)];
    end
end
Pmez = [Pmez pom(end)];
% delky vektoru Lmez a Pmez odpovidaji poctu detekovanych QRS

% stanoveni referencnich bodu *****

ref = [];
for i = 1:length(Lmez)
    mx = max(s(Lmez(i):Pmez(i)));
    for j = Lmez(i):1:Pmez(i)
        if s(j) == mx
            ref(i) = j;
        end
    end
end
end
```

```

subplot(5,1,5), % kresba referencnich bodu do signalu s
plot(s,'black'),title('Kresba referencnich bodu do signalu s')
od = min(s); do = max(s);
for k = 1:length(ref)
    line([ ref(k) ref(k)],[od do]),
end
%*****buffer intervalu RR
h=figure;
set(h,'NumberTitle','off');
set(h,'Name','Buffer intervalu RR');
for j = 1:(length(ref)-1);
    K(j)=(ref(j+1)-ref(j));
end
subplot(2,1,1),plot(K,'black'),title('Buffer intervalu RR')

%*****interpolace
for n=1:(length(ref)-2)
    for m=0:K(n)
        deltax(n)=(K(n+1)-K(n))/K(n);
        x(ref(n)+m)=K(n)+m*deltax(n);
    end
end

for n=1:ref(1)-1      %doplnění začátku bufferu
    x(n)=x(ref(1));
end
for n=length(x)+1:length(s) %doplnění konce bufferu
    x(n)=x(length(x));
end

subplot(2,1,2),plot(x,'black'),title('Interpolovaný buffer intervalu RR')

xm=max(x);
%*****
for m=1:length(x)
    y(m)=0;
    h0=ones(1,round(x(m+xm)));    %trojúhelníková impulsní charakteristika
    h1=conv(h0,h0);
    for n=1:2*x(m+xm)-1
        vz(n)=h1(n)*s(m+xm-round(x(m+xm))+h1(n));
        y(m)=y(m)+vz(n);
    end
end
for m=1:length(y)-1;
    yz(m)=y(m)/(x(m+xm)^2);    % výstup dolní propust
end

taumax=max(x)-1    % maximální zpoždění

for n=1:length(yz)
    r(n)=s(250+n-taumax)-yz(n);    % výstup horní propust
end
h=figure;
set(h,'NumberTitle','off');
set(h,'Name','Výsledek filtrace ');
subplot(2,1,1),plot(s,'black'),title('vstupni signal s(n)')
subplot(2,1,2),plot(r,'black'),title('Signál po filtraci dynamickým filtrem pro potlačení driftu')

```

```

%*****Filtrace síťového rušení*****
clear all;
load s250bd

s=s250bd;
fvz=250;

h=figure;
set(h,'NumberTitle','off');
set(h,'Name','Filtrace síťového rušení');

subplot(2,1,1), plot(s,'black')
title('Vstupní signál EKG');

for n=81:length(s)
a(n)=(s(n)+2*s(n-40)+s(n-80))/4;
b(n)=(a(n)+2*a(n-20)+a(n-40))/4;
c(n)=(b(n)+2*b(n-10)+b(n-20))/4;
d(n)=(c(n)+2*c(n-5)+c(n-10))/4;
e(n)=(-d(n)-d(n-1)+4*d(n-2)-d(n-3)-d(n-4))/5;
f=(-e(n)-e(n-1)+4*e(n-2)-e(n-3)-e(n-4))/5;
y(n)=s(n-79)-f;
end

subplot(2,1,2), plot(y,'black'),title('Signál EKG po filtraci brumu');

%*****Filtrace driftu*****
clear all;
load s250bd

s=s250bd;
fvz=250;

h=figure;
set(h,'NumberTitle','off');
set(h,'Name','Filtrace driftu');
subplot(2,1,1), plot(s,'black')
title('Vstupní signál EKG');

K=49;
w(2*K+1-1)=0; w(2*K+1-2)=0; %nastavení počátečních podmínek

for n=2*K+1:length(s)
w(n)=((s(n)-2*s(n-K)+s(n-2*K))/K^2)+2*w(n-1)-w(n-2);%dolní propust
end

for n=K+2:length(s)
z(n)=s(n-K-1)-w(n); %horní propust
end

for n=81:length(z) %filtrace brumu
a(n)=(z(n)+2*z(n-40)+z(n-80))/4;
b(n)=(a(n)+2*a(n-20)+a(n-40))/4;
c(n)=(b(n)+2*b(n-10)+b(n-20))/4;
d(n)=(c(n)+2*c(n-5)+c(n-10))/4;
e(n)=(-d(n)-d(n-1)+4*d(n-2)-d(n-3)-d(n-4))/5;
f=(-e(n)-e(n-1)+4*e(n-2)-e(n-3)-e(n-4))/5;
y(n)=z(n-79)-f;
end
subplot(2,1,2), plot(y,'black'),title('Signál EKG po filtraci driftu');

```

Příloha B- Obsah přiloženého CD

M-file-filtrace_brumu

M-file-filtrace_driftu

M-file-dynamicky_filtr

Bakalářská_práce-Tomáš_Ráček

Soubor-metadat