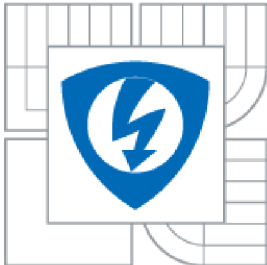




VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY**

**FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS**

ADAPTIVNÍ ČÍSLICOVÁ FILTRACE BIOLOGICKÝCH SIGNÁLŮ

ADAPTIVE DIGITAL FILTERING OF BIOLOGICAL SIGNALS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

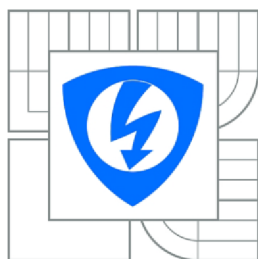
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

MARTIN IŠTOK

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

prof. Ing. IVO PROVAZNÍK, Ph.D.

BRNO 2011



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Martin Ištok

ID: 119460

Ročník: 3

Akademický rok: 2010/2011

NÁZEV TÉMATU:

Adaptivní číslicová filtrace biologických signálů

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte a popište problematiku adaptivní číslicové filtrace včetně různých typů algoritmu adaptace. Navrhněte jednoduchý adaptivní filtr pro potlačení síťového rušení v EKG signálech. Filtr softwarově realizujte v jazyce C nebo v Matlabu. Vyhodnoťte účinnost filtru. Navrhněte a realizujte adaptivní filtr s minimalizací porušení užitečné složky. Filtr otestujte na reálných EKG signálech a proveďte vyhodnocení a srovnání s publikovanými výsledky.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] MARTENS, S. M. M., MISCHI, M., OEI, S. G., BERGMANS, J. W. M. An Improved adaptive power line interference canceller for electrocardiography. IEEE Transactions on Biomedical Engineering. 2006, vol. 53, no. 11, p. 2220-2231.

[2] AKAY, M. Wiley Encyclopedia of Biomedical Engineering. New York: J. Wiley and Sons, 2006.

Termín zadání: 7.2.2011

Termín odevzdání: 27.5.2011

Vedoucí práce: prof. Ing. Ivo Provazník, Ph.D.

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Hlavním cílem této bakalářské práce je popsat adaptivní číslicovou filtraci a zároveň popsat různé druhy adaptačních algoritmů a adaptivních filtrů. Adaptivní systém je použit pro odstranění síťového rušení ze signálu EKG. Práce obsahuje návrh 4 druhů adaptivních filtrů: prostého adaptivního filtru, jednoduché úzkopásmové adaptivní zadržky, úzkopásmové adaptivní zadržky s číslicovým rezonátorem a úzkopásmové zadržky s adaptivním rezonátorem. Také obsahuje základní experimenty s různým nastavením jejich parametrů, které jsou také vyhodnoceny.

Klíčová slova

EKG, adaptivní filtrace, adaptační algoritmus, algoritmus LMS, adaptivní FIR filtr, rezonátor

Abstract

The main objective of this bachelor's thesis was to describe adaptive digital filtering theory including different types of the adaptive algorithm and adaptive filter. An adaptive system is used for power line interference canceller for ECG signal. The thesis includes design of 4 adaptive filters: simple adaptive filter, simple adaptive notch filter, adaptive notch filter using resonator and adaptive notch filter using adaptive resonator. It also contains basic testing of the filters based on different settings. Different settings are also evaluated.

Keywords

ECG, adaptive filtering, adaptive algorithm, LMS algorithm, adaptive FIR filter, resonator

IŠTOK, M. *Adaptivní číslicová filtrace biologických signálů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 54 s. Vedoucí bakalářské práce prof. Ing. Ivo Provazník, Ph.D..

Prohlášení

Jako autor bakalářské práce na téma „Adaptivní filtrace biologických signálů” 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 části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne 26. května 2011

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Prof. Ing. Ivu Provazníkovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mého semestrálního projektu.

V Brně dne 26. května 2011

.....
podpis autora

Obsah

Úvod	6
1 Vlastnosti EKG signálu	7
1.1 Základní vlastnosti EKG	7
1.2 Rušení v EKG signálu	8
2 Struktura adaptivních systémů.....	10
2.1 Adaptivní systémy a jejich použití	10
2.2 Adaptační algoritmy	12
2.3 Adaptivní filtry	14
2.4 Testování adaptivních systémů pro filtraci EKG	17
3 Prostá adaptivní filtrace	18
3.1 Popis prostého adaptivního filtru.....	18
3.2 Implementace filtru.....	19
3.3 Výsledné vlastnosti adaptivního filtru	19
3.4 Vliv základních parametrů na prostý adaptivní filtr	24
4 Jednoduchá úzkopásmová adaptivní zadrž.....	27
4.1 Popis jednoduché adaptivní úzkopásmové zadrž.....	27
4.2 Implementace filtru.....	28
4.3 Výsledné vlastnosti adaptivní zadrž	29
4.4 Vliv základních parametrů na úzkopásmovou adaptivní zadrž	30
5 Úzkopásmová adaptivní zadrž s číslicovým rezonátorem.....	32
5.1 Popis úzkopásmové adaptivní zadrž s číslicovým rezonátorem	32
5.2 Implementace filtru.....	34
5.3 Výsledné vlastnosti adaptivního filtru	35
6 Úzkopásmová adaptivní zadrž s adaptivním číslicovým rezonátorem.....	37
6.1 Popis úzkopásmové adaptivní zadrž s adaptivním číslicovým rezonátorem	37
6.2 Implementace filtru.....	39
6.3 Výsledné vlastnosti adaptivního filtru	39
6.4 Vliv základních parametrů na úzkopásmovou zadrž s adaptivním rezonátorem	41
7 Porovnání filtrů.....	45
Závěr	47
Literatura	48
Seznam obrázků.....	49
Seznam tabulek.....	50
Seznam zkratk.....	51
Seznam symbolů.....	52
Příloha.....	53

Úvod

Filtrace patří mezi základní metody číslicového zpracování signálů. Toto předzpracování výstupního signálu je důležité při odstraňování nežádoucích vnitřních či vnějších vlivů působících na snímání signálu.

Důležitým prostředkem při zpracování dat jsou také adaptivní systémy. Již z názvu vyplývá, že se jedná o systémy, které se přizpůsobují svými parametry s časem. Využívají se především při filtraci signálů, detekci užitečného signálu v šumu nebo identifikaci neznámého systému.

Obsahem této práce je jeden z mnoha typů filtrace signálu spojený se základním využitím adaptivních systémů – adaptivní filtrace. Tento druh filtrace představuje velice efektivní nástroj při zpracování zarušeného signálu, jehož výhodou je široká využitelnost při odstraňování rušení, jehož vlastnosti se s časem mění nebo jehož vlastnosti nejsou předem známy. Při zpracování biologických signálů v lékařství, např. elektrokardiografického signálu EKG, se adaptivní filtrace nejčastěji využívá k získání nezarušeného signálu, kdy při snímání určitého vzorku biologických dat často dochází k nežádoucímu rušení ze síťového zdroje nebo pohybem pacienta.

Tato práce je především zaměřena na popis různých typů adaptivních algoritmů a následné využití adaptivních filtrů při zpracování EKG signálů se síťovým rušením na kmitočtu 50 Hz. Tyto filtry jsou realizovány v programovém prostředí Matlab a pro stanovení jejich základních vlastností a účinnosti jsou testovány na signálech EKG, které jsou zřesleny uměle vytvořeným síťovým brumem.

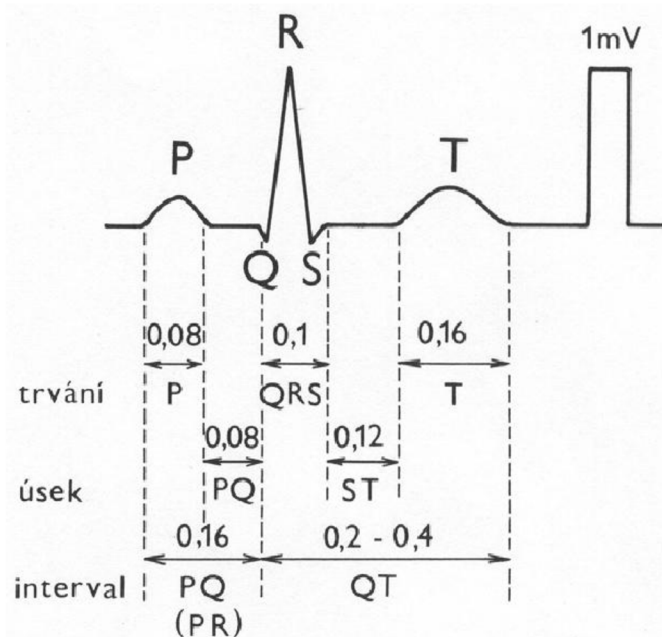
Cílem práce je vytvořit jednoduchý adaptivní filtr s požadavky na jednoduchost a nenáročnost výpočtu. Práce je koncipována jako přehled vývoje adaptivního filtru od jednoduchého prostého filtru až po složitější filtr se schopností sledovat kolísání kmitočtu rušivého signálu.

V první kapitole jsou uvedeny základní vlastnosti EKG signálu. Obsahuje také popis základních typů nežádoucího rušení užitečné složky EKG signálu. Následující kapitoly se již zabývají různými typy adaptivních systémů, adaptivních filtrů a algoritmů adaptace. Kapitola 3 je věnována implementaci prostého adaptivního filtru pomocí LMS algoritmu s adaptivním filtrem typu FIR. Kapitola obsahuje testování filtru na zarušeném EKG signálu a experimentální ověření jeho základních vlastností a parametrů. V kapitole 4 je uvedena jednoduchá úzkopásmová adaptivní zádrž, která představuje rozšíření prostého filtru. Upravením jednoduché adaptivní zádrže získáme zádrž s číslicovým rezonátorem, která je popsána a otestována v kapitole 5. Posledním adaptivním filtrem je úzkopásmová adaptivní zádrž s adaptivním rezonátorem, jenž dokáže sledovat kmitočet rušivého signálu a která je uvedena v kapitole 6. Každá kapitola, která se zabývá přímým návrhem daného filtru, je rozdělena na popisnou část a testovací část. V závěrečné kapitole jsou shrnuty všechny základní vlastnosti navržených filtrů.

1 Vlastnosti EKG signálu

1.1 Základní vlastnosti EKG

Elektrokardiogram, zkráceně EKG, je záznam elektrické aktivity srdce. Jedná se o zápis jednotlivých fází polarizace a depolarizace srdečních komor, který je jednou z nejpoužívanějších diagnostických metod v kardiologii. Na obr. 1 je znázorněn průběh jednoho cyklu srdečního stahu zdravého člověka i s přibližnou dobou trvání jednotlivých částí v sekundách.



Obrázek 1: EKG signál (převzato z [1])

P-vlna je projevem elektrické depolarizace síní. Obvykle se projevuje jako první pozitivní výchylka. Z medicínského hlediska nemá velký význam, protože se v ní neprojevují žádné vady srdce. Její amplituda se pohybuje v rozmezí od 0 do 0,3 mV, s dobou trvání do 100 ms. (převzato z [2])

QRS komplex značí depolarizaci komor. Je složen z 3 kmitů neboli vln – Q, R a S. Doba jeho trvání je od 50 do 110 ms.

Q-vlna je první negativní výchylka komplexu QRS. Amplituda je v rozsahu 0 až 25% vlny R. Normální doba trvání – 30 až 40 ms.

R-vlna je pozitivní výchylka následující po vlně Q, která charakterizuje rychlou depolarizaci komor. Amplituda je závislá na místě snímání. Může dosahovat až několik mV. Doba trvání do 100 ms.

S-vlna je druhá negativní výchylka, která následuje po R vlně. Chybí-li vlna R, označujeme tuto výchylku jako QS. Normální vlna S má amplitudu od 0 do 0.8 mV a dobu trvání do 50 ms. Signalizuje depolarizaci myokardu.

T-vlna reprezentuje repolarizaci komorové svaloviny. Doba trvání normální vlny T je od 100 do 250 ms. Je souhlasně výkyvná s QRS komplexem, tedy většinou jde o pozitivní výchylku. Je velmi citlivým indikátorem stavu srdeční svaloviny.

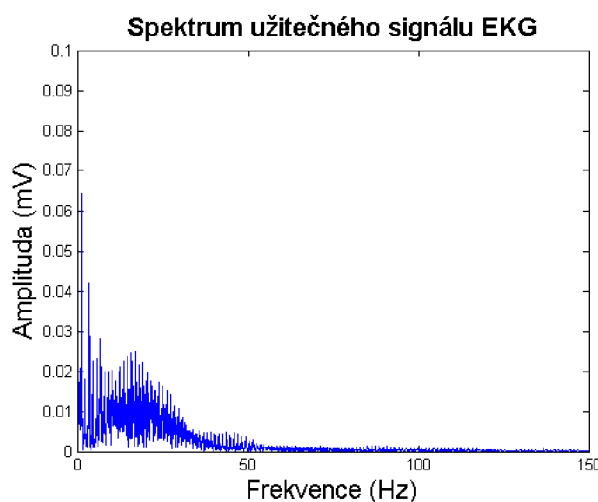
PQ úsek měříme od konce vlny P k začátku komorového komplexu (kmitů Q nebo R).

ST úsek ohraničuje interval od konce QRS komplexu po začátek vlny T.

PQ interval začíná od počátku depolarizace síní a končí s počátkem depolarizace komor. Doba trvání je od 120 do 200 ms. Délku intervalu ovlivňuje srdeční frekvence, u starších osob může být jeho délka až 220ms.

QT interval reprezentuje elektrickou systolu. Je měřen od začátku QRS komplexu po konec vlny T. Tento interval se mění s tepovou frekvencí, věkem a pohlavím pacienta. Průměrné hodnoty se pohybují v rozmezí od 340 do 420 ms.

Spektrum EKG signálu je zobrazeno na obr. 2. Při snímání EKG signálu je jeho užitečná oblast většinou stanovena do 150 Hz. Někdy se mohou vyskytnout i vyšší kmitočty, ale tyto kmitočty jsou ve většině případů pouze parazitní jevy a jsou zanedbávány.



Obrázek 2: Amplitudová frekvenční charakteristika EKG signálu

1.2 Rušení v EKG signálu

Při snímání signálu EKG někdy dochází k nežádoucímu zkreslení signálu, které může být způsobeno různými vnějšími nebo vnitřními vlivy. Toto zkreslení ovlivňuje konečné vyhodnocení EKG a následnou diagnostiku srdečního cyklu. Následují některé druhy nejvíce rozšířeného rušení EKG [2].

Pohyb pacienta

Jedním ze základních rušení je pohyb pacienta nebo snímacích elektrod umístěných na jeho těle. Někdy je způsobeno elektrickou aktivitou kosterního svalstva (EMG) při pohybu. Toto rušení se většinou nachází na malých kmitočtech do 5 Hz. Někdy však může zasáhnout do vyšších kmitočtů (do 20 Hz) při zátěžovém měření EKG, kdy je pacient v nuceném pohybu. Tento druh rušení je nejobtížnější na odstranění bez porušení užitečné složky EKG, jelikož se překrývá s QRS komplexem.

Drift

Dalším rušením může být tzv. drift. Jedná se o rušení, které posunuje nulovou linii EKG signálu a je způsobené špatnou kvalitou nebo umístěním elektrod nebo jinými biochemickými vlivy. Často ho způsobuje i pohyb pacienta, především dýchání. Jeho frekvenční rozsah sahá do 1 Hz, takže je dobře odstranitelné bez porušení EKG pomocí dolních propustí.

Sít'ový brum

Většina měřicích zařízení pro EKG v České republice je napájena z elektrovedné sítě 230V/50Hz. Při zapojení přístroje může docházet k pronikání signálu z této sítě do měřicího obvodu EKG. Často se tak stává při špatném uzemnění přístroje nebo v blízkosti výkonových přístrojů, např. rentgenu. Rušením je úzkopásmový harmonický signál s kmitočtem okolo 50 Hz.

Kmitočet tohoto rušení se v ČR pohybuje v okolí 49,5 – 50,5 Hz, v závislosti na druhu a momentálním stavu rozvodné sítě. Jeho maximální odchylka je stanovena normou [3]. Tato norma také stanovuje odchylku amplitudy tohoto signálu, která se také výrazně mění. Při použití obyčejných filtrů však nelze změnu kmitočtu a amplitudy přesně zachytit. Proto je nutné použít adaptivní filtr, který se přizpůsobí daným podmínkám.

Dalšími druhy rušení mohou být:

- impulsní rušení způsobené zapnutím přístroje,
- šum elektrických obvodů v zařízení,
- vlivy EMC (elektromagnetické pole),
- vzájemné biologické rušení orgánů atd.

Pro každé rušení lze najít ideální prevenci, která zabrání jejich vzniku. Taková řešení jsou většinou součástí přístroje a pracují v režimu online. Odstraňují nebo filtrují nepříznivé vlivy na EKG signál již během samotného chodu přístroje, např. stínění EMC, ochrana proti impulsům nebo online filtrace EKG. Na druhou stranu režim offline zpracovává signál až po skončení měření nebo s větším časovým zpožděním. Většinou je realizován softwarově.

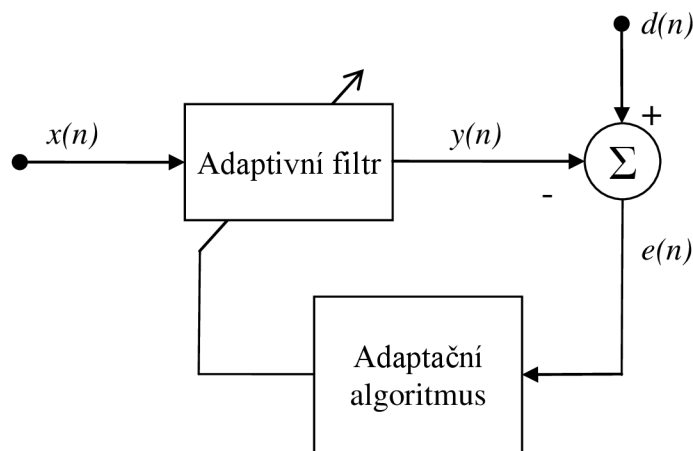
Adaptivní systémy jsou schopny obou těchto režimů. Většinou jsou však implementovány jako softwarové řešení po převedení EKG signálu do digitální podoby. Tato práce se zabývá pouze offline filtrací pro předem naměřený vzorek EKG, avšak všechny popsané adaptační systémy jsou také velice vhodné pro realizaci online filtrace.

2 Struktura adaptivních systémů

2.1 Adaptivní systémy a jejich použití

Použití adaptivních systémů závisí na jejich vnitřní struktuře, především na zvolených vstupních a výstupních signálech. Základ takového systému však vždy tvoří adaptační algoritmus, který určuje parametry pro vhodnou úpravu koeficientů filtru, a adaptivní filtr, který podle zvoleného adaptačního algoritmu upravuje výstupní signál.

Základní adaptivní systém, který je zobrazen na obr. 3, tvoří dva vstupní signály a dva výstupní. Jedná se o vstupní referenční signál $x(n)$, vstupní signál $d(n)$, výstupní chybový signál $e(n)$ a výstupní signál adaptivního filtru $y(n)$.



Obrázek 3: Základní struktura adaptivního systému

Výsledný chybový signál $e(n)$ je tedy dán vztahem:

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (2.1)$$

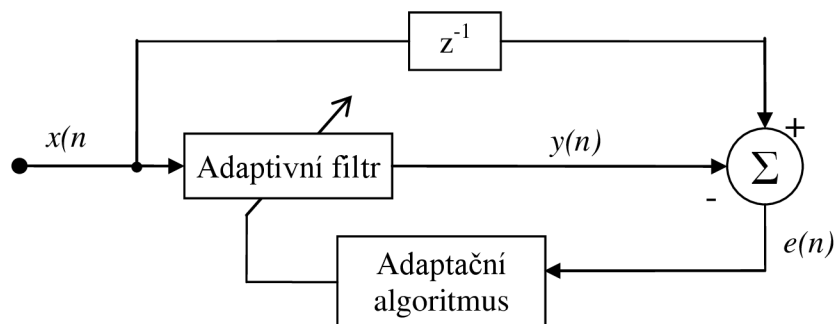
Ze základní struktury uvedené na obr. 3 lze následně určit několik možností aplikace adaptivního systému. Jejich oblast použití je především založena na způsobu využití vstupního signálu a dá se rozdělit například takto [4]:

- lineární predikce,
- identifikace neznámého systému,
- odstranění rušení.

2.1.1 Lineární predikce

Tento druh adaptivního systému využívá základního referenčního signálu $x(n)$ jako vstupního signálu $d(n)$. Ve své podstatě provádí odhad výstupního signálu $y(n)$ pomocí vstupního signálu $x(n)$, který je zpožděn o jeden vzorek.

Často se používá při zpracování řečového signálu a jeho separaci. Může být také použit například pro odstranění širokopásmového rušení z úzkopásmového vstupního signálu a naopak.

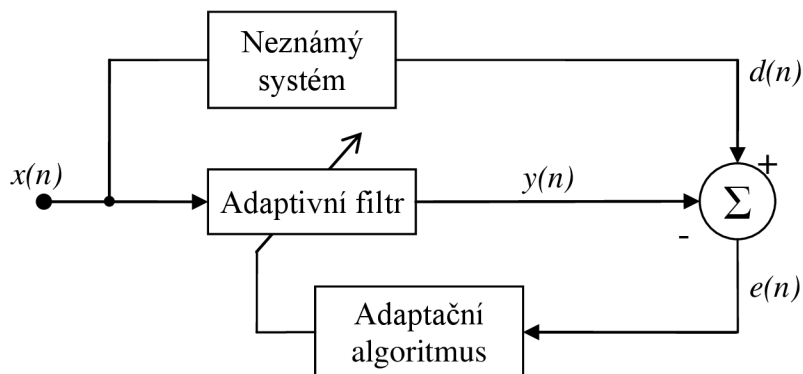


Obrázek 4: Struktura adaptivního systému pro lineární predikci

2.1.2 Identifikace systému

Pro identifikaci neznámého systému se používá metoda modelování adaptivním filtrem. Na vstup je přiveden neznámý signál $d(n)$, který je například zarušen referenčním signálem $x(n)$. Tento vstupní signál $x(n)$ je také přiveden na adaptivní filtr jako referenční vstup. Je-li poté dosaženo minimální chyby filtrace $e(n)$, adaptivní filtr představuje model neznámého systému. Referenčním vstupem $x(n)$ bývá často bílý šum nebo širokopásmový signál pro dosažení dostatečné konvergence chybového signálu.

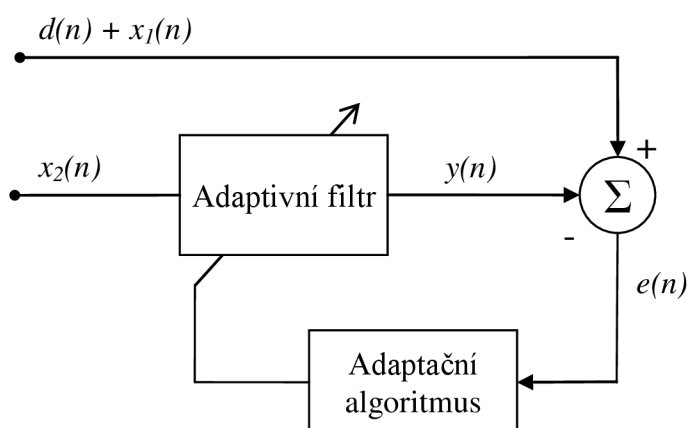
Hlavním uplatněním tohoto systému je modelování neznámých systémů a také se využívá při odstranění echa z řečového signálu. Používá se také v ekvalizátorech v komunikačních systémech.



Obrázek 5: Struktura adaptivního systému pro identifikaci neznámého systému

2.1.3 Odstranění nežádoucího rušení

Na vstup adaptivního filtru je přiveden referenční signál $x_2(n)$. Rušivou složkou užitečného signálu $d(n)$ je vstupní signál $x_1(n)$. Podmínkou správné funkčnosti celého filtru je vzájemná korelace referenčního signálu $x_2(n)$ a rušení užitečného signálu $x_1(n)$. Naopak vstupní signál $d(n)$ nesmí být korelován s referenčním signálem $x_1(n)$. Adaptivní algoritmus poté upravuje koeficienty filtru tak, aby se výstupní signál $y(n)$ rovnal nebo se co nejvíce přiblížil rušivému signálu $x_1(n)$.



Obrázek 6: Struktura adaptivního systému pro odstranění rušení

Toho se například využívá při odstranění rušení ze sítě v užitečném signálu EKG nebo v jiných biomedicínských signálech, kdy se vstupní signál filtruje pomocí odebrání čistého síťového rušení jako samostatného referenčního signálu.

Pro další účely této práce se budeme zabývat pouze adaptivním systémem pro odstranění nežádoucího rušení. Přesněji řečeno systémem pro odstranění síťového rušení na kmitočtu 50 Hz v užitečném signálu EKG.

2.2 Adaptační algoritmy

Nejdůležitější součástí adaptivního systému je adaptační algoritmus, který udává způsob určování vah adaptivního filtru. Ve své podstatě se jedná o rekurzivní systém pro určování vah \bar{w} takovým způsobem, aby se minimalizovala stanovená kritéria pro chybový signál $e(n)$. Algoritmus adaptace je závislý na definovaném vyhledávacím (iteračním) algoritmu, dané kritériální funkci a na typu chybového signálu. Volba algoritmu je velice klíčovou záležitostí v celém návrhu adaptivního systému a samotný algoritmus ovlivňuje mnoho parametrů výstupního signálu jako například stabilitu, výpočetní náročnost nebo rychlost přizpůsobení adaptivního systému, tzv. konvergenci.

Mezi základní vyhledávací algoritmy patří [4]:

- Newtonova metoda,
- kvazi – Newtonova metoda,
- metoda největšího spádu.

Algoritmy se liší použitím iteračního postupu pro určení následujícího vzorku vah. Tyto algoritmy již byly podrobně popsány v odborné literatuře [5], proto se jejich přesnou definicí a odvozením nebudeme zabývat. Zohledníme především jejich hlavní přednosti a vzájemné rozdíly. Newtonova metoda je založena na přírůstku závislém na derivaci kritériální funkce. Metoda největšího spádu, také nazývaná gradientní, je založena na sledování opačného směru gradientu kritériální funkce. Newtonova metoda má oproti gradientní menší počet iterací, ale je náročnější na implementaci, jelikož vyžaduje druhou derivaci funkce. Početně méně náročnou je kvazi – Newtonova metoda, která je kompromisem mezi gradientní a Newtonovou metodou.

Všechny algoritmy jsou závislé na parametru μ , který udává krok daného iteračního algoritmu. Závisí na něm rychlost iterace, přesnost adaptivních systémů a jejich stabilita.

Příkladem kritériální funkce, pomocí které se řídí vyhledávací algoritmy, může být [4]:

- metoda střední kvadratické chyby (MSE),
- metoda nejmenších čtverců (LS).

Tyto dvě patří mezi jedny z nejpoužívanějších kritériálních funkcí. Nevýhodou MSE je její teoretická hodnota, jelikož pro zajištění výsledku by musel být změřen nekonečný počet hodnot. Proto existuje mnoho variací MSE, které zajišťují jejich konečný počet [5].

V praxi se především používají dva výsledné adaptační algoritmy. Mezi ně patří algoritmus LMS (z anglické Least Mean Square), který obsahuje gradientní algoritmus pro výpočet iterací a kritériální funkci založenou na MSE. Druhým často používaným algoritmem je RLS (z anglického Recursive Least Square). Ten je naopak založen na rekurzivní metodě nejmenších čtverců.

2.2.1 Algoritmus LMS

Základní LMS algoritmus vychází ze zjednodušeného výpočtu gradientního vektoru pomocí vhodné kritériální funkce. Tento algoritmus je díky své početní jednoduchosti a lehké implementaci jedním z nejvyužívanějších adaptačních algoritmů vůbec. Původní verzi algoritmu navrhli Windrow a Hoff, kteří jej publikovali již v roce 1960 [6].

Základním prvkem je kritériální MSE funkce, která má základní tvar:

$$\varepsilon = E[e^2(n)] \tag{2.2}$$

, kde E je operátor metody střední kvadratické chyby, ε je funkcí koeficientů adaptivního filtru, tedy vektoru \bar{w} , a vstupem kritériální funkce a celého LMS algoritmu je chybový signál $e(n)$.

Dalším krokem je pro $\bar{w}(k+1)$, kde $k = 0,1,2,\dots$ odpovídá iteračnímu kroku, nalezení takových hodnot vektoru \bar{w} , aby výraz $\varepsilon[\bar{w}(k)]$ konvergoval ke své minimální hodnotě. Můžeme proto určit gradientní vektor kritériální funkce, který bude závislý na tomto vektoru koeficientů filtru \bar{w} . Pokles $\varepsilon[\bar{w}(k)]$ spočívá v pohybu vektoru proti gradientu. Pokud nahradíme funkci ε zjednodušeným vztahem založeném na rovnici (2.2), můžeme psát gradientní vektor jako [5]:

$$\bar{g}_w = \frac{\partial e^2(n)}{\partial \bar{w}} \quad (2.3)$$

Pro výpočet iterační metody je použita upravená gradientní metoda vyjádřena vztahem [5]:

$$\bar{w}(k+1) = \bar{w}(k) - \mu \bar{g}_w \quad (2.4)$$

, kde je k iteračním krokem, μ předem stanovená rychlost konvergence a \bar{g}_w označení gradientního vektoru kritériální funkce.

Po sloučení, derivaci a následné úpravě obou rovnic (2.3 a 2.4) dostáváme výsledný vztah pro adaptační algoritmus typu LMS [4]:

$$\bar{w}(k+1) = \bar{w}(k) + 2\mu e(n)\bar{x}(n) \quad (2.5)$$

, kde je $k = 0, 1, 2, \dots$ krokem iterace, \bar{w} je vektor koeficientů adaptivního filtru, $e(n)$ je vzorek chybového signálu, \bar{x} odpovídá vektoru vzorků vstupního referenčního signálu a konstanta μ určuje rychlost konvergence celého algoritmu.

Základní verze algoritmu je velice prostá a účinná, jelikož jeho implementace nevyžaduje derivace, průměrování nebo další složitější operace. Jednou ze zásadních nevýhod základního LMS je jeho závislost konvergence na spektrální hustotě vstupního signálu. Algoritmus LMS má proto mnoho rozšíření, která ještě vylepšují jeho vlastnosti [4].

2.2.2 Algoritmus RLS

Tento algoritmus dostal svůj název podle rekurzivní metody nejmenších čtverců, která se používá pro její výpočet. Metoda je závislá na minimalizování součtu průměrů rozdílu mezi vstupním signálem a výstupem adaptivního filtru [4].

Tento algoritmus však není tolik využíván především kvůli své rekurzivní náročnosti výpočtu, která není pro filtraci biologických signálů žádoucí. Výhodou oproti algoritmu LMS je však jeho velice rychlá konvergence. Z tohoto důvodu se algoritmy RLS volí převážně v prostředích, která jsou časově proměnná. Pro námi zvolenou filtraci EKG signálu se tudíž tento algoritmus nehodí a použijeme místo něj algoritmus LMS.

2.3 Adaptivní filtry

Adaptivní filtr je důležitou součástí adaptivního systému a závisí na něm jeho výsledné vlastnosti. Výsledná struktura adaptivních filtrů ovlivní nejen výpočetní náročnost, ale i časovou prodlevu systému pro dosažení minimální chyby výstupního signálu.

Základním dělením je rozdělení struktury adaptivních filtrů na lineární a nelineární. Je však nutné podotknout, že ve většině případů se využívá lineárních filtrů, které předčí svou jednoduchostí a menší početní náročností filtry nelineární.

Pro lineární filtry také platí princip superpozice, kdy odezva lineárního systému, který je tvořen tímto filtrem, na součet dvou či více signálů musí být rovna součtu odezev tohoto systému na jednotlivé signály. Pro nelineární filtry princip superpozice neplatí [7].

Proto se zaměříme na skupinu lineárních filtrů, které ve své podstatě můžeme rozdělit na dva základní typy, jenž se od sebe liší délkou impulsní charakteristikou. Prvním typem je filtr s konečnou impulsní charakteristikou (FIR – z anglického Finite Impulse Response). Druhým typem je filtr s nekonečnou impulsní charakteristikou (IIR – z anglického Infinite Impulse Response) [7].

Bylo by také možné využít některé z pokročilých metod zpracování signálu jako např. neuronových sítí. Jejich výpočetní náročnost je však při použití v adaptivních systémech pro filtraci EKG příliš vysoká a svou složitostí se nehodí pro námi zvolené odstranění rušení z užitečného signálu, viz kapitola 2.1.3.

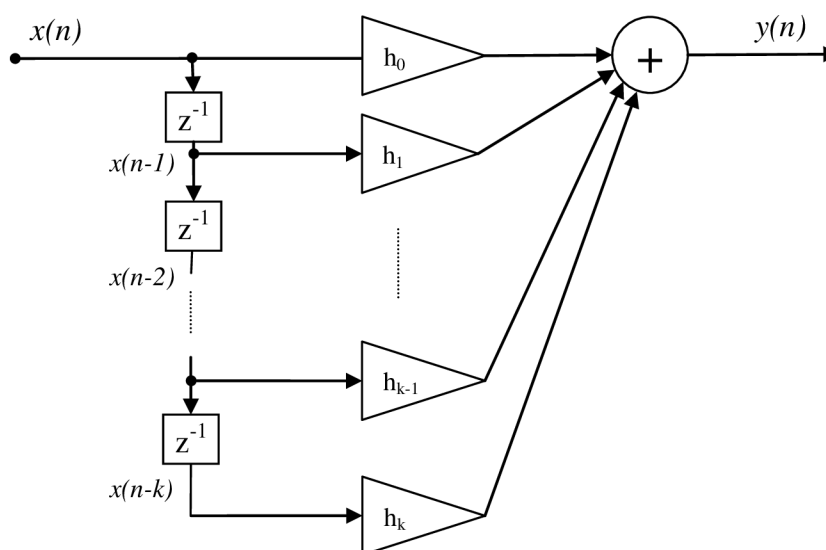
2.3.1 Filtr typu FIR

Jedná se o filtr s konečnou impulsní charakteristikou, občas se také uvádí jako nerekurzivní filtr bez zpětné vazby. Mezi jeho nejvyhledávanější vlastnosti patří jeho absolutní stabilita a lineární fáze. FIR filtr můžeme popsat jeho diferenční rovnicí [7]:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h_k \cdot x(n-k) = h(n) * x(n) \quad (2.6)$$

, kde $n = 0,1,2,\dots$, $y(n)$ je výstupní signál, $x(n)$ vstupní signál a h_k je impulsní charakteristika filtru o délce N .

Z diferenční rovnice můžeme snadno odvodit jeho základní schéma, viz obr. 7.



Obrázek 7: Schéma FIR filtru

Pro adaptivní systém se koeficienty impulsní charakteristiky filtru typu FIR stanovují pomocí adaptačního algoritmu. Zde nastává jeden zásadní problém, kdy se FIR filtr mění z nerekurzivního na rekurzivní. Koeficienty adaptivního filtru jsou totiž přizpůsobovány podle výstupního signálu a nepřímo ovlivňují filtraci.

Pokud nahradíme koeficienty impulsní charakteristiky FIR filtru h_k koeficienty adaptačního algoritmu, tzv. vahami, můžeme upravit rovnici (2.6) pomocí těchto jednotlivých vzorků vah w_k :

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} w_k \cdot x(n-k) = \bar{w} * x(n) \quad (2.7)$$

Pro optimální koeficienty adaptivního filtru tedy můžeme stanovit transponovaný jednorozměrný vektor vah \bar{w} a transponovaný vektor vstupního referenčního signálu $\bar{x}(n)$ takto:

$$\bar{w} = [w_0, w_1, w_2, \dots, w_{N-1}]^T \quad (2.8)$$

$$\bar{x}(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-N+1)]^T \quad (2.9)$$

, kde N je délka vektoru a zároveň délka impulsní charakteristiky FIR filtru.

Následně můžeme diferenční rovnici (2.7) upravit podle transponovaných vektorů a použít v rovnici (2.1):

$$y(n) = \bar{w}^T \cdot \bar{x}(n) \quad (2.10)$$

$$e(n) = d(n) - \bar{w}^T \cdot \bar{x}(n) \quad (2.11)$$

Tímto postupem se vyhneme použití konvoluce z rovnice (2.7) a můžeme ji nahradit součinem vektorů, kdy jeden vektor je sloupcový a druhý řádkový.

Takto získané vztahy (2.10 a 2.11) jsou základní jednotkou adaptivního filtru realizovaného v kapitole 3 jako prostého adaptivního filtru. Z rovnice (2.7) je také vidět, že důležitou součástí je stanovení délky impulsní charakteristiky N filtru typu FIR, kdy tato délka ovlivňuje počet iterací a časovou náročnost filtru.

2.3.2 Filtr typu IIR

Filtr typu IIR má nekonečnou impulsní charakteristiku. Je to dáno díky jeho zpětné vazbě a závislosti na výstupním signálu. Oproti FIR filtru má výhodnější výpočetní náročnost a je tudíž méně náročný na čas. To se však odráží na jeho stabilitě, celkově složitějším návrhu daného filtru a nelineární fázi. Jeho diferenční rovnice je dána vztahem [7]:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k \cdot x(n-k) - \sum_{l=1}^{M-1} b_l \cdot y(n-l) \quad (2.12)$$

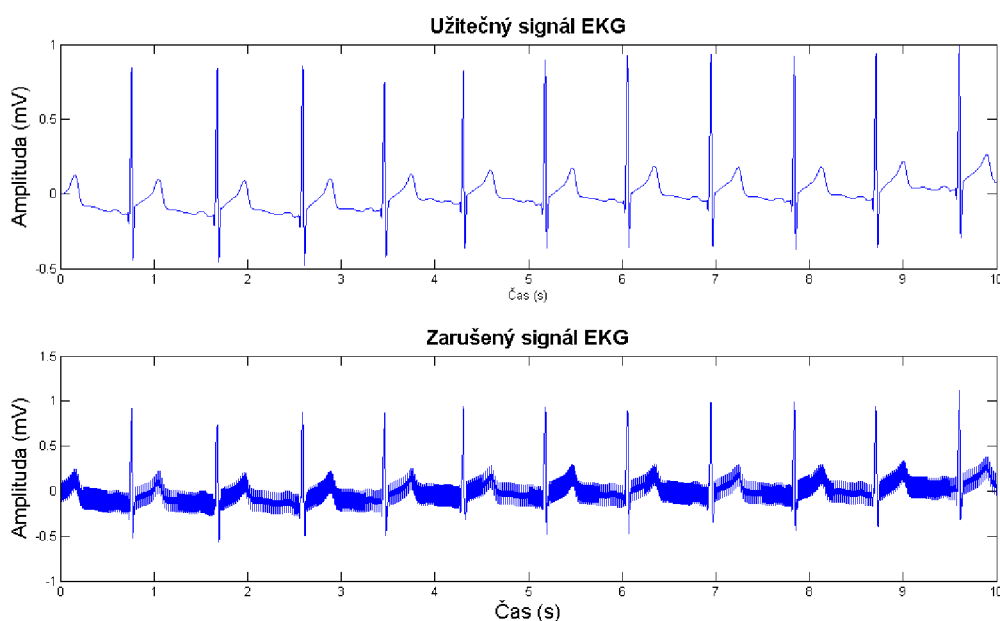
, kde $n = 1, 2, 3, \dots$, $y(n)$ je výstupní signál, $x(n)$ vstupní signál, a_k je koeficient dopředné vazby, b_l koeficient zpětné vazby, N je počet zpoždění v nerekurzivní části a M počet zpoždění v rekurzivní.

Pro námi zvolenou filtraci síťového rušení v EKG signálu je však vhodnější realizace adaptivního filtru pomocí FIR. Návrh IIR je složitější a při váhování referenčního signálu dochází k úpravám dvojnásobného počtu hodnot pro vstupní nerekurzivní signál a pro výstupní rekurzivní, tudíž je pro samotnou realizaci výpočetně náročnější.

2.4 Testování adaptivních systémů pro filtraci EKG

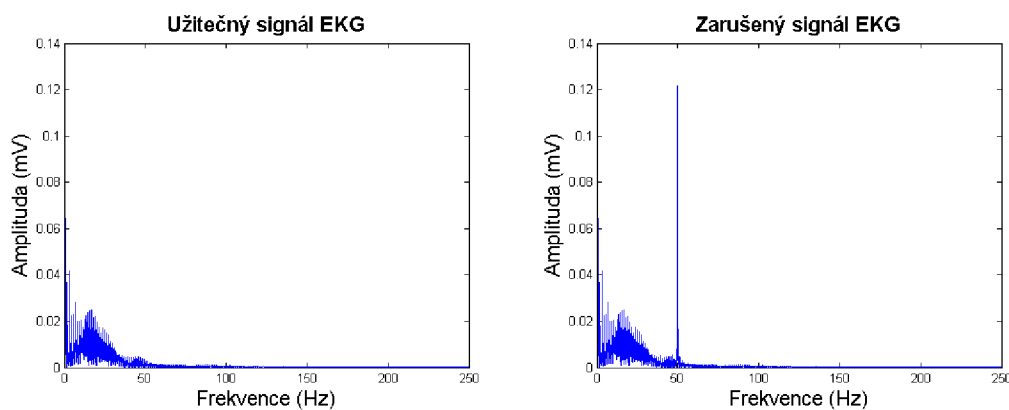
Všechny adaptivní filtry jsou realizovány a vyzkoušeny v programovém prostředí Matlab verze 2008b. Obrazové podklady jsou také převzaty z tohoto prostředí a ukázka výsledného programu je uvedena v příloze. Adaptivní filtry zpracovávají EKG signál, který je uměle zarušen simulací síťové rušení o kmitočtu 50 Hz. Hlavní výhodou umělého zarušení je možnost porovnání filtrovaného signálu s originálním nezarušeným signálem.

Pro základní testování jednotlivých filtrů je použit nezarušený EKG signál *ekg_s38_V3.mat* se vzorkovací frekvencí 500 Hz a délkou 10 s. Na obr. 8 je zobrazen jak čistý EKG signál, tak i signál, ke kterému byl přidáno uměle vytvořené rušení na kmitočtu 50 Hz s posunem fáze o $\pi/5$. Tento signál je použit u všech filtrů jako rušivý. Amplituda harmonického rušivého signálu je zvolena jako 1/8 maximální hodnoty EKG signálu, aby bylo viditelné zarušení EKG.



Obrázek 8: Časové průběhy signálů EKG

Důležitou roli hraje také zobrazení spektra signálu na obr. 9. Je zde totiž zřetelně viditelný superponovaný rušivý signál na kmitočtu 50 Hz.



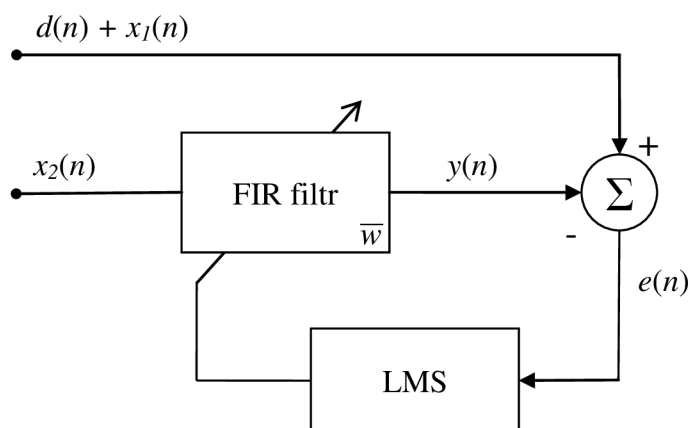
Obrázek 9: Spektrální analýza EKG signálů

3 Prostá adaptivní filtrace

Základním systémem pro adaptivní filtraci bude filtr FIR upravovaný pomocí LMS algoritmu. Volba filtru i algoritmu je dána především cílenou jednoduchostí celého systému a jeho malou početní náročností.

3.1 Popis prostého adaptivního filtru

Prostá adaptivní filtrace vychází z adaptivního systému, který je určen pro odstraňování rušení ze signálu, viz kapitola 2.1.3. Schéma takového systému můžeme doplnit o použitý filtr typu FIR a LMS algoritmus adaptace. Výsledný adaptivní systém bude mít dva vstupní a dva výstupní signály, viz obr. 10.



Obrázek 10: Schéma prostého adaptivního filtru

Základním vstupem celého filtru je užitečný signál $d(n)$, tedy zpracovávaný nezarušený signál EKG. Ten je zkreslen nežádoucím harmonickým signálem $x_1(n)$ z elektrické sítě. Výstupem systému je chybový signál $e(n)$, který představuje výsledný filtrovaný signál EKG.

Na vstup FIR filtru je přiveden referenční signál $x_2(n)$, jenž odpovídá pomocnému harmonickému signálu, který má podobné vlastnosti jako rušivý signál z elektrické sítě. Nejlépe stejný kmitočet, vzorkovací frekvenci i fázi. Výstupem $y(n)$ je již filtrovaný signál $x_2(n)$, který by se měl ideálně blížit signálu $x_1(n)$, kterým bylo zarušeno EKG.

Měřený signál EKG je uměle zarušen harmonickým signálem, který můžeme definovat například takto:

$$x_1(n) = A_1 \cdot \sin\left(2\pi \cdot n \cdot \frac{f_0}{f_{vz}} + \varphi_1\right) \quad (3.1)$$

, kde je A_1 amplituda signálu, f_0 kmitočet síťového rušení, f_{vz} vzorkovací frekvence a φ_1 počáteční posun fáze.

Samostatný prostý adaptivní filtr můžeme ještě rozšířit o další možnosti, které odstraní jeho nevýhody. Jednou z podstatných nevýhod tohoto druhu filtrace je její necitlivost na různost fáze a především kmitočtu rušivého a vstupního referenčního signálu. To je předvedeno v kapitole 3.3, kde jsou mírně pozměněny parametry referenčního signálu vůči rušivému tak, aby byla zřetelná náchylnost prostého filtru na změny kmitočtu referenčního signálu.

Tyto případy se dají ošetřit pomocí rozšíření adaptivního FIR filtru například na úzkopásmovou adaptivní zádrž, která využívá výpočtu fáze výstupního signálu z dvou referenčních signálů, viz kapitola 4. Dále je možné využít číslicového rezonátoru pro tvorbu referenčního signálu a také adaptivního rezonátoru pro sledování kmitočtu rušivého signálu [8].

3.2 Implementace filtru

Základem je adaptivní filtr FIR s vektorem vah \bar{w} a délkou impulsní charakteristiky N , který upravuje vstupní signál filtru $x_2(n)$, ze kterého je vybráno také N vzorků. Vektor vah musí být na začátku nulový, proto:

$$\bar{w}(0) = [w_0, w_1, w_2, \dots, w_{N-1}]^T = [0, 0, 0, \dots, 0]^T \quad (3.2)$$

Následuje samotná adaptivní filtrace referenčního vstupu a použití adaptačního algoritmu pro výpočet vektoru vah postupně pro všechny hodnoty $N < n < \infty$:

$$e(n) = d(n) - \bar{w}^T \cdot \bar{x}(n) \quad (3.3)$$

$$\bar{w}(n+1) = \bar{w}(n) + 2\mu e(n)\bar{x}(n) \quad (3.4)$$

Hodnota kroku n nemůže být menší než N , jelikož platí podmínka filtrace pomocí FIR filtru podle rovnice (2.7).

Vektor vah se postupně přepisuje nově vypočtenými vzorky. Ukládání všech těchto vzorků je z hlediska optimalizace rychlosti algoritmu zbytečné a pro sledování systému tedy můžeme ukládat pouze první 4 vzorky pro každé n pro názornou představu průběhu adaptace.

3.3 Výsledné vlastnosti adaptivního filtru

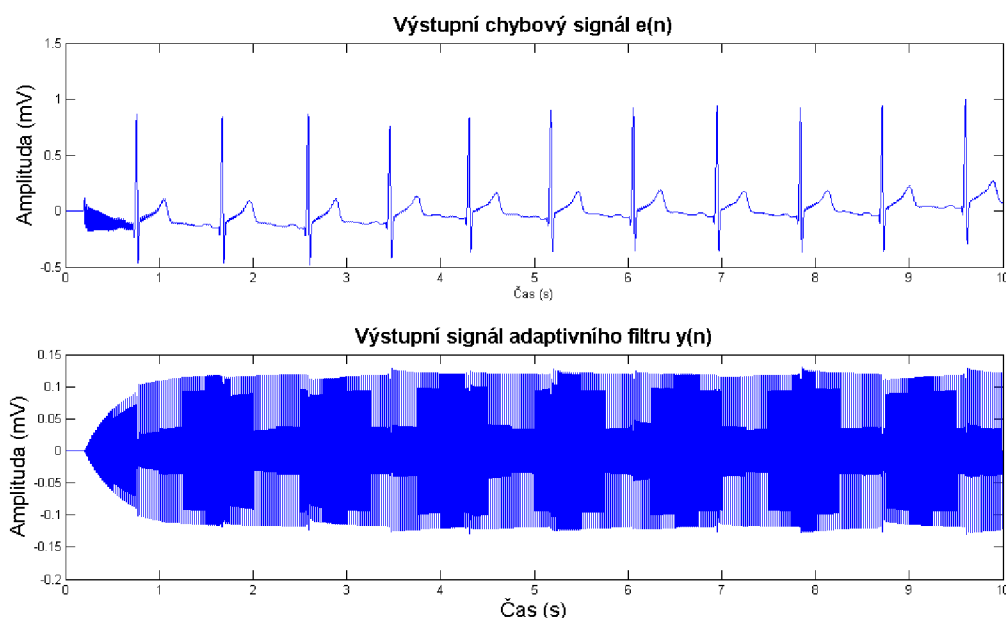
Zpracování výsledků a vyhodnocení účinnosti filtru probíhá v několika krocích. Prvním krokem bude vyhodnocení účinnosti prostého filtru závisícího na délce impulsní charakteristiky N . Dalším důležitým faktorem je parametr rychlosti adaptace LMS algoritmu μ a posledním z parametrických kroků bude změna kmitočtu referenčního vstupu oproti rušivému signálu. Jednou z metod vyhodnocení bude porovnání výkonových spekter jednotlivých signálů, pomocí kterého se určí potlačení rušivé složky signálu EKG v jeho užitečném spektru.

Simulovaný prostý adaptivní filtr typu FIR pracuje s impulsní charakteristikou délky $N = 100$, která byla zvolena experimentálně. Při větším nastavení délky impulsní charakteristiky by adaptace systému probíhala rychleji, ale výsledná chyba by byla větší. Rychlost konvergence $\mu = 0,0001$ je také zvolena experimentálně z optimálních testovaných hodnot. Viz kapitoly 3. 2.1 a 3. 4.2.

Na vstup adaptačního systému přivádíme zarušený signál $s(n)$, který odpovídá součtu nezarušeného signálu $d(n)$ s rušivým signálem $x_1(n)$. Dále musíme použít druhý vstupní signál $x_2(n)$ jako referenční. Je důležité, aby referenční signál měl stejnou vzorkovací frekvenci jako vstupní signál, jinak dojde k nežádoucímu zkreslení výsledků.

Hlavní rozdíl oproti rušivému signálu $x_1(n)$ spočívá v malé amplitudě signálu. Pokud bychom zvolili větší amplitudu referenčního signálu, systém by reagoval mnohem pomaleji a doba ustálení filtru by se prodloužila.

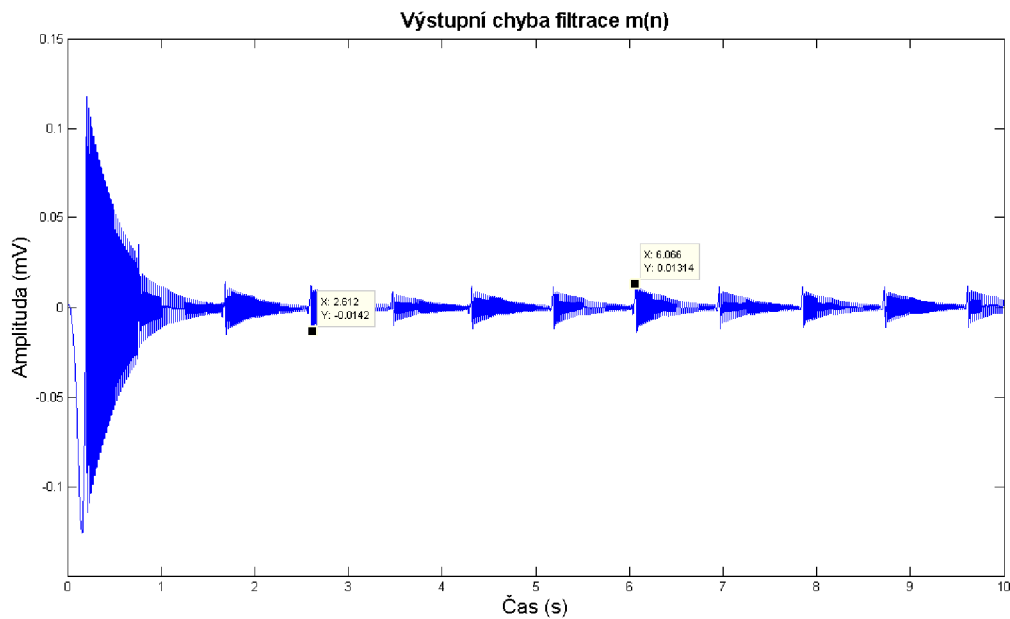
Výstupem celého systému jsou dva výstupní signály, viz obr. 11. Prvním z nich je chybový signál $e(n)$, který představuje výsledný filtrovaný signál EKG, a druhým je výstupní signál $y(n)$. Ten představuje výstup adaptivního filtru jako filtrovaného vstupního signálu $x_2(n)$. Tento signál by se měl co nejvíce blížit rušivému signálu $x_1(n)$, kterým je zarušen užitečný signál EKG.



Obrázek 11: Výstupní signály adaptivního systému

Z těchto výstupních signálů již můžeme usoudit první základní vlastnost celého adaptačního systému pro nastavené parametry N a μ . Je zřejmé, že prvních 100 vzorků signálu nebylo vůbec zpracováno. Vychází to již ze základní struktury adaptivního FIR filtru, kdy pro prvních N vzorků filtrovaného signálu je konvoluce rovna nula kvůli nulové hodnotě počátečního vektoru vah. Tato časová prodleva je jedním z nepříznivých faktorů při použití delší impulsní charakteristiky. Z obrazového vyhodnocení výsledného chybového signálu taktéž vyplývá, že adaptivní filtr je na první pohled velice účinný.

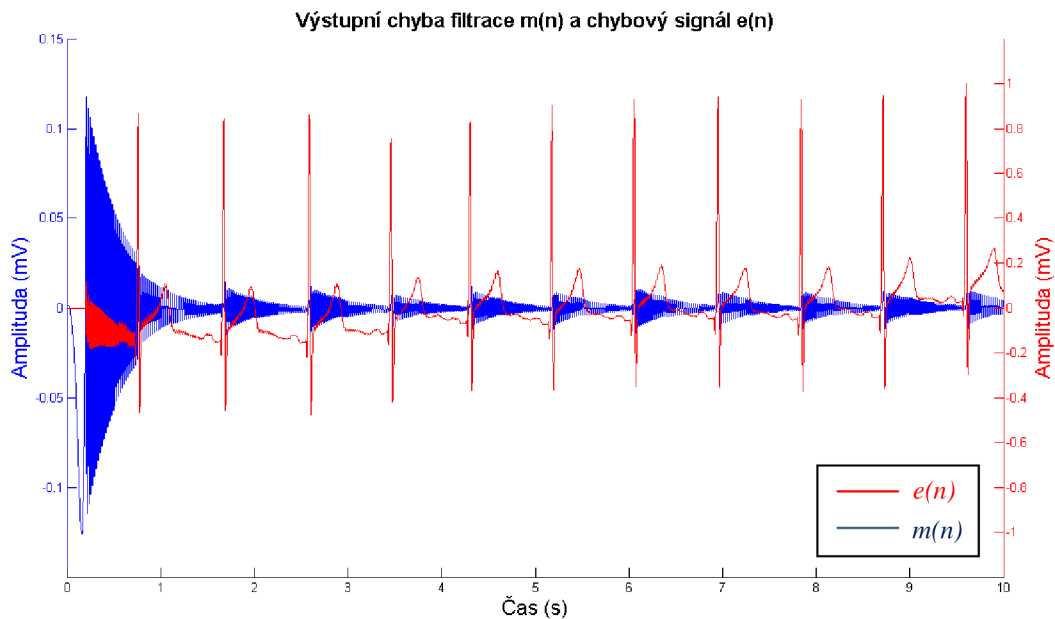
Kvantitativním ukazatelem použitelnosti jakéhokoliv filtru je však chyba filtrace $m(n)$. Ta je dána rozdílem mezi chybovým výstupem $e(n)$ a nezarušeným vstupním signálem EKG $d(n)$. Tato chyba je zobrazena na obr. 12.



Obrázek 12: Chyba filtrace $m(n)$ signálu EKG

Chyba filtrace nám určuje dva podstatné parametry pro adaptační systém. Doby ustálení adaptačního systému a výslednou chybu filtrace. Výsledná chyba filtrace se odečítá až po uplynutí doby ustálení, kdy se již adaptační systém přizpůsobil vstupním podmínkám.

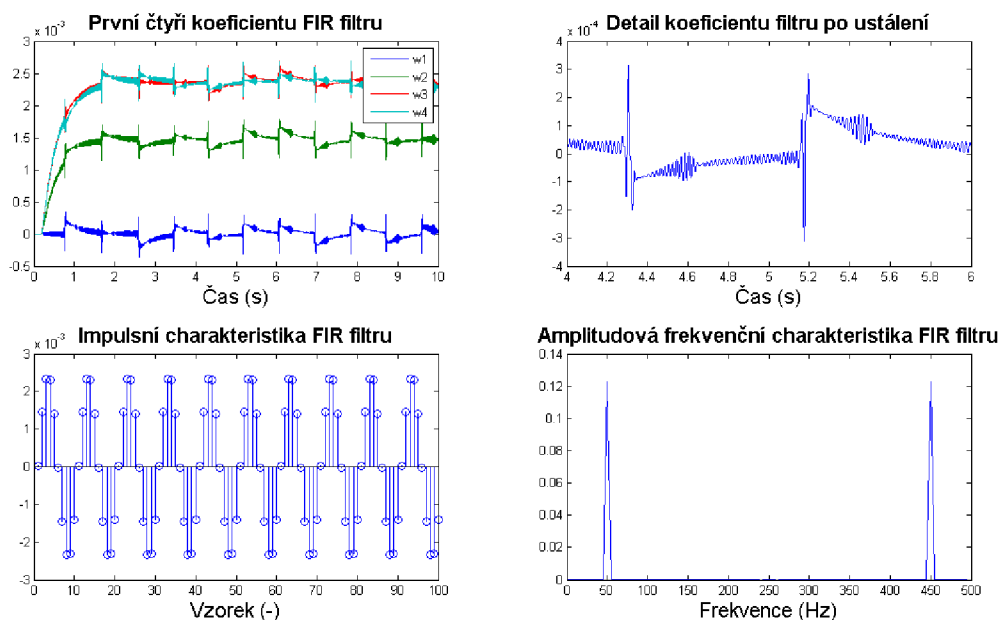
Prostý adaptivní filtr se ustálil přibližně po 1,5 sekundách a chyba filtrace po ustálení byla v rozsahu $\langle -14,2; 13,1 \rangle \mu\text{V}$, tedy maximální absolutní chyba po ustálení byla $14,2 \mu\text{V}$. Tyto hodnoty vezmeme jako výchozí při dalším srovnávání filtrů s různými hodnotami N a μ v kapitole 3.4.1.



Obrázek 13: Porovnání chyby filtrace $m(n)$ a výstupu adaptivního systému $e(n)$

Pro srovnání adaptivnosti filtru na rychlé změny a na jeho přizpůsobení se EKG signálu zvolíme obrazovou metodu porovnáním chyby filtrace a filtrovaného signálu EKG, viz obr. 13. Hlavním cílem je poukázat na velký nárůst chyby filtrace při nástupu R vlny, kdy se adaptivní systém přizpůsobuje této skokové změně EKG. To ovlivňuje především S vlnu a následující úsek ST, které jsou filtrovány s jistou chybou. Další fáze EKG již neobsahují další větší skokové změny, proto při nich nedochází k zjevnému nárůstu chyby filtrace.

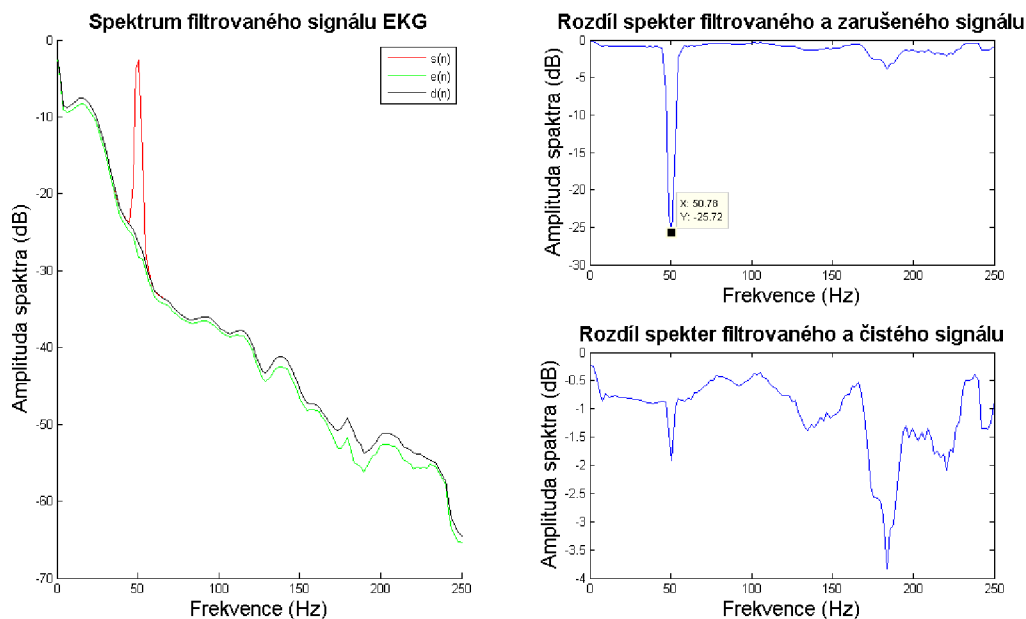
Z hlediska charakteristiky FIR filtru je dobré poukázat na jeho impulsní charakteristiku tvořenou koeficienty w_k a také na vývoj prvních čtyř koeficientů během filtrace. Tyto vlastnosti jsou zobrazeny na obr. 14. Je zde patrné rozkmitání filtru při nástupu R vlny EKG signálu. V tomto případě můžeme s nadsázkou tvrdit, že adaptivní FIR filtr nemusí být vždy stabilní a může se v některých kritických případech rozkmitat. Co se týče amplitudové frekvenční charakteristiky, je zřejmé, že se bude jednat o pásmovou propust na kmitočtu 50 Hz. Je to dáno použitým typem vstupních signálů a typem adaptivního systému, který má za úkol přiblížit referenční signál rušivému.



Obrázek 14: Vlastnosti FIR filtru adaptivního systému

Další důležitou vlastností adaptivního filtru je jeho vliv na užitečnou složku nezarušeného signálu EKG po filtraci. Na obr. 15 jsou znázorněny výkonová spektra zarušeného, čistého a výsledného filtrovaného signálu. Porovnáním spekter čistého a zarušeného signálu s výsledným spektrem filtrovaného signálu po ustálení adaptace dostáváme výsledné útlumy celého systému. Námi navržený filtr měl útlum zarušeného signálu na výstupu roven 25,7 dB na frekvenci 50 Hz. Z následného porovnání filtrovaného a čistého signálu EKG je také vidět parazitní útlum užitečné složky signálu na 50 Hz o 1,9 dB. Je to dáno především délkou impulsní charakteristiky. S menší délkou klesá tento útlum, ale roste celková chyba adaptace.

Lze také určit výraznější potlačení složek nad 160 Hz. Toto potlačení můžeme zanedbat, jelikož v této frekvenční oblasti spektra se již užitečný EKG signál téměř nevyskytuje.



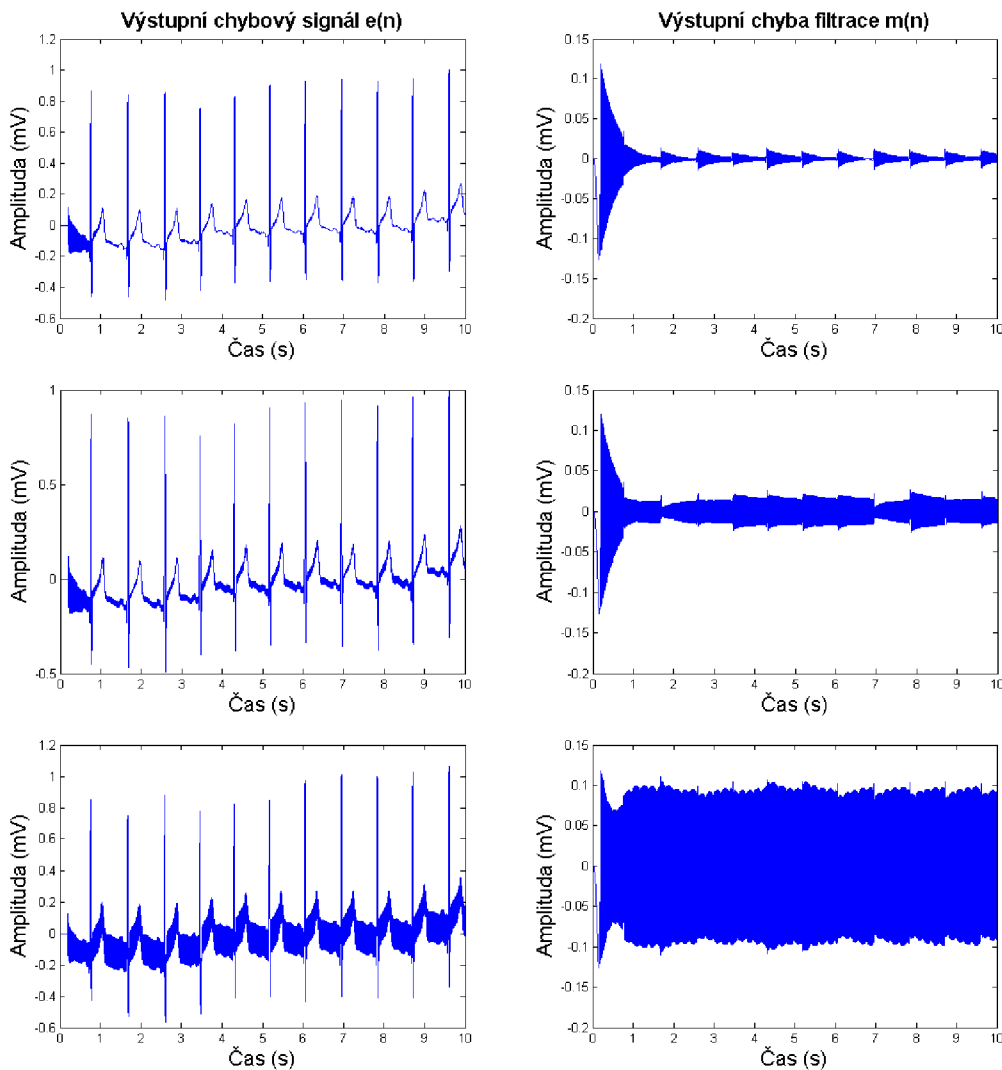
Obrázek 15: Výkonová spektra signálů prostého adaptivního filtru a jejich srovnání

Pokud je rušení způsobeno parazitním signálem z elektrické sítě, občas dochází ke změně kmitočtu kvůli kolísání elektrorozvodné sítě [3]. Proto je nutné prozkoumat vliv změny kmitočtu na výslednou chybu adaptivních filtrů.

Pro ukázkou jsme zvolili nárůst kmitočtu rušení vstupního signálu o 0,01%, 0,1%, a 1%. Všechny ostatní parametry jsou stejné. Především je nutné poznamenat, že se nemění hodnota kmitočtu referenčního signálu.

Jak je zřetelně viditelné z obr. 16, pro nejmenší odchylku o 0,01% adaptivní filtr ještě stíhá toto kolísání kompenzovat. Při nárůstu o 0,1% však již dojde k výraznému zkreslení výstupního signálu, které ovlivní chybu filtrace. Vzhledem k tomu, že odchylka odpovídá změně kmitočtu o 0,05 Hz, jedná se o závažný nedostatek prostého filtru. Pokud kmitočtet rušení vzroste o 1%, což odpovídá kmitočtu 50,5 Hz, není již prostý adaptivní filtr zcela schopen odstranit toto rušení.

Řešením je upravovat referenční signál přímo pomocí detekování síťového kmitočtu, aby se zajistili vždy odpovídající kmitočty referenčního signálu, nebo použít adaptivní systém, který se bude přizpůsobovat změně kmitočtu. V tomto případě je však nutné i změnit typ generace referenčního signálu, viz kapitola 5 a 6.



Obrázek 16: Výstupní chybový signál $e(n)$ a chyba filtrace $m(n)$ pro různou nárůst kmitočtu rušivého signálu o 0,01% (nahore), 0,1% (uprostřed) a 1% (dole)

3.4 Vliv základních parametrů na prostý adaptivní filtr

Výše popsané vlastnosti prostého adaptivního filtru jsou získány pro předem nastavené parametry $N = 100$, $\mu = 0,0001$. Pokud tyto parametry změníme, ovlivní to celý adaptivní systém a to především jeho dobu ustálení a výslednou chybu filtrace.

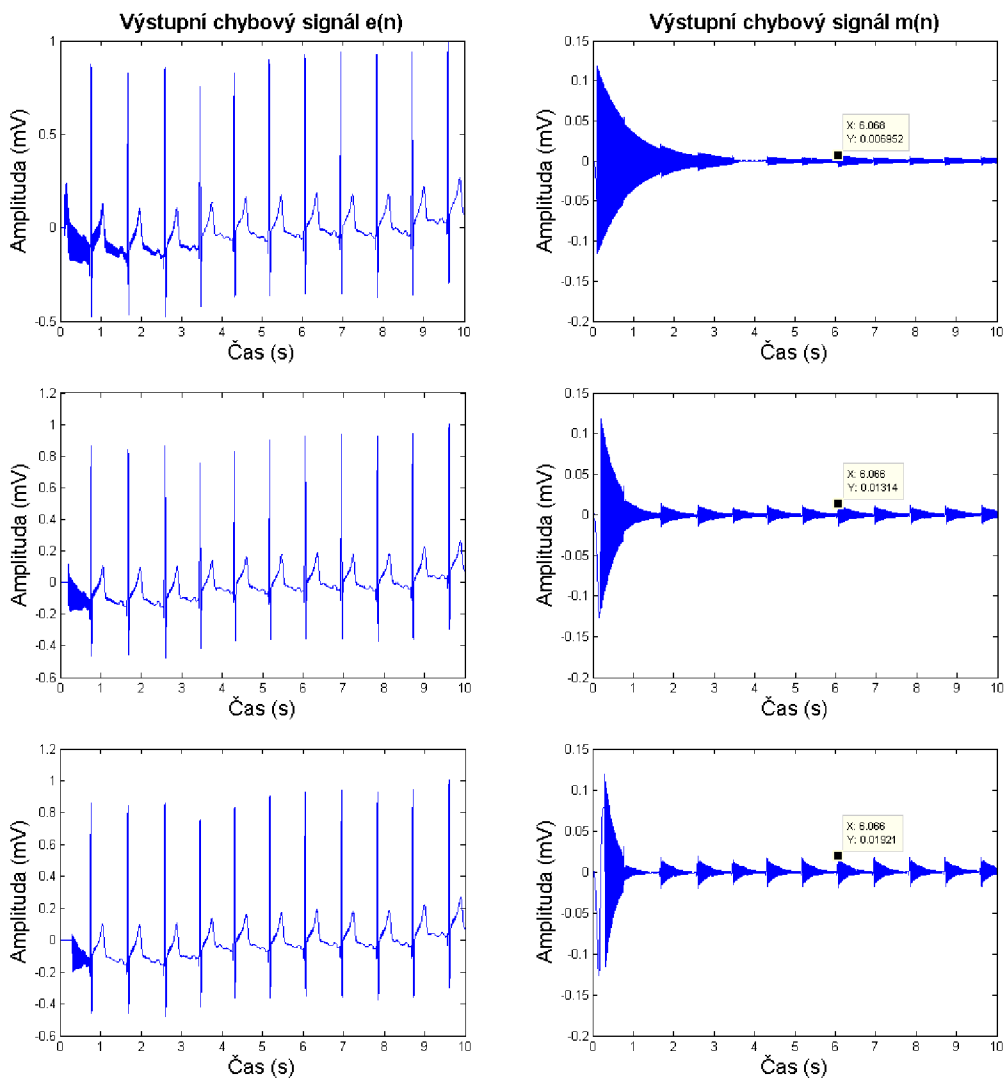
3.4.1 Nastavení délky impulsní charakteristiky FIR filtru N

Pro vliv nastavení délky impulsní charakteristiky jsou hodnoty dob ustálení a maximální absolutní chyby filtrace výsledného signálu uvedeny v tabulce 1. Chybový signál $e(n)$ a chyba filtrace $m(n)$ potřebné k odečtení těchto hodnot jsou zobrazeny na obr. 17. Pro porovnání jsme zvolili délku impulsní charakteristiky 50, 100 a 150. Jako rychlost konvergence μ je zvolena konstantní hodnota 0,0001.

Z naměřených hodnot v tabulce 1 je patrné, že čím větší bude délka impulsní charakteristika FIR filtru, tím bude delší doba ustálení filtru a naopak menší výstupní chyba filtrace.

Tabulka 1: Chyba filtrace a doba ustálení pro různou délku impulsní charakteristiky

Délka impulsní charakteristiky N (-)	50	100	150
Maximální chyba filtrace (μV)	6,9	14,2	19,1
Doba ustálení (s)	3,7	1,5	0,9



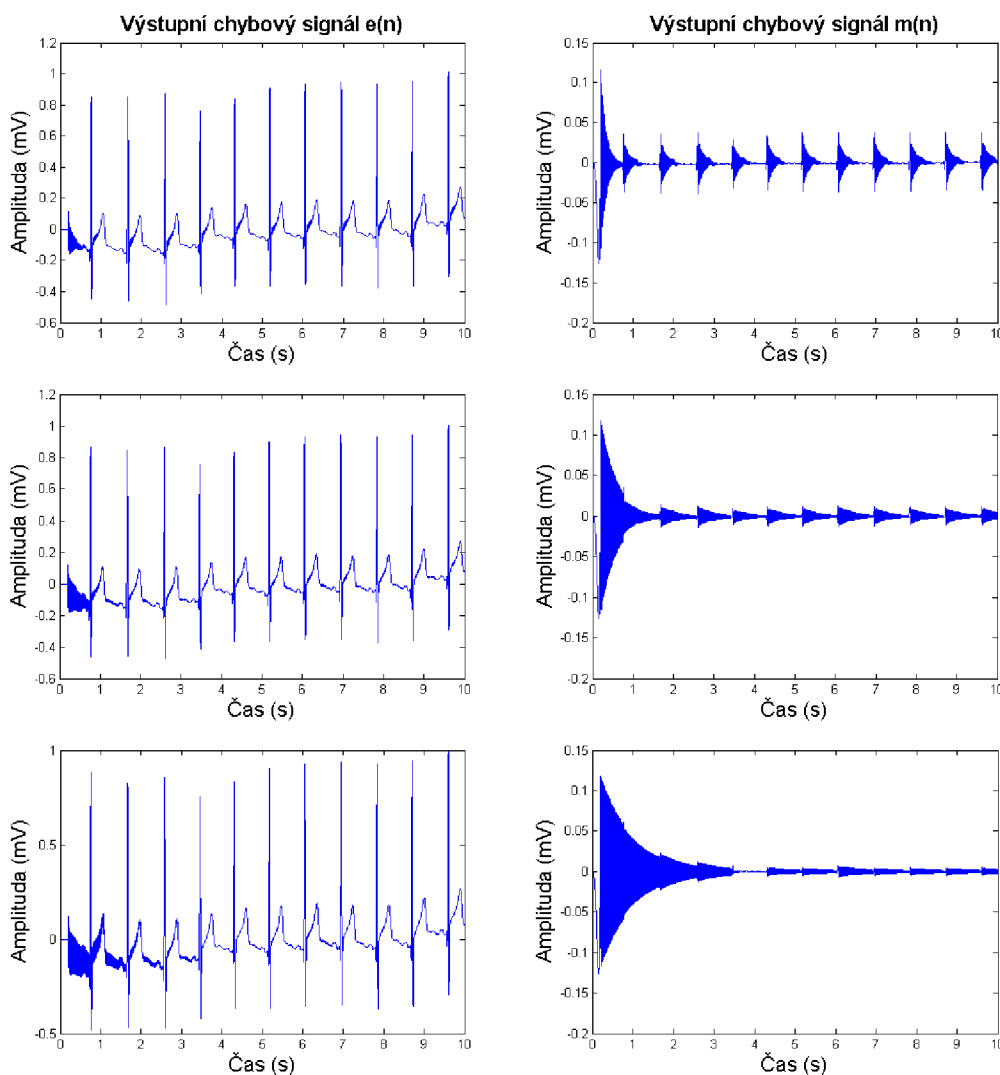
Obrázek 17: Výstupní chybový signál $e(n)$ a chyba filtrace $m(n)$ pro různou délku N impulsní charakteristiky FIR filtru pro hodnoty 50 (nahore), 100 (uprostřed) a 150 (dole)

3.4.2 Nastavení rychlosti adaptačního algoritmu μ

Výsledné doby ustálení a maximální chyby filtrace pro různé hodnoty rychlosti konvergence μ jsou uvedeny v tabulce 2 a jejich průběhy chybového signálu $e(n)$ a chyby filtrace $m(n)$ jsou zobrazeny na obr. 18. Testovacími hodnotami byly rychlosti 0,0003; 0,0001 a 0,00005. Hodnota impulsní charakteristiky $N = 100$ byla pro všechny rychlosti konvergence stejná.

Tabulka 2: Chyba filtrace a doba ustálení pro různé rychlosti adaptace μ

Rychlost adaptace μ (-)	0,00005	0,001	0,0003
Maximální chyba filtrace (μV)	6,9	14,2	36,2
Doba ustálení (s)	3,5	1,5	1,0



Obrázek 18: Výstupní chybový signál $e(n)$ a chyba filtrace $m(n)$ pro různou rychlost konvergence μ pro hodnoty 0,0003 (nahore), 0,0001 (uprostřed) a 0,00005 (dole)

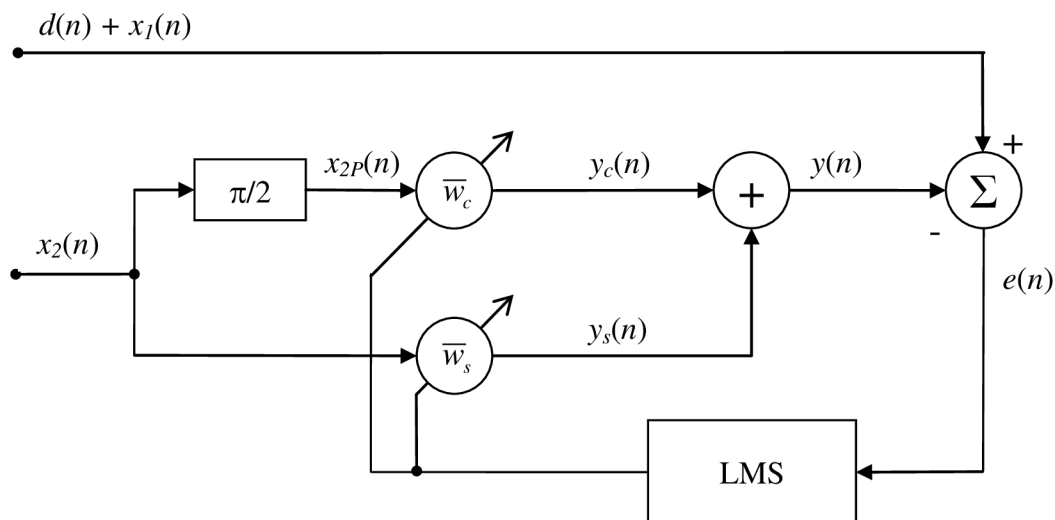
Podobně jako u nastavení délky impulsní charakteristiky i zde můžeme stanovit základní pravidlo pro rychlost konvergence. Čím větší je hodnota této rychlosti, tím se systém adaptuje rychleji, ale s větší chybou.

Je vidět, že optimální volbou a kombinací rychlosti adaptace s délkou impulsní charakteristiky můžeme ovlivnit výsledné vlastnosti adaptačního systému, který může fungovat na základě co nejrychlejší adaptace, ale s velkou chybou filtrace, nebo jako přesný filtr s minimální chybou za cenu pomalého přizpůsobení systému. Toto platí i u všech následujících filtrů.

4 Jednoduchá úzkopásmová adaptivní zádrž

4.1 Popis jednoduché adaptivní úzkopásmové zádrže

Tento druh adaptivního filtru je založen na předchozím filtru, který je upraven tak, aby se přizpůsobil různé fázi rušivého a referenčního signálu. Princip úzkopásmové adaptivní zádrže vychází z použití dvou referenčních signálů, které mají vzájemný posun fáze o $\pi/2$. Základem je předpoklad, že při součtu obou upravených signálů dojde k přizpůsobení výstupního signálu $y(n)$ na fázi a amplitudu rušivého signálu.



Obrázek 19: Schéma jednoduché adaptivní úzkopásmové zádrže

Z obr. 19 je patrné, že dané referenční signály jsou samostatně upravovány pomocí vah algoritmu LMS. Následně jsou oba již upravené signály $y_s(n)$ a $y_c(n)$ sečteny.

Pokud bychom určili referenční signál $x_2(n)$ jako:

$$x_2(n) = A_2 \cdot \sin\left(2\pi \cdot n \cdot \frac{f_0}{f_{vz}} + \varphi_2\right) \quad (4.1)$$

, kde je A_2 amplituda signálu, f_0 kmitočet síťového rušení, f_{vz} vzorkovací frekvence a φ_2 počáteční fáze signálů, můžeme pro posunutý referenční signál upravit rovnici (3.1):

$$x_{2p}(n) = A_2 \cdot \sin\left(2\pi \cdot n \cdot \frac{f_0}{f_{vz}} + \varphi_2 + \pi/2\right) = A_2 \cdot \cos\left(2\pi \cdot n \cdot \frac{f_0}{f_{vz}} + \varphi_2\right). \quad (4.2)$$

Rušivý harmonický signál zůstává stejný jako u prostého filtru. Oba referenční signály by se poté měli upravit pomocí vektorů vah $\bar{w}_s(n)$ a $\bar{w}_c(n)$. Znatelným zjednodušením celého výpočtu je však přechod do skalárního systému jejich nahrazením koeficienty $w_s(n)$ a $w_c(n)$, kde n udává číslo vzorku, viz kapitola 4.4. Ve své podstatě se jedná o zkrácení impulsní charakteristiky na jediný prvek, který je postupně adaptován algoritmem LMS. Místo konvoluce lze tedy napsat jednoduché násobení referenčního signálu daným koeficientem vah. Toto zjednodušení má však za následek také nutnost zvýšení rychlosti adaptace μ na takovou hodnotu, aby filtr reagoval dostatečně rychle s minimální chybou.

Po zjednodušení vektorů vah na dvojici vah $w_s(n)$ a $w_c(n)$ můžeme podle rovnic (2.10, 4.1 a 4.2) pro n -tý vzorek psát skalární rovnici výstupního signálu filtru $y(n)$:

$$y(n) = y_s(n) + y_c(n) = x_2(n) \cdot w_s(n) + x_{2p}(n) \cdot w_c(n) \quad (4.3)$$

$$y(n) = A_2 \cdot w_s(n) \cdot \sin\left(2\pi \cdot n \cdot \frac{f_0}{f_{vz}} + \varphi_2\right) + A_2 \cdot w_c(n) \cdot \cos\left(2\pi \cdot n \cdot \frac{f_0}{f_{vz}} + \varphi_2\right). \quad (4.4)$$

, kdy zvolíme počáteční fázi referenčního signálu φ_2 rovnu 0.

Pro signál $y(n)$ zároveň platí:

$$y(n) = A \cdot \sin\left(2\pi \cdot n \cdot \frac{f_0}{f_{vz}} + \phi\right) \quad (4.5)$$

, kde A je celková amplituda a ϕ je výsledná fáze $y(n)$.

Poté můžeme za pomoci vztahů pro součet harmonických signálů vypočítat z rovnice (4.4) výslednou amplitudu [8]:

$$A = \sqrt{[A_2 \cdot w_s(n)]^2 + [A_2 \cdot w_c(n)]^2} \quad (4.6)$$

a fázi signálu

$$\phi = \arctan\left[\frac{w_c(n)}{-w_s(n)}\right]. \quad (4.7)$$

Je tedy vidět, že posun fáze výstupního signálu závisí pouze na hodnotách vah adaptivního systému a výsledná amplituda ještě na počáteční amplitudě referenčního signálu.

4.2 Implementace filtru

Základem je opět adaptivní filtr FIR s LMS algoritmem, proto platí podobná implementace jako v kapitole 3.2 s tím rozdílem, že váhy \bar{w}_s a \bar{w}_c jsou na začátku nulové a poté počítány jednotlivě pro oba referenční vstupy. Pro vektory vah a vstupní referenční signály délky N , je pro n -tý krok iterace výpočet roven:

$$y_s(n) = \bar{w}_s^T \cdot \bar{x}_s(n) \quad (4.8)$$

$$y_c(n) = \bar{w}_c^T \cdot \bar{x}_c(n) \quad (4.9)$$

$$y(n) = y_s(n) + y_c(n) \quad (4.10)$$

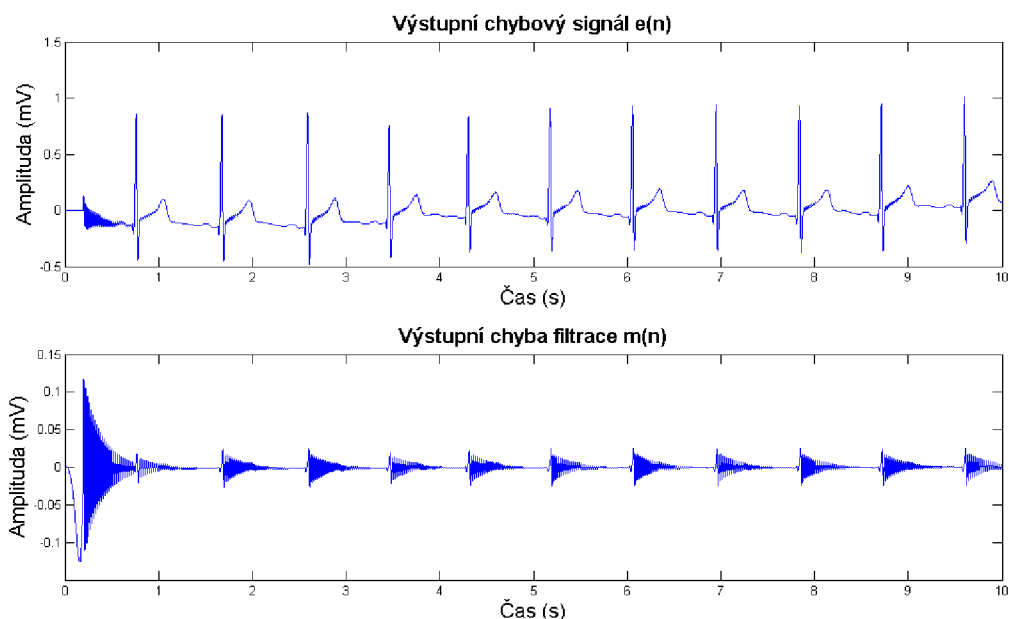
$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (4.11)$$

$$\bar{w}_s = \bar{w}_s + 2\mu e(n) \bar{x}_s(n) \quad (4.12)$$

$$\bar{w}_c = \bar{w}_c + 2\mu e(n) \bar{x}_c(n) \quad (4.13)$$

4.3 Výsledné vlastnosti adaptivní zadrž

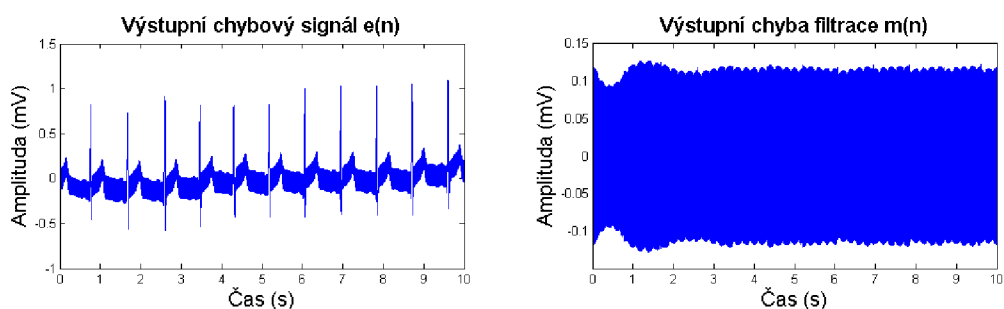
Úzkopásmová adaptivní zadrž je nejdříve nastavena s impulsní charakteristikou délky $N = 100$ a rychlostí konvergence $\mu = 0,0001$, které jsou záměrně zvoleny stejně jako u prostého adaptivního filtru kvůli porovnání obou filtrů. Na obr. 20 jsou znázorněny základní signály této adaptivní zadrž, tedy výstupní chybový signál $e(n)$ a také chybový signál $m(n)$. Pro takto nastavenou adaptivní zadrž je doba ustálení 0,7 s a maximální chyba filtrace 24,8 μV . Je tedy vidět, že úzkopásmová zadrž se při stejných hodnotách adaptuje rychleji než prostý filtr, ale za cenu vyšší chyby filtrace.



Obrázek 20: Výstupní signál $e(n)$ a chyba filtrace $m(n)$ úzkopásmové adaptivní zadrž pro $N=100$ a $\mu=0,0001$

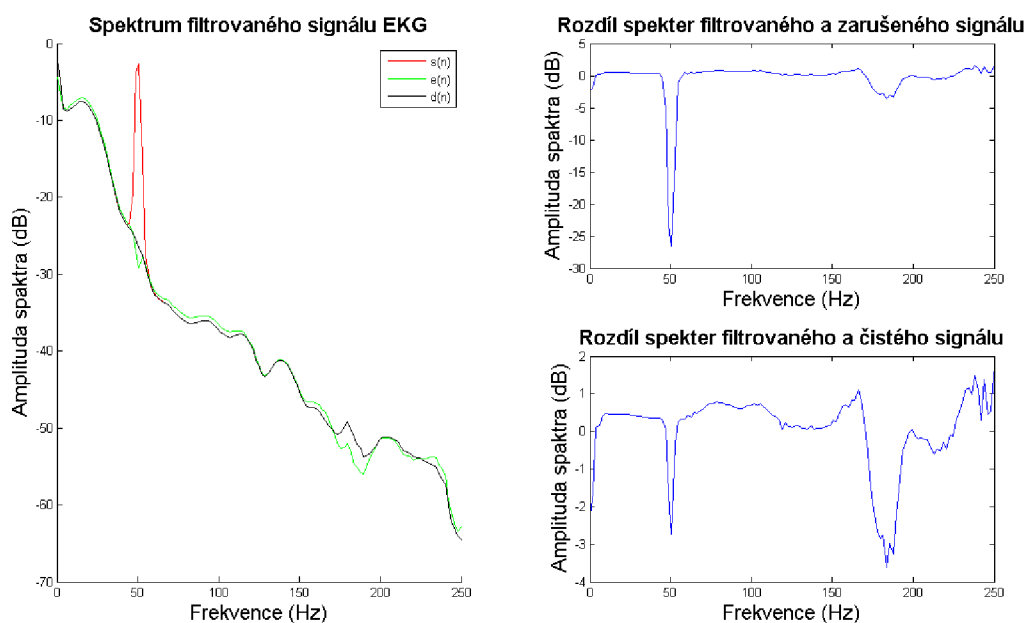
Z porovnání chyby filtrace a výstupního chybového signálu lze také vyčíslit rozkmitání filtru na R vlně EKG signálu. Jako u prostého filtru je to dáno adaptováním systému na skokovou změnu.

Na obr. 21 je znázorněn chybový signál a chyba filtrace pro odchylku kmitočtu rušivého signálu o 1%. Z obrázku je zřetelné, že úzkopásmové filtr se nedokáže přizpůsobit kmitočtu 50,5 Hz, pokud jeho referenční signál pracuje na 50 Hz. Jednoduchá úzkopásmová zadrž tudíž není vhodná pro použití v prostředí, kde se výrazně mění síťový kmitočet v rozmezí stanoveném normou.



Obrázek 21: Výstupní chybový signál $e(n)$ a chyba filtrace $m(n)$ pro nárůst kmitočtu rušivého signálu jednoduché úzkopásmové adaptivní zadrž o 1%

Obr. 22 obsahuje výkonová spektra nezarušeného i uměle zarušeného signálu před filtrací a výsledného filtrovaného signálu. Výkonové spektrum filtrovaného signálu je zobrazeno až po uplynutí doby ustálení.



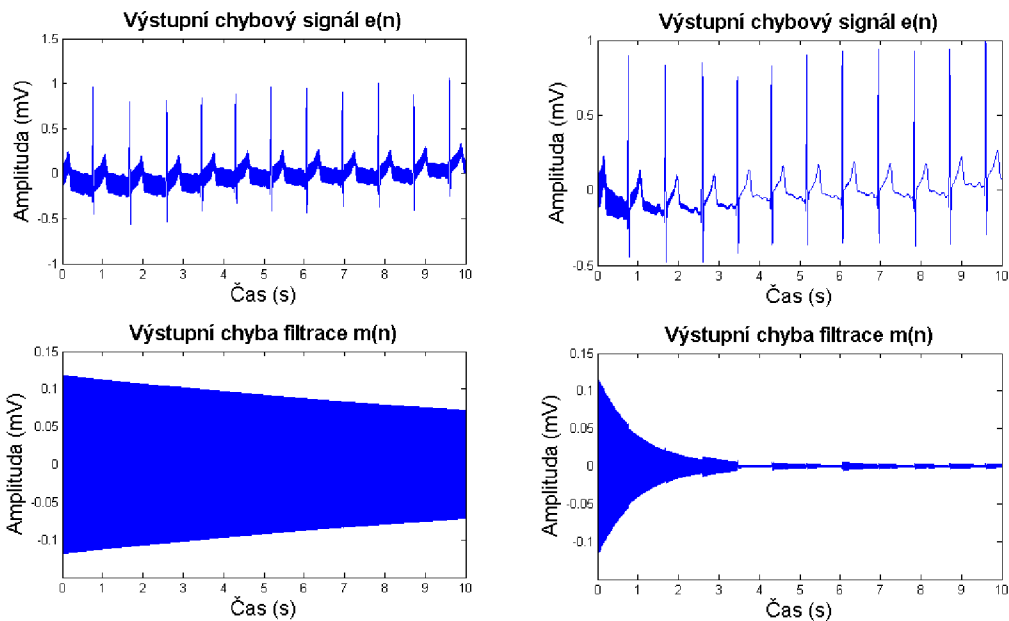
Obrázek 22: Výkonová spektra signálů úzkopásmové adaptivní zadrž (N = 100) a jejich srovnání

Z výkonových spekter je dobře znatelné potlačení složky rušení o 23,9 dB. Nevýhodou při použití této zadrž je větší porušení užitečné složky o 2,6 dB v oblasti 50 Hz. Stejně jako u prostého filtru jsou frekvence vyšší než 150 Hz potlačeny mnohem více. To však nepředstavuje problém, jelikož na těchto frekvencích již EKG signál nenesé žádné důležité informace.

4.4 Vliv základních parametrů na úzkopásmovou adaptivní zadrž

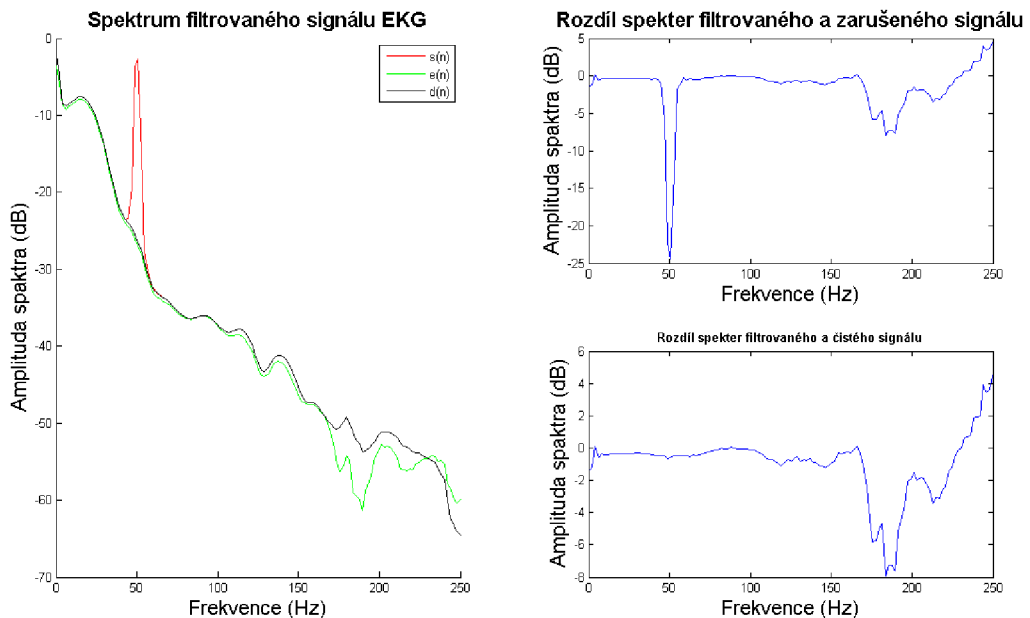
Pro vliv základních parametrů na úzkopásmovou adaptivní zadrž budeme vycházet z poznatků o prostém adaptivním filtru, viz kapitola 3.4. Při zvyšování rychlosti konvergence se bude snižovat doba ustálení a zvyšovat chyba filtrace. Na druhou stranu při zkracování impulsní charakteristiky se bude prodlužovat doba ustálení, ale zmenšovat chyba filtrace. Tohoto poznatku využijeme při přechodu na skalární zjednodušení filtrace kvůli optimalizaci a jednoduchosti výpočtu celého algoritmu. Kdyby se tento krok provedl u prostého filtru, došlo by k výraznému nárůstu chyby adaptace a k rozkmitání filtru. Úzkopásmová zadrž však dovoluje tuto redukci za cenu zvýšení rychlosti adaptace. Zkrácení je také vhodné pro srovnávání úzkopásmové adaptivní zadrž bez a s číslicovým rezonátorem, viz kapitola 5.3.

Nyní provedeme zkrácení impulsní charakteristiky na jediný vzorek a tím také převod na skalární druh filtrace. Z obr. 23 je patrné, že při zkrácení impulsní charakteristiky na jediný vzorek dojde ke značnému nárůstu doby ustálení, která přesáhne 10 s, ale nedojde k nepříznivému rozkmitání FIR filtru. Proto je vhodné zvýšit rychlost konvergence na 0,002. Na obr. 23 jsou proto znázorněny výstupní signály a chyby filtrace pro rychlost konvergence rovnu $\mu=0,0001$ (levý sloupec) a $\mu=0,002$ (pravý sloupec), aby byl viditelný vliv rychlosti konvergence na výstup filtru.



Obrázek 23: Výstupní signál $e(n)$ a chyba filtrace $m(n)$ úzkopásmové adaptivní zadrž s $N = 1$ a rychlostí konvergence $\mu=0,0001$ (vlevo) a $\mu=0,002$ (vpravo)

Takto upravená úzkopásmová zadrž má maximální chybu filtrace $5,8 \mu\text{V}$ a dobu ustálení 3 s. Při srovnání s prostým filtrem, který má stejnou dobu ustálení, je chyba filtrace menší o $1 \mu\text{V}$. Velkou výhodou takto nastaveného filtru je také malé rozkmitání při nástupu R vlny. Tuto rychlost adaptace můžeme považovat jako výchozí pro skalární filtraci a následující adaptivní filtry jsou již implementovány a testovány s rychlostí konvergence $\mu=0,002$.



Obrázek 24: Výkonová spektra signálů úzkopásmové adaptivní zadrž ($N = 1$) a jejich srovnání

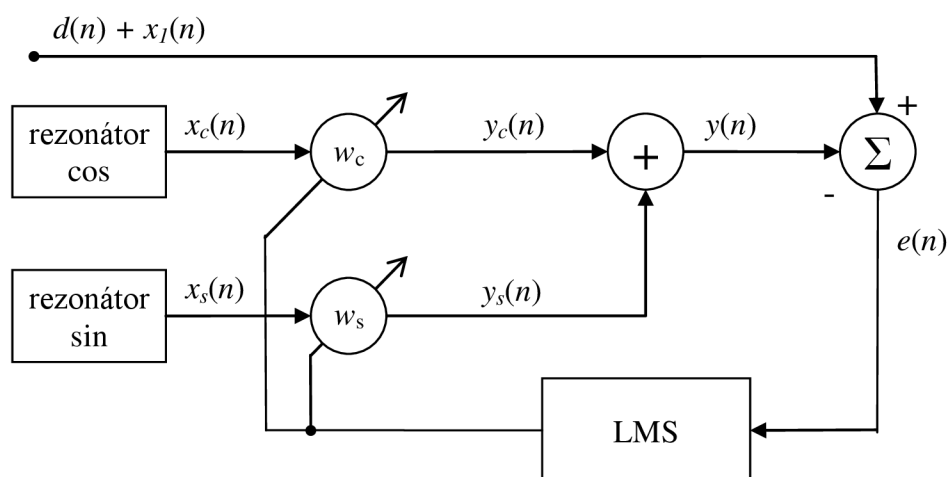
Z obr. 24 je patrné i zlepšení ve spektru, kdy již nedochází k potlačení užitečné složky EKG a filtr mnohem lépe odstraňuje rušení.

5 Úzkopásmová adaptivní zadrž s číslicovým rezonátorem

Pokud budeme chtít odstranit problém necitlivosti jednoduché úzkopásmové adaptivní zadrž na kolísání síťového kmitočtu, je nutné přidat adaptivní část, která bude upravovat kmitočet referenčního signálu. Pro jednoduchou zadrž je však referenční signál generován s pevnými parametry, které se jen velice těžko adaptují. Je tedy nutné nejdříve změnit způsob generace referenčního signálu a tím si připravit základ pro následnou adaptaci na změnu kmitočtu.

5.1 Popis úzkopásmové adaptivní zadrž s číslicovým rezonátorem

Celý princip vychází z předešlého konceptu jednoduché adaptivní zadrž, tedy i z prostého filtru, který je navíc vybaven číslicovým rezonátorem pro tvorbu referenčních signálů. Odlišnost je tedy pouze v samotné tvorbě referenčního signálu, viz obr. 25.



Obrázek 25: Schéma adaptivní úzkopásmové zadrž s číslicovým rezonátorem

Důležitým faktorem, který ovlivní vlastnosti celého systému je způsob generování číslicového harmonického signálu v rezonátoru. Zcela nevhodná je například volba generování pomocí Taylorovy řady, která využívá principu nekonečné geometrické řady. To je početně velice náročné a tudíž neefektivní. Jednodušší je zvolit metodu založenou na trigonometrické identitě a rekurzivě vzorků, tzv. Goertzelův algoritmus. [8] [9]

Goertzelův algoritmus vychází z generování sinusového (kosinusového) průběhu ze dvou předcházejících vzorků, tedy pro n -tý vzorek námi zvoleného referenčního signálu $x_s(n)$ platí:

$$x_s(n) = c \cdot x_s(n-1) + d \cdot x_s(n-2) \quad (5.1)$$

, kde c a d jsou konstanty, které se musí určit.

Pro sinusový signál můžeme stanovit jeho celkový průběh pomocí počátečního úhlu a a přírůstku b . Naším cílem je určit řadu, která bude odpovídat sinusovému průběhu pro n -tý vzorek:

$$\sin(a+b), \sin(a+2b), \sin(a+3b) \dots \sin(a+nb). \quad (5.2)$$

Poté můžeme pro sinusový referenční signál psát podle rovnic (5.1 a 5.2):

$$x_s(n) = c \cdot \sin[a + b(n-1)] + d \cdot \sin[a + b(n-2)]. \quad (5.3)$$

Z této rovnice (5.3) se následně dají vyjádřit dvě rovnice, které tvoří základ pro odvození konstant c a d [9]:

$$[d \cdot \cos(2 \cdot b) + c \cdot \cos(b)] = 1 \quad (5.4)$$

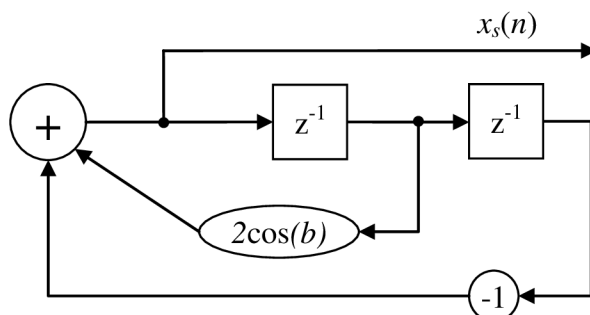
$$[d \cdot \sin(2 \cdot b) + c \cdot \sin(b)] = 0 \quad (5.5)$$

a tedy konstanty jsou rovny

$$d = -1, \quad (5.6)$$

$$c = 2 \cos(b). \quad (5.7)$$

Na obr. 26 je znázorněno schéma rezonátoru, které ilustruje celkový průběh generace signálu pomocí Goertzelova algoritmu podle rovnice (5.1) s dosazenými konstantami.



Obrázek 26: Schéma rezonátoru pro sinusový průběh rezonátoru

Pro kosinusový signál $x_c(n)$ jsou konstanty c a d stanoveny obdobným způsobem jako pro sinusový a mají stejné hodnoty [9], viz rovnice (5.6 a 5.7).

Přírůstek b vychází z nejmenšího možného kroku úhlu pro danou vzorkovací frekvenci a kmitočet referenčního signálu a je určen vztahem:

$$b = 2\pi \cdot \frac{f_0}{f_{vz}}. \quad (5.8)$$

Pro základní chod generátoru je nezbytné stanovit počáteční podmínky dvou prvních vzorků, podle kterých se rezonátor rozkmitá. Pro sinusový signál $x_s(n)$ jsou základní podmínky stanoveny [9]:

$$x_s(-1) = A_2 \cdot \sin(a + nb) = A_2 \cdot \sin\left(-2\pi \cdot \frac{f_0}{f_{vz}}\right) \quad (5.9)$$

$$x_s(-2) = A_2 \cdot \sin(a + nb) = A_2 \cdot \sin\left(-4\pi \cdot \frac{f_0}{f_{vz}}\right) \quad (5.10)$$

, kde počáteční úhel a , jenž odpovídá posunu fáze, je pro zjednodušení nulový, A_2 je amplituda signálu, f_0 kmitočet síťového rušení a f_{vz} vzorkovací frekvence.

Pro kosinusový signál $x_c(n)$ jsou základní podmínky:

$$x_c(-1) = A_2 \cdot \cos(a + nb) = A_2 \cdot \cos\left(-2\pi \cdot \frac{f_0}{f_{vz}}\right) \quad (5.11)$$

$$x_c(-2) = A_2 \cdot \cos(a + nb) = A_2 \cdot \cos\left(-4\pi \cdot \frac{f_0}{f_{vz}}\right). \quad (5.12)$$

Vstupní referenční signály jsou nakonec upravovány stejně jako u jednoduché úzkopásmové adaptivní zadržky koeficienty $w_s(n)$ a $w_c(n)$ a pro celkový výstupní signál platí rovnice (4.8 až 4.10) uvedené v kapitole 3.2. Je také nutné podotknout, že filtr pracuje už pouze se skalárními vahami, jelikož pomocí rezonátoru je generován aktuální vzorek referenčního signálu.

Tento druh adaptivního filtru ještě nezvládá kolísání síťového kmitočtu a je nutné ho tedy rozšířit o tuto funkci, viz kapitola 5.4. Nejjednodušším řešením je zásah do číslicového rezonátoru, který se upraví na adaptabilní rezonátor, jenž bude sledovat frekvenci rušivého signálu a následně upravovat tento kmitočet podle výstupního chybového signálu, viz kapitola 6. Nicméně je vhodné i tento typ filtru otestovat a porovnat s jednoduchou úzkopásmovou adaptivní zadržkou.

5.2 Implementace filtru

Pro základní implementaci je nutné zvolit počáteční podmínky celého systému, které rozkmitají rezonátor a tím určí druh referenčních signálů. Pro referenční signály platí počáteční podmínky uvedené pomocí rovnic (5.9 až 5.12) z předcházející kapitoly s amplitudou rovnou jedné a zároveň platí:

$$c = 2 \cos\left(2\pi \cdot \frac{f_0}{f_{vz}}\right). \quad (5.13)$$

Celý systém poté pracuje na základě algoritmu určeného rovnicemi (5.14 a 5.19). Pro n -tý krok skalárně platí:

$$x_s(n) = c \cdot x_s(n-1) - x_s(n-2) \quad (5.14)$$

$$x_c(n) = c \cdot x_c(n-1) - x_c(n-2) \quad (5.15)$$

$$y(n) = w_s(n) \cdot x_s(n) + w_c(n) \cdot x_c(n) \quad (5.16)$$

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (5.17)$$

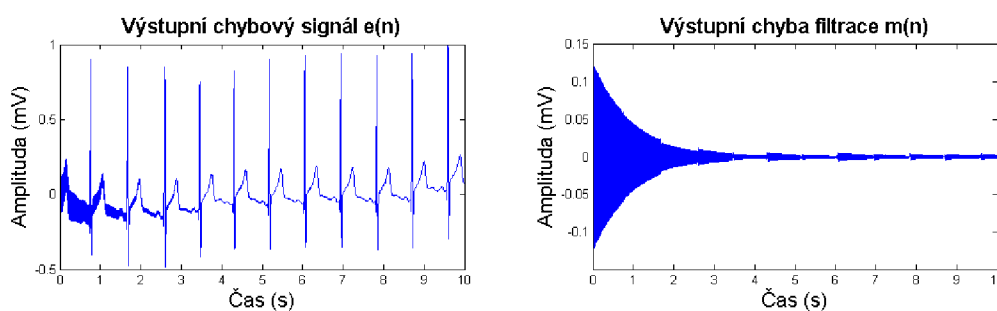
$$w_s(n+1) = w_s(n) + 2\mu e(n)x_s(n) \quad (5.18)$$

$$w_c(n+1) = w_c(n) + 2\mu e(n)x_c(n) \quad (5.19)$$

5.3 Výsledné vlastnosti adaptivního filtru

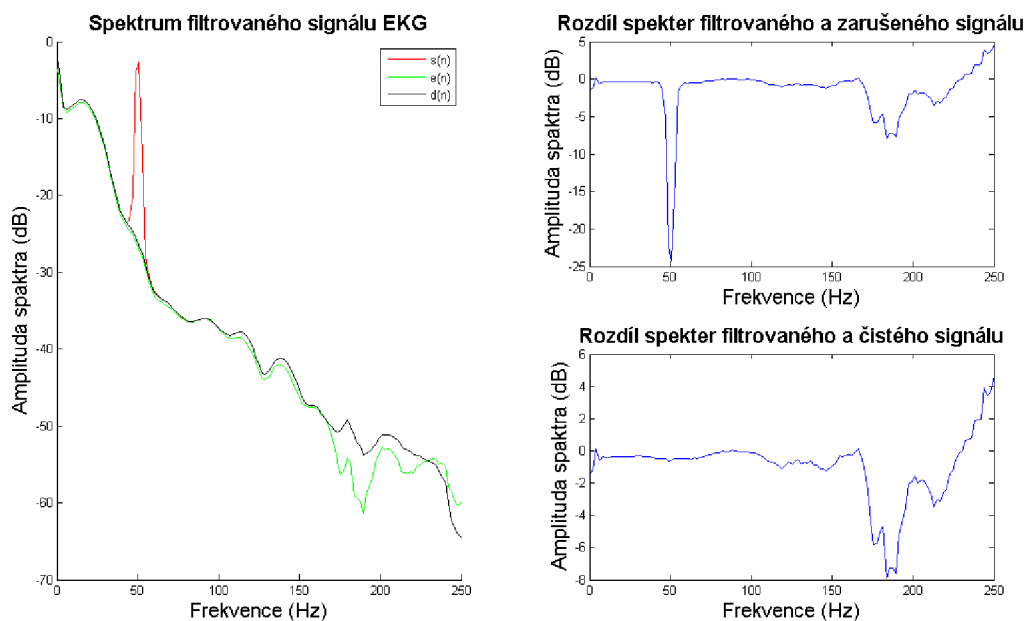
Adaptivní zádrž s číslicovým rezonátorem je opět testována na rušivém signálu s kmitočtem 50 Hz a posunem fáze o $\pi/5$. Jelikož je tento signál upravován pouze jedním vzorkem, je rychlost konvergence zvolena na $\mu = 0,002$.

Výsledky filtrace jsou zobrazeny na obr. 27. Chybový signál $e(n)$ i chyba filtrace $m(n)$ jsou téměř shodné s jednoduchou zádrží bez rezonátoru se stejnou dobou ustálení a s jedním vzorkem impulsní charakteristiky. Maximální chyba filtrace po ustálení je rovna $5,7 \mu\text{V}$. Je tedy vidět, že typ generace signálu v tomto případě nehraje až tak výraznou roli ve vlastnostech výstupních signálů.



Obrázek 27: Výstupní signál $e(n)$ a chyba filtrace $m(n)$ adaptivní zádrže s číslicovým rezonátorem a s rychlostí konvergence $\mu=0,002$

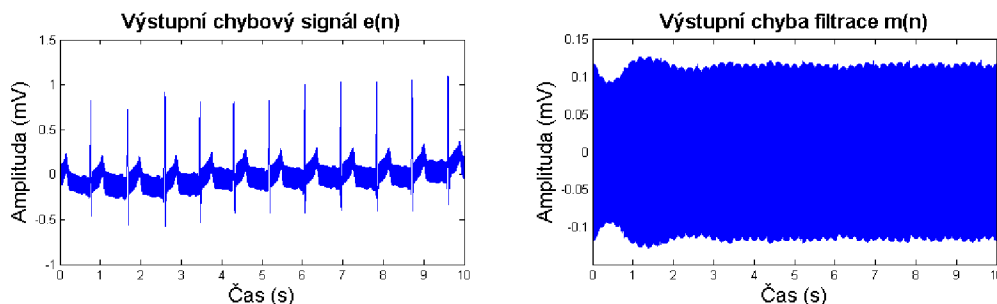
Po uplynutí doby ustálení jsou opět odečtena i výkonová spektra na obr. 28. Složka rušení je potlačena o 24,6 dB bez výraznějšího porušení užitečné složky. Zásadní vliv na tuto skutečnost má použití skalárního výpočtu a tudíž redukovaná impulsní charakteristika. Z definice systému je zřejmé, že podobné spektrum má i jednoduchá úzkopásmová adaptivní zádrž s redukovanou délkou impulsní charakteristiky na obr. 24.



Obrázek 28: Výkonová spektra signálů úzkopásmové adaptivní zadržky s rezonátorem a jejich srovnání

Číslicový rezonátor založený na Goertzelově algoritmu rekurzivních vzorků je tedy vhodnou alternativou k pevnému generování harmonického signálu jako v případě jednoduché úzkopásmové adaptivní zadržky. Jeho nespornou výhodou je však tvorba referenčního signálu během filtrace, kdy není příliš zatěžována paměť ani buffer procesoru. Na druhou stranu jestliže je tento krok součástí filtrace, probíhá daný cyklus pomaleji. Jeho nevýhodou může být také jeho rekurzivnost. V kritických případech může dojít k zaokrouhlování vzorků, a tím může vzniknout nepříznivé harmonické zkreslení. [8]

Jelikož je systém filtrace založen na úzkopásmové adaptivní zadržce, která se sama nedokáže přizpůsobit změnám kmitočtu a není nijak upravena, je výsledná chyba filtrace pro kmitočet rušivého signálu 50,5 Hz totožná s jednoduchou zadržicí bez rezonátoru. Tato úzkopásmová zadržka tudíž také není vhodná pro použití v prostředí, kde se výrazně mění síťový kmitočet v rozmezí stanoveném normou.



Obrázek 29: Výstupní chybový signál $e(n)$ a chyba filtrace $m(n)$ pro nárůst kmitočtu rušivého signálu úzkopásmové adaptivní zadržky s číslicovým rezonátorem 1%

Všechny předešlé kroky od prostého filtru až po zavedení rezonátoru měly za úkol předvést základní evoluci filtru až do podoby, ve které bude schopen sledovat kmitočet rušivého signálu a schopen reagovat na jeho změny v síti. Následující filtr již tento problém řeší.

6 Úzkopásmová adaptivní zádrž s adaptivním číslicovým rezonátorem

Jak již bylo zmíněno výše, adaptivní zádrž s adaptivním číslicovým rezonátorem má za úkol odstranit problém kolísavého kmitočtu harmonického rušivého signálu. Optimální volbou pro tento úkol, je použití adaptivního systému založeného na některém z adaptivních algoritmů.

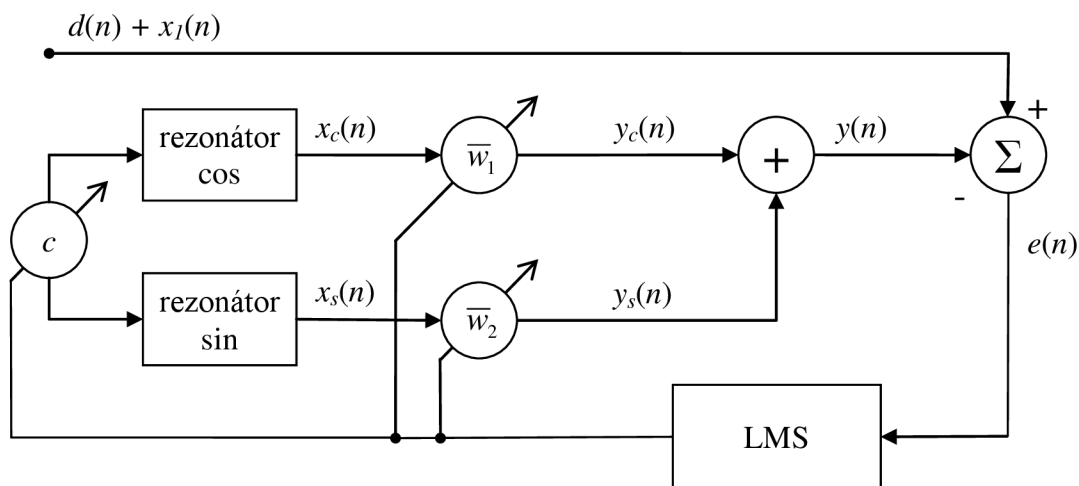
6.1 Popis úzkopásmové adaptivní zádrže s adaptivním číslicovým rezonátorem

Úzkopásmová adaptivní zádrž s adaptivním číslicovým rezonátorem vychází ze zádrže s číslicovým rezonátorem, která je popsána v kapitole 5. Zásadní výhodou adaptivní zádrže s číslicovým rezonátorem je způsob generace signálu, který je pevně dán pomocí konstanty $c(n)$, jenž je závislá na frekvenci a kroku systému.

Pro adaptivní rezonátor můžeme pro n -tý krok určit:

$$c(n) = 2 \cos\left(2\pi \cdot n \cdot \frac{f_0}{f_{vz}}\right). \quad (6.1)$$

Na obr. 30 je zobrazeno schéma této úzkopásmové adaptivní zádrže s adaptivním číslicovým rezonátorem.



Obrázek 30: Schéma adaptivní úzkopásmové zádrže s číslicovým rezonátorem

Úprava referenčního signálu tedy bude probíhat ve dvou krocích. Nejdříve se upraví kmitočet rezonátoru a poté dojde k úpravě amplitudy a fáze. Adaptace vah pro amplitudu a fázi probíhá stejným způsobem jako pro úzkopásmovou adaptivní zádrž s rezonátorem, viz kapitola 5, a nemusíme jí tudíž znovu odvozovat.

Pro úpravu kmitočtu rezonátoru bude použit jednoduchý LMS algoritmus s lineárním filtrem. Vzhledem k rekurzivní závislosti rezonátoru, bude vést výpočet k použití IIR filtru. Pokud bychom chtěli použít filtr FIR, museli bychom upravit jednoduchou úzkopásmovou adaptivní zadrž nebo prostý adaptivní filtr, což by vedlo k výsledné nelinearitě použitého filtru a k velké výpočetní závislosti [8].

Pro LMS algoritmus platí kriteriální funkce:

$$\varepsilon = E[e^2(n)] \quad (6.2)$$

, která je závislá na frekvenci f_0 , tudíž můžeme problém omezit na řešení derivace [8]:

$$\frac{\partial e^2(n)}{\partial f_0} \quad (6.3)$$

Jako rychlost adaptace LMS algoritmu zvolíme krok β a za podmínky, že kmitočet je řízen pomocí parametru $c(n)$, můžeme z rovnic (2.3 a 2.4) analogicky skalárně vyjádřit [4]:

$$c(n+1) = c(n) - \beta \frac{\partial e^2(n)}{\partial c} \quad (6.4)$$

Poté určíme derivaci kriteriální funkce a sloučíme se základní rovnicí (2.1) adaptivního systému [4] [8]:

$$\frac{\partial e^2(n)}{\partial c} = 2e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial c} = -2e(n) \frac{\partial y(n)}{\partial c} \quad (6.5)$$

a následně dosazením do rovnice (2.2) dostáváme výpočet adaptačního algoritmu pro parametr $c(n)$:

$$c(n+1) = c(n) + 2\beta \frac{\partial y(n)}{\partial c} \quad (6.6)$$

Dalším krokem tudíž musí být výpočet derivace pro výstupní signál $y(n)$. Ten se skládá z dvou upravených referenčních signálů $x_s(n)$ a $x_c(n)$, které jsou váhovány pomocí $w_s(n)$ a $w_c(n)$. Dostáváme tedy rovnici [8]:

$$\frac{\partial y(n)}{\partial c} = w_s(n) \frac{\partial x_s(n)}{\partial c} + w_c(n) \frac{\partial x_c(n)}{\partial c} \quad (6.7)$$

Pro řešení derivace použijeme rovnice (5.14 a 5.15) pro rekurzivní vyjádření referenčních signálů:

$$\frac{\partial x_c(n)}{\partial c} = \frac{\partial}{\partial c} [c(n) \cdot x_c(n-1) - x_c(n-2)], \quad (6.8)$$

$$\frac{\partial x_s(n)}{\partial c} = \frac{\partial}{\partial c} [c(n) \cdot x_s(n-1) - x_s(n-2)]. \quad (6.9)$$

Po vypočtení derivace dostáváme výslednou rekurzivní závislost derivací:

$$\frac{\partial x_c(n)}{\partial c} = x_c(n-1) + c(n) \cdot \frac{\partial x_c(n-1)}{\partial c} - \frac{\partial x_c(n-2)}{\partial c} \quad (6.10)$$

$$\frac{\partial x_s(n)}{\partial c} = x_s(n-1) + c(n) \cdot \frac{\partial x_s(n-1)}{\partial c} - \frac{\partial x_s(n-2)}{\partial c} \quad (6.11)$$

Výsledkem je velice elegantní řešení za pomoci dalších dvou pomocných rekurzivních rezonátorů, které nahrazují derivace. Je proto nutné je zahrnout do počátečních podmínek při spouštění celého algoritmu.

6.2 Implementace filtru

Celková implementace je rozsáhlejší než u všech předchozích filtrů, proto je shrnuta do přehledné tabulky 3, kde jsou jednotlivé derivace z rovnic (6.9, 6.10 a 6.11) uvedeny pod zkratkou *der* s příslušnou koncovkou signálu, například pro derivaci $y(n)$ označení $der_y(n)$.

Jako počáteční podmínky celého systému je nutné stanovit jak podmínky pro základní rezonátory, tak i pro pomocné, kde je nutné určit výchozí hodnoty prvních dvou derivací. Pro správné spuštění algoritmu nesmí být počáteční prvky derivací referenčních signálů rovny nule. Pokud by byly, nedocházelo by k výpočtu derivace a výsledkem by byl pouze obyčejný rezonátor bez adaptivní složky parametru $c(n)$. Vhodné nastavení je uvedeno v tabulce 3 v počátečních podmínkách. Nastavení těchto počátečních parametrů ovlivní celý adaptivní systém a je mu věnována kapitola 6.4.2.

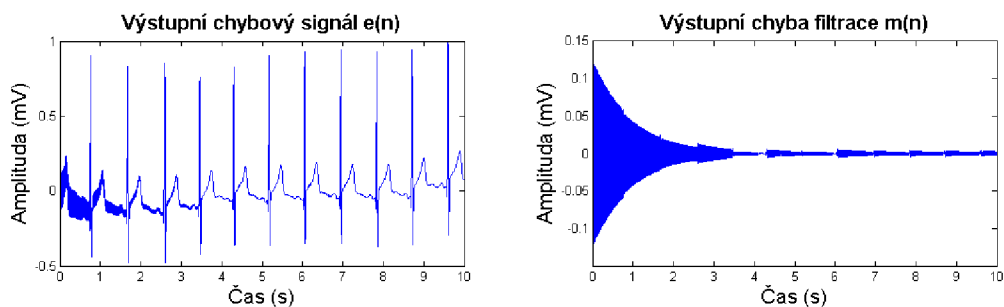
Tabulka 3: Implementace úzkopásmové adaptivní zádrže s adaptivním rezonátorem

Počáteční podmínky	Algoritmus
$x_c(-1) = \cos(-2\pi f_0 / f_{vz})$	$x_c(n) = c(n) \cdot x_c(n-1) - x_c(n-2)$
$x_c(-2) = \cos(-4\pi f_0 / f_{vz})$	$x_s(n) = c(n) \cdot x_s(n-1) - x_s(n-2)$
$x_s(-1) = \sin(-2\pi f_0 / f_{vz})$	$y(n) = w_s(n) \cdot x_s(n) + w_c(n) \cdot x_c(n)$
$x_s(-2) = \sin(-4\pi f_0 / f_{vz})$	$e(n) = d(n) - y(n)$
$c(0) = 2\cos(2\pi f_0 / f_{vz})$	$w_s(n+1) = w_s(n) - 2\mu e(n)x_s(n)$
$der_{x_c}(-2) = der_{x_s}(-2) = 0$	$w_c(n+1) = w_c(n) - 2\mu e(n)x_c(n)$
$der_{x_c}(-1) = der_{x_s}(-1) = 1$	$der_{x_c}(n) = c(n) \cdot der_{x_c}(n-1) - der_{x_c}(n-2)$
	$der_{x_s}(n) = c(n) \cdot der_{x_s}(n-1) - der_{x_s}(n-2)$
	$der_y(n) = w_s(n) \cdot der_{x_s}(n) + w_c(n) \cdot der_{x_c}(n)$
	$c(n+1) = c(n) - 2\beta \cdot e(n) der_y(n)$

6.3 Výsledné vlastnosti adaptivního filtru

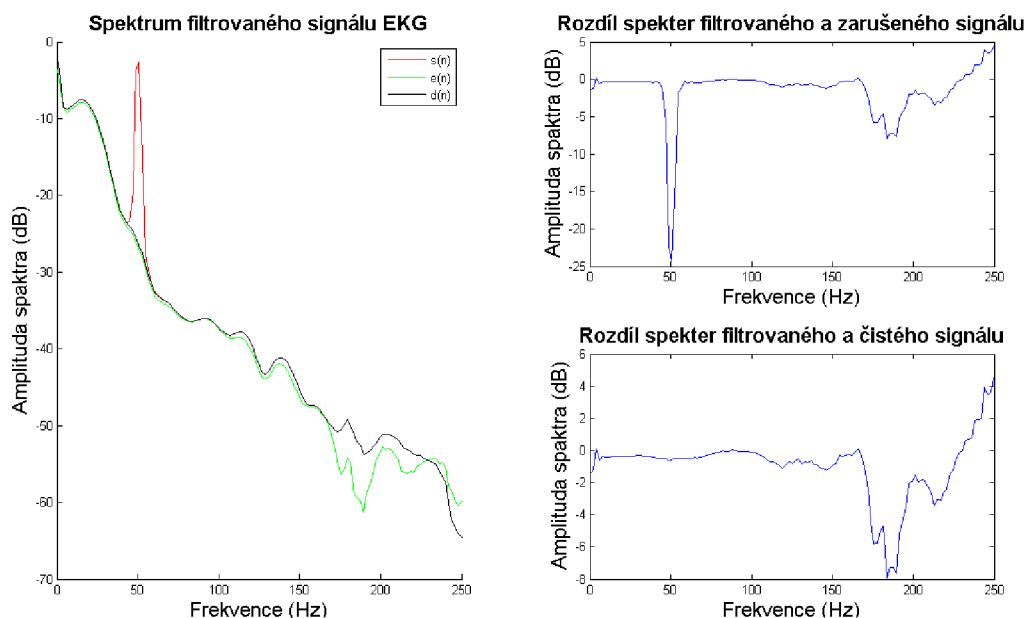
Adaptivní zádrž s adaptivním číslicovým rezonátorem je rozšířená adaptivní zádrž s jednoduchým rezonátorem, proto je zřejmé, že pro kmitočet rušení 50 Hz, kdy se rezonátor nemusí přizpůsobovat, a pro stejnou rychlost adaptace $\mu = 0,002$, bude chyba filtrace stejná. Tento poznatek je vidět porovnáním obr. 31 s chybou filtrace na obr. 27. Jako rychlost konvergence rezonátoru je zvolena hodnota $\beta = 1 \cdot 10^{-5}$.

Tato hodnota je vybrána tak, aby bylo možné porovnat zadrž s adaptivním a obyčejným rezonátorem. Při vyšší hodnotě má již β vliv na chybu adaptace, viz kapitola 6.4.1.



Obrázek 31: Výstupní signál $e(n)$ a chyba filtrace $m(n)$ adaptivní zadrž s adaptivním číslicovým rezonátorem a s rychlostí konvergence $\mu=0,002$

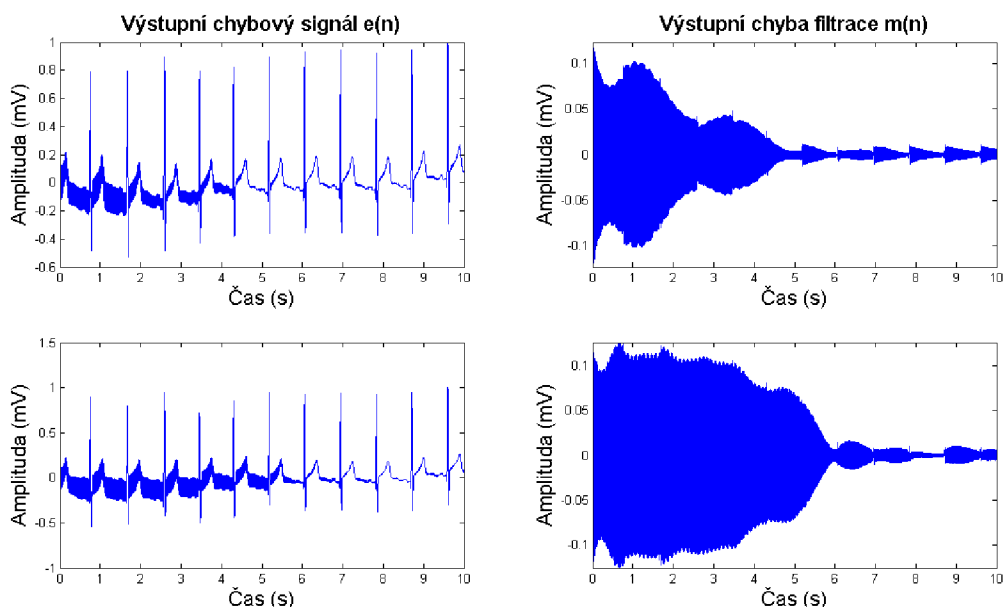
Výkonové spektrum z obr. 32 je naprosto shodné se zadrží obsahující obyčejný rezonátor, kdy filtr potlačuje rušení o 24,9 dB bez nežádoucího porušení užitečného signálu.



Obrázek 32: Výkonová spektra signálů úzkopásmové adaptivní zadrž s adaptivním rezonátorem a jejich srovnání

Je tedy zřejmé, že při správném nastavení pracuje zadrž s adaptivním rezonátorem stejně jako s obyčejným. Pro lepší pochopení efektu některých parametrů na chod tohoto filtru je lepší tento vliv ověřit.

Zásadní výhodou systému je filtrování rušivé složky i při odchylce od referenčního kmitočtu signálu. Na obr. 33 je zobrazena chyba filtrace a chybový signál pro maximální normovaný kmitočet rušivého signálu 50,5 Hz a ještě vyšší kmitočet 51 Hz. Je vidět, že doba ustálení se prodlužuje s vyšším kmitočtem rušení.



Obrázek 33: Výstupní chybový signál $e(n)$ a chyba filtrace $m(n)$ pro kmitočet rušivého signálu 50,5 Hz (nahore) a 51 Hz (dole)

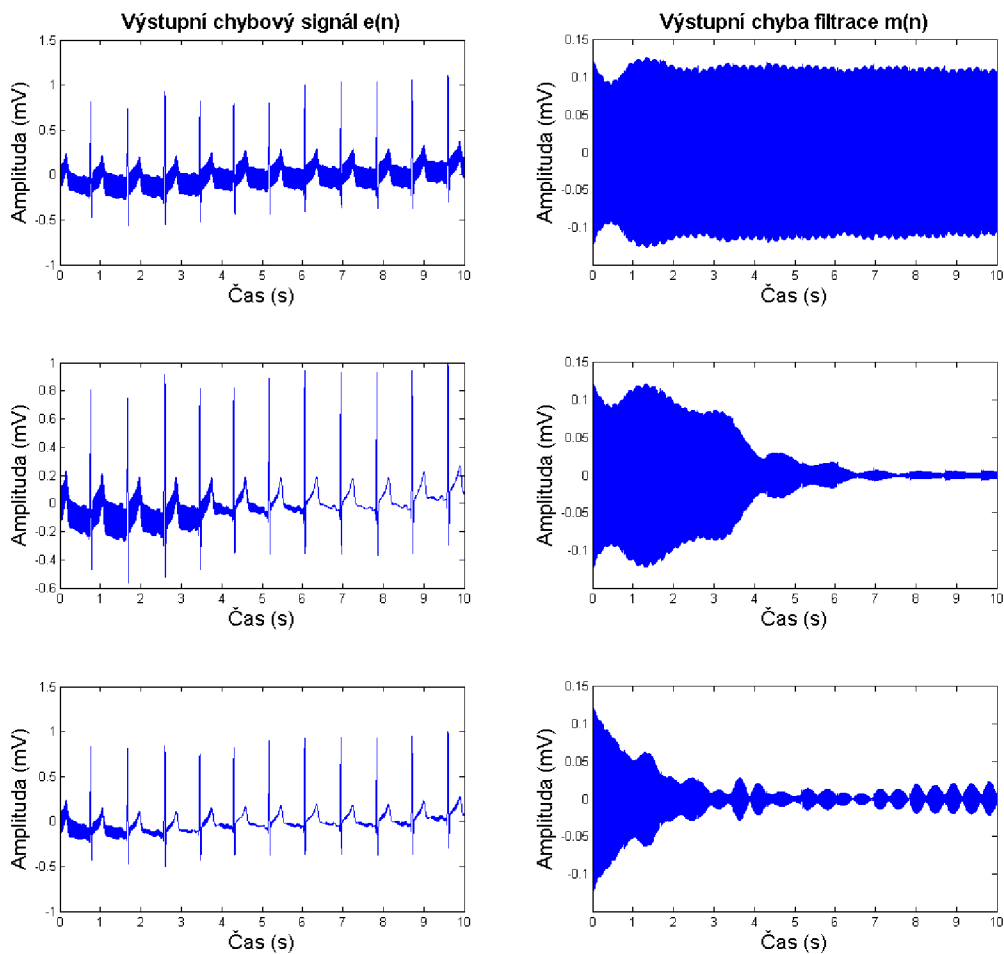
6.4 Vliv základních parametrů na úzkopásmovou zadrž s adaptivním rezonátorem

Základními parametry, jimiž lze ovlivnit průběh filtrace úzkopásmové adaptivní zadrž s adaptivním rezonátorem, jsou rychlost konvergence amplitudy a fáze μ , rychlost adaptace rezonátoru β a počáteční hodnoty derivací $derx_c$ a $derx_s$.

Pro rychlost konvergence μ platí stejné podmínky jako pro předchozí filtry. S rostoucí se rychlostí klesá doba ustálení a naopak stoupá chyba filtrace. Optimální rychlost konvergence pro nekolísavý kmitočet signálu je již stanovena při zkracování impulsní charakteristiky jednoduché adaptivní zadrž jako $\mu=0,002$. Stejná hodnota je zvolena také pro kolísání kmitočtu rušivého signálu, aby bylo možné objektivně porovnat vlastnosti filtru. Pro testování rychlosti adaptace β a počátečních derivačních podmínek je zbytečné testovat jejich vlastnosti na stejném kmitočtu rušivého a referenčního signálu, jelikož tyto parametry ovlivňují přímo vlastnosti číslicového rezonátoru. Proto jej budeme testovat s použitím rušivého signálu s odchylkou o 1%.

6.4.1 Nastavení rychlosti adaptace rezonátoru β

Pro rychlost adaptace rezonátoru bude platit stejná podmínka jako pro rychlost adaptace μ . Čím větší rychlost adaptace, tím menší doba ustálení za cenu větší chyby filtrace. Důkaz o tom podává obr. 34, na kterém jsou pro stejnou rychlost adaptace $\mu=0,002$ a stejné počáteční podmínky derivací referenčního signálu, zobrazeny chybový signál $e(n)$ a chyba filtrace $m(n)$. Nahore jsou zobrazeny signály pro $\beta = 0,0001$, uprostřed pro $\beta = 0,001$ a dole pro $\beta = 0,01$.



Obrázek 34: Výstupní chybový signál $e(n)$ a chyba filtrace $m(n)$ pro různou rychlost adaptace β pro hodnoty 0,0001 (nahore), 0,001 (uprostřed) a 0,01 (dole)

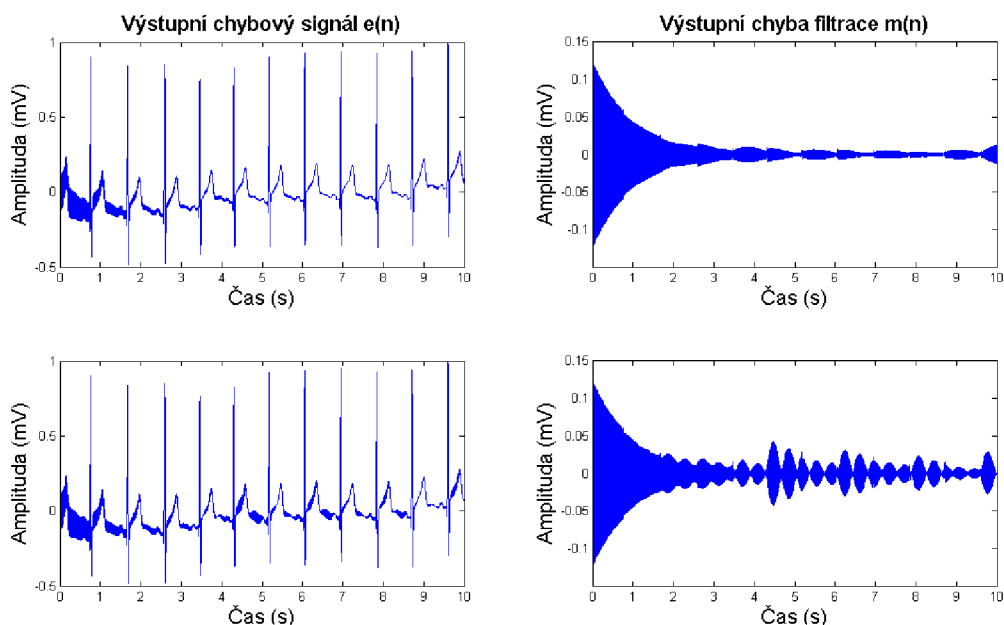
Při nízkých hodnotách β nedojde pro daný signál k adaptaci rezonátoru na požadovaný kmitočet rušivého signálu včas. Eventuelně by sice k adaptaci došlo a výsledná chyba by byla minimální, ale doba ustálení je neúnosná. Naopak při vysoké rychlosti adaptace je doba ustálení velice krátká, ale parametr $c(n)$, je počítán s příliš velkou chybou. Optimální hodnotou je tedy $\beta = 0,001$, která se jeví jako vhodný kompromis. Maximální chyba této rychlosti adaptace je pro odchylku kmitočtu o 1% rovna $7 \mu\text{V}$.

Musíme také podotknout, že vyšší hodnota parametru β bude mít vliv také na signál, který obsahuje rušení s optimálním kmitočtem 50 Hz. Způsobuje to rozkmitání rezonátoru na nástupech R vlny a částečně na konci T vlny, kdy se rezonátor snaží eliminovat tyto skokové změny. Nastává tudíž závažný problém, jelikož vlna T většinou obsahuje důležité informace pro diagnostiku. Řešením tohoto problému by mohlo být zvětšení robustnosti filtru [8].

6.4.2 Nastavení počátečních hodnot derivací $derx_c$ a $derx_s$

Nastavení těchto hodnot je přímo závislé na rychlosti adaptace rezonátoru. Derivace referenčních signálů tvoří základ pomocného rezonátoru, kde počáteční hodnoty $derx_c(-1)$, $derx_c(-2)$ a $derx_s(-1)$, $derx_s(-2)$ určují výsledné vlastnosti a velikost derivačního signálu. Zásadní podmínkou je rozkmitání signálu $derx(n)$ tak, aby se pomocí rychlosti adaptace β mohl adaptovat pomocný rezonátor.

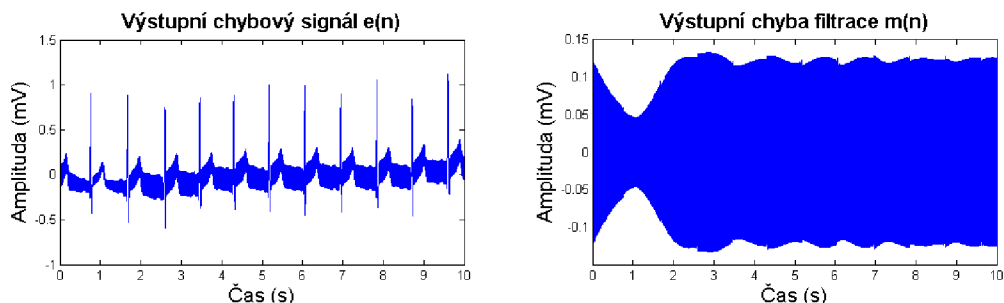
Za předpokladu, že žádná z dvojice referenčních signálů není nulová, můžeme určit dva případy pro správné nastavení derivací. První možnost, kdy je pomocný rezonátor rozkmitán směrem nahoru, tedy $derx_c(-2)$ a $derx_s(-2)$ jsou menší než $derx_c(-1)$ a $derx_s(-1)$, je zobrazena na obr. 35. V tomto případě jsou $derx_c(-2)$ a $derx_s(-2)$ rovny nule a měníme oba parametry $derx_c(-1)$ a $derx_s(-1)$ z 1 na 10, aby byl vidět vliv rozkmitu derivací na výstupní signál. Rychlost adaptace $\beta = 0,001$ a rychlost konvergence $\mu = 0,002$ jsou pro oba signály stejné. Derivace jsou testovány na kmitočtu 50 Hz pro rušivý signál.



Obrázek 35: Výstupní chybový signál $e(n)$ a chyba filtrace $m(n)$ pro různé hodnoty derivací $derx_c(-1)$ a $derx_s(-1)$ pro hodnoty 1 (nahore) a 10 (dole)

Je tedy vidět, že při zvýšení druhého koeficientu derivací dochází ke stejnému vlivu jako při zvýšení rychlosti adaptace β . Vhodnou volbou počátečních derivací je možné kompenzovat tuto rychlost adaptace. Stejná vlastnost platí i obráceně.

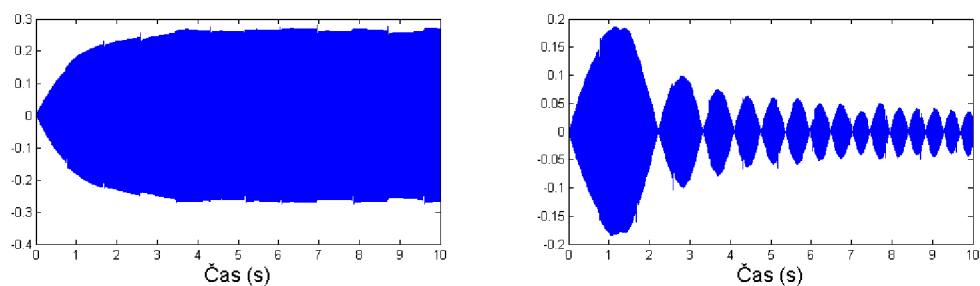
Druhou možností je, že $derx_c(-2)$ a $derx_s(-2)$ jsou větší než $derx_c(-1)$ a $derx_s(-1)$. Na obr. 36 je vidět, že ani při nízkých hodnotách nedojde k uchycení na správný kmitočet signálu.



Obrázek 36: Výstupní chybový signál $e(n)$ a chyba filtrace $m(n)$ pro derivaci referenčních signálů $derx_c(n)$ a $derx_s(n)$ ve směru dolů

Existuje také třetí možnost, kdy jedna z dvojice derivací bude mít směr dolů a druhá nahoru. Při této možnosti se filtr také uchytí na signál, ale doba ustálení je poněkud větší. Proto je vhodnější použít derivaci ve směru nahoru.

Pro lepší pochopení rozkmitání derivačního signálu $dery(n)$ je na obr. 37 uveden tento signál pro směr derivací nahoru (vlevo) a pro směr dolů (vpravo). Obě derivace mají jeden z prvků roven nule a druhý roven jedné, viz obr. 34 (nahore) a obr. 35.



Obrázek 37: Derivační signál $dery(n)$ pro směr nahoru (vlevo) a směr dolů (vpravo)

7 Porovnání filtrů

Celkové porovnání filtrů udává všeobecný přehled o vlastnostech 4 druhů adaptivních filtrů představených v této práci. Důležitou roli hraje chyba filtrace, doba ustálení, potlačení užitečné složky signálu a náchylnost na kmitočet rušení. Součástí je i testování filtrů na různé druhy EKG signálů a porovnání jejich výsledné chyby filtrace mezi sebou.

Tabulka 4 udává absolutní chyby filtrace pro optimální nastavení všech filtrů pro signál *ekg_s38_V3.mat* s kmitočtem rušení na 50 Hz. Parametry jsou nastaveny na stejnou dobu ustálení, aby bylo možné porovnat jednotlivé filtry. Tabulka obsahuje také hodnoty pro potlačení rušivé složky a nežádoucí poškození užitečného signálu, které jsou odečteny po 2 s (době ustálení).

Tabulka 4: Chyba filtrace, potlačení rušení a poškození užitečné složky pro různé adaptivní filtry se stejnou dobou ustálení

Typ adaptivního filtru	Chyba filtrace (μV)	Potlačení rušení (dB)	Potlačení užitečné složky (dB)
Prostý filtr	11,8	25,5	1,3
Jednoduchá úzkopásmová zadrž (N = 100)	10,7	25,5	1,4
Jednoduchá úzkopásmová zadrž (N = 1)	9,1	24,8	0,1
Zadrž s číslicovým rezonátorem	9,1	24,5	0,1
Zadrž s adaptivním rezonátorem	9,2	24,6	0,2

Pokud bychom jako referenční hodnotu pro kvalitu filtru vzali doporučenou maximální hladinu šumu $10 \mu\text{V}$ [11], neobstál prostý filtr ani jednoduchá adaptivní zadrž. Pokud bychom však prodloužili dobu ustálení na 3 s, již by toto doporučení splnily. Na druhou stranu je nutné podotknout, že prostý filtr je nejvhodnějším kandidátem pro systémy, kde je požadována malá náročnost systému na implementaci, např. implementace přímo do signálového procesoru.

Jelikož se úzkopásmové zadrž příliš neliší svou koncepcí, jsou pro ně výsledky velice blízké. Přesto vyšší chyba filtrace a porušení užitečného signálu pro zadrž s adaptivním rezonátorem je dána adaptováním rezonátoru na kmitočet rušení během celé doby filtrace.

V tabulce 5 je prezentována úzkopásmová zadrž s adaptivním rezonátorem, který je schopen sledovat kolísání síťového kmitočtu. Jako srovnávací filtr je vzata jednoduchá zadrž.

Tabulka 5: Kolísání kmitočtu pro jednoduchou zadrž a zadrž s adaptivním rezonátorem

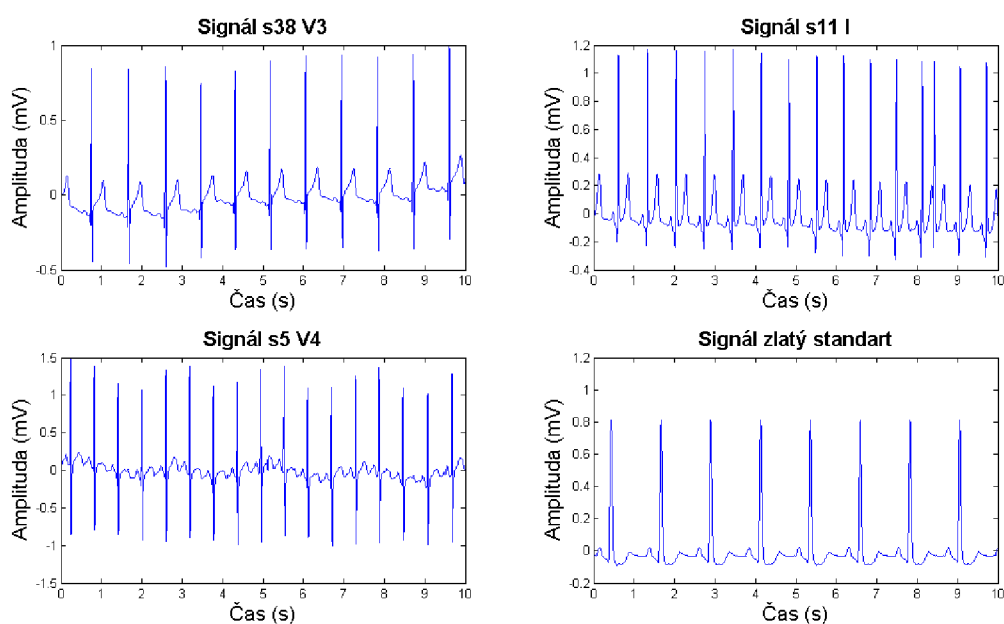
Typ adaptivního filtru	Chyba filtrace (μV)			
	50 Hz	50,05 Hz	50,5 Hz	51 Hz
Jednoduchá úzkopásmová zadrž	9,1	15,5	145	145
Zadrž s adaptivním rezonátorem	9,2	9,2	9,7	9,9

Je vidět, že při nárůstu kmitočtu nedokáže jednoduchá zadrž již při 50,05 Hz správně odfiltrovat rušení. Naproti tomu zadrž s adaptivním rezonátorem dokáže odfiltrovat i větší

přípustnou odchylku, než která je dána normou [3], a zároveň splnit podmínku $10 \mu\text{V}$. Je nutno poznamenat, že při maximálním kolísání kmitočtu byla výsledná doba ustálení přes 9 s. Doba ustálení se však dá regulovat pomocí parametrů β a μ .

Na obr. 37 jsou zobrazeny 4 signály EKG, které budeme testovat, abychom určili vliv prostého filtru na různé signály EKG. Pro jednotlivé signály jsou nastaveny základní parametry samostatně, aby došlo k co nejlepšímu odfiltrování. Signály jsou převzaty z [10].

Signály *ekg_s11_I* a *ekg_s5_V4* mají stejný vzorkovací kmitočet 500 Hz jako dříve použitý *ekg_s38_V3*, ale různou tepovou frekvencí. Pro srovnání různých možných vzorkovacích kmitočtů je zobrazen i signál *ekg_zlaty*, jenž má vzorkovací kmitočet 250 Hz. Signály jsou značeny podle svodu, ze kterého byly odebrány. Zlatý standart je souhrnný EKG signál snímáný 12-ti svodovou metodou [1].



Obrázek 38: Různé testované EKG signály

V tabulce 5 jsou uvedeny chyby filtrace, potlačení rušení a porušení užitečné složky po ustálení prostého filtru. Jelikož je každý signál jiného charakteru, liší se mírně i nastavení rychlosti adaptace a délky impulsní charakteristiky. Pro ustálení po 2 s neodpovídají doporučené odchylce signály *ekg_s5_V4* a *ekg_s38_V3*. Naproti tomu signál *ekg_zlaty* filtruje velice dobře a má minimální chybu filtrace, která je viditelná pouze na nástupu R-vlny. Jeho nevýhodou je však nejvýraznější porušení užitečné složky signálu.

Tabulka 6: Chyba filtrace pro různé EKG signály

Druh EKG	Chyba filtrace (μV)	Potlačení rušení (dB)	Potlačení užitečné složky (dB)
<i>ekg_s38_V3</i>	11,8	25,5	1,3
<i>ekg_s5_V4</i>	13,6	22,4	1,9
<i>ekg_s11_I</i>	9,2	31,1	1,1
<i>ekg_zlaty</i>	6,3	61,3	3,0

Závěr

V této bakalářské práci jsou popsány základní vlastnosti adaptivních systémů určených pro filtraci signálu EKG, kdy je jako rušivý signál vzat brum z elektrické sítě. Je zde obsažen přehled základních typů adaptačních systémů, algoritmů adaptace i různých typů filtrů, které se mohou použít v daném adaptivním systému. Pozornost je soustředěna především na vývoj jednoduchého a lehce programovatelného filtru, který bude schopen odstranit i kolísání síťového kmitočtu rušivého signálu.

Hlavním obsahem práce je samotná implementace 4 druhů filtrů: prostého adaptivního filtru, jednoduché úzkopásmové adaptivní zádrže, úzkopásmové adaptivní zádrže s číslicovým rezonátorem a úzkopásmové adaptivní zádrže s adaptivním rezonátorem. Všechny tyto adaptivní filtry jsou popsány a otestovány v kapitolách 3 až 6. V kapitole 7 je celkové porovnání všech filtrů.

Základní parametry filtrů jsou nastaveny pomocí experimentů s různou délkou impulsní charakteristiky N , rychlostí konvergence μ , rychlostí adaptace rezonátoru β a derivačních signálů $derx_c(n)$ a $derx_s(n)$.

Při testování prostého filtru a jednoduché úzkopásmové zádrže jsou rozhodující délka impulsní charakteristiky N a rychlost konvergence μ . Z měření vyplývá, že tyto dvě hodnoty jsou na sobě závislé a musí se proto nastavit tak, aby filtr pracoval podle očekávání uživatele, který požaduje buď co možná nejmenší chybu filtrace, nebo krátkou dobu ustálení, viz kapitola 3.4. Vhodným řešením tohoto problému je fixní nastavení jednoho z parametrů a následné upravování druhého podle optimální potřeby.

Ze srovnání různých EKG signálů, které jsou filtrovány prostým filtrem, vyplývá, že pro každý signál je vhodné jiné nastavení těchto dvou parametrů. Platí také, že je nutné zvolit kompromis mezi chybou filtrace a porušením užitečné složky, viz tabulka 6.

Při přechodu z jednoduché adaptivní zádrže na zádrž s číslicovým rezonátorem je představena metoda eliminace impulsní charakteristiky pro lepší vzájemné srovnání obou filtrů. Je vidět, že Goertzelův algoritmus plně nahrazuje pevné generování signálu. Jeho nespornou výhodou je také závislost chyby filtrace a doby ustálení pouze na rychlosti konvergence μ . Odpadá tudíž nastavování impulsní charakteristiky.

Základní nevýhodou těchto filtrů však stále zůstává jejich neschopnost se adaptovat na kolísání kmitočtu rušivého signálu. Proto je v kapitole 6 představen adaptivní rezonátor spojený s úzkopásmovou zádrží, který tuto změnu již kompenzuje.

Základní parametry tohoto filtru jsou rychlost konvergence μ , rychlost adaptace rezonátoru β a výchozí hodnoty derivačních signálů $derx_c(n)$ a $derx_s(n)$. Jak již bylo zmíněno výše, je vhodné některé parametry určit jako fixní. V tomto případě se jedná o počáteční hodnoty derivací, které by měly být nastaveny podle 6.4.2, aby došlo k vhodné adaptaci filtru. Vhodně zvolenými parametry μ a β , lze dosáhnout velice dobrých výsledků filtrace i pro kolísavý kmitočet, který přesahuje normovanou odchylku o více jak 1%, viz tabulka 5.

Na závěr je vhodné říci, že každý adaptivní filtr má své výhody i nevýhody, a proto použití jednotlivých filtrů záleží pouze na vlastnostech zarušeného EKG signálu a požadavcích na jeho odfiltrování. Žádný filtr však není 100% účinný a vždy dochází ke zkreslení výstupního EKG signálu.

Literatura

- [1] HONZÍKOVÁ N., HONZÍK P. *Biologie člověka*. Elektronická skripta FEKT VUT v Brně, 2003.
- [2] HAMAN, P. *Analýza kmitů a vln* [online]. Plzeň, aktualizováno: 2005 [cit. 2010-12-20]. Dostupné z WWW: <<http://ekg.kvalitne.cz/>>.
- [3] ČSN 33 0120. *Elektrotechnické předpisy: Normalizovaná napětí*. [s.l.]: Český normalizační institut, 2001. 12 s.
- [4] FARHANG – BOROUNJENY, B. *Adaptive Filters: Theory and applications*. John Wiley & Sons, Chichester, 2005.
- [5] DINIZ, P. S. R. *Adaptive Filtering: Algorithms and Practical Implementations*. 3rd ed. Springer, Boston, MA, 2008.
- [6] WIDROW, B., HOFF, M.E. *Adaptive switching circuits*. IRE WESCON Convention Record, Part IV, p. 96-104.
- [7] JAN, Jiří. *Číslicová filtrace, analýza a restaurace signálů*. VUT Brno, nakl. VUTIUM, Brno, 2002.
- [8] PROVAZNÍK, Ivo. *Adaptive Systems in ECG Signal Processing*. Disertační práce, VUT Brno, 1996.
- [9] DATTALO, Scott. *Sine Waves* [online]. 2000, Last modified on 10MAR00 [cit. 2011-05-24]. Sine Waves. Dostupné z WWW: <<http://www.dattalo.com/technical/theory/sinewave.html>>.
- [10] GOLDBERGER, Ary L., et al. *PhysioBank Archive Index* [online]. 2000, Updated Friday, 15 April 2011 [cit. 2011-05-24]. PhysioBank Archive Index. Dostupné z WWW: <<http://www.physionet.org/physiobank/database/#ecg>>.
- [11] AKAY, M. *Wiley Encyclopedia of Biomedical Engineering*. New York: J. Wiley and Sons, 2006.
- [12] MARTENS, S. M. M., MISCHI, M., OEI, S. G., BERGMANS, J. W. M. *An Improved adaptive power line interference canceller for electrocardiography*. IEEE Transactions on Biomedical Engineering. 2006, vol. 53, no. 11, p. 2220-2231
- [13] DOŇAR B., ZAPLATÍLEK K. *MATLAB - začínáme se signály 3. díl*. BEN - technická literatura, 2006.

Seznam obrázků

Obrázek 1: EKG signál (převzato z [1]).....	7
Obrázek 2: Amplitudová frekvenční charakteristika EKG signálu.....	8
Obrázek 3: Základní struktura adaptivního systému.....	10
Obrázek 4: Struktura adaptivního systému pro lineární predikci.....	11
Obrázek 5: Struktura adaptivního systému pro identifikaci neznámého systému.....	11
Obrázek 6: Struktura adaptivního systému pro odstranění rušení.....	12
Obrázek 7: Schéma FIR filtru.....	15
Obrázek 8: Časové průběhy signálů EKG.....	17
Obrázek 9: Spektrální analýza EKG signálů.....	17
Obrázek 10: Schéma prostého adaptivního filtru.....	18
Obrázek 11: Výstupní signály adaptivního systému.....	20
Obrázek 12: Chyba filtrace $m(n)$ signálu EKG.....	21
Obrázek 13: Porovnání chyby filtrace $m(n)$ a výstupu adaptivního systému $e(n)$	21
Obrázek 14: Vlastnosti FIR filtru adaptivního systému.....	22
Obrázek 15: Výkonová spektra signálů prostého adaptivního filtru a jejich srovnání.....	23
Obrázek 16: Výstupní chybový signál $e(n)$ a chyba filtrace $m(n)$ pro různou nárůst kmitočtu rušivého signálu o 0,01% (nahore), 0,1% (uprostřed) a 1% (dole).....	24
Obrázek 17: Výstupní chybový signál $e(n)$ a chyba filtrace $m(n)$ pro různou délku N impulsní charakteristiky FIR filtru pro hodnoty 50 (nahore), 100 (uprostřed) a 150 (dole).....	25
Obrázek 18: Výstupní chybový signál $e(n)$ a chyba filtrace $m(n)$ pro různou rychlost konvergence μ pro hodnoty 0,0003 (nahore), 0,0001 (uprostřed) a 0,00005 (dole).....	26
Obrázek 19: Schéma jednoduché adaptivní úzkopásmové zadržky.....	27
Obrázek 20: Výstupní signál $e(n)$ a chyba filtrace $m(n)$ úzkopásmové adaptivní zadržky pro $N=100$ a $\mu=0,0001$	29
Obrázek 21: Výstupní chybový signál $e(n)$ a chyba filtrace $m(n)$ pro nárůst kmitočtu rušivého signálu jednoduché úzkopásmové adaptivní zadržky o 1%.....	29
Obrázek 22: Výkonová spektra signálů úzkopásmové adaptivní zadržky ($N = 100$) a jejich srovnání.....	30
Obrázek 23: Výstupní signál $e(n)$ a chyba filtrace $m(n)$ úzkopásmové adaptivní zadržky s $N = 1$ a rychlostí konvergence $\mu=0,0001$ (vlevo) a $\mu=0,002$ (vpravo).....	31
Obrázek 24: Výkonová spektra signálů úzkopásmové adaptivní zadržky ($N = 1$) a jejich srovnání.....	31
Obrázek 25: Schéma adaptivní úzkopásmové zadržky s číslicovým rezonátorem.....	32
Obrázek 26: Schéma rezonátoru pro sinusový průběh rezonátoru.....	33
Obrázek 27: Výstupní signál $e(n)$ a chyba filtrace $m(n)$ adaptivní zadržky s číslicovým rezonátorem a s rychlostí konvergence $\mu=0,002$	35

Obrázek 28: Výkonová spektra signálů úzkopásmové adaptivní zadržky s rezonátorem a jejich srovnání	36
Obrázek 29: Výstupní chybový signál $e(n)$ a chyba filtrace $m(n)$ pro nárůst kmitočtu rušivého signálu úzkopásmové adaptivní zadržky s číslicovým rezonátorem 1%.....	36
Obrázek 30: Schéma adaptivní úzkopásmové zadržky s číslicovým rezonátorem	37
Obrázek 31: Výstupní signál $e(n)$ a chyba filtrace $m(n)$ adaptivní zadržky s adaptivním číslicovým rezonátorem a s rychlostí konvergence $\mu=0,002$	40
Obrázek 32: Výkonová spektra signálů úzkopásmové adaptivní zadržky s adaptivním rezonátorem a jejich srovnání	40
Obrázek 33: Výstupní chybový signál $e(n)$ a chyba filtrace $m(n)$ pro kmitočty rušivého signálu 50,5 Hz (nahore) a 51 Hz (dole).....	41
Obrázek 34: Výstupní chybový signál $e(n)$ a chyba filtrace $m(n)$ pro různou rychlost adaptace β pro hodnoty 0,0001 (nahore), 0,001 (uprostřed) a 0,01 (dole).....	42
Obrázek 35: Výstupní chybový signál $e(n)$ a chyba filtrace $m(n)$ pro různé hodnoty derivací $derx_c(-1)$ a $derx_s(-1)$ pro hodnoty 1 (nahore) a 10 (dole)	43
Obrázek 36: Výstupní chybový signál $e(n)$ a chyba filtrace $m(n)$ pro derivaci referenčních signálů $derx_c(n)$ a $derx_s(n)$ ve směru dolů	43
Obrázek 37: Derivační signál $der_y(n)$ pro směr nahoru (vlevo) a směr dolů (vpravo).....	44
Obrázek 38: Různé testované EKG signály	46

Seznam tabulek

Tabulka 1: Chyba filtrace a doba ustálení pro různou délku impulsní charakteristiky	25
Tabulka 2: Chyba filtrace a doba ustálení pro různé rychlosti adaptace μ	26
Tabulka 3: Implementace úzkopásmové adaptivní zadržky s adaptivním rezonátorem	39
Tabulka 4: Chyba filtrace, potlačení rušení a poškození užitečné složky pro různé adaptivní filtry se stejnou dobou ustálení.....	45
Tabulka 5: Kolísání kmitočtu pro jednoduchou zadržku a zadržku s adaptivním rezonátorem	45
Tabulka 6: Chyba filtrace pro různé EKG signály	46

Seznam zkratk

EKG.....elektrokardiogram

FIR.....Finite Impulse Response – filtr s konečnou impulsní odezva

IIR.....Infinite Impulse Response – filtr nekonečnou impulsní odezva

LMS.....Least Mean Square – adaptační algoritmus

RLS.....Recursive Least Squares – adaptační algoritmus

MSE.....Mean Square Error – střední kvadratická chyba

LSLeast Squares – nejmenší čtverce

Seznam symbolů

$d(n)$	vstupní signál adaptačního systému
$y(n)$	výstupní signál adaptivního filtru
$y_s(n)$	sinusový výstupní signál
$y_c(n)$	kosinusový výstupní signál
$e(n)$	výstupní chybový signál
$x_1(n)$	rušení vstupního signálu
$x_2(n)$	referenční signál
$x_s(n)$	referenční sinusový signál
$x_c(n)$	referenční kosinusový signál
$derx_s(n)$	derivační signál referenčního sinusového vstupu
$derx_c(n)$	derivační signál referenčního kosinusového vstupu
$der_y(n)$	derivační signál výstupu $y(n)$
$m(n)$	chyba filtrace
$w_s(n)$	koeficienty vah sinusového vstupního signálu
$w_c(n)$	koeficienty vah kosinusového vstupního signálu
$c(n)$	parametr číslicového rezonátoru
μ	rychlost adaptace LMS algoritmu
β	rychlost adaptace rezonátoru
N	délka impulsní charakteristiky filtru
\bar{w}	vektor vah adaptivního filtru
\bar{w}^T	transponovaný vektor vah
\bar{x}^T	transponovaný vektor vstupního signálu

Příloha

Obsah přiloženého CD

Zdrojové kódysložka obsahuje návrhy filtru, zobrazovací funkci a EKG signály

Bakalářská prácesložka obsahuje texty bakalářské práce ve formátech pdf a doc

Ovládání programu

Softwarová realizace bakalářské práce je umístěna na přiloženém CD. V následujícím textu je uveden postup spouštění m-souborů s jednotlivými filtry v Matlabu verze R2008b.

Pro prostý adaptivní filtr popsaný v kapitole 3 je spouštěcí funkce:

prosty_filtr.m

Pro jednoduchou úzkopásmovou adaptivní zádrž popsanou v kapitole 4 je spouštěcí funkce:

uzkopasmova_zadrz.m

Pro úzkopásmovou adaptivní zádrž s rezonátorem popsanou v kapitole 5 je spouštěcí funkce:

rezonator.m

Pro úzkopásmovou adaptivní zádrž s adaptivním rezonátorem popsanou v kapitole 6 je spouštěcí funkce:

adaptivni_rezonator.m

Součástí složky s danými m-soubory musí být také zobrazovací funkce *zobraz.m*, která se volá s následujícími parametry:

zobraz(d,s,y,e,fvz,doba,koef,w,N)

, kde d , s , y , e odpovídají vstupním a výstupním signálům, fvz je vzorkovací kmitočet, $doba$ je doba ustálení v sekundách, po které se má odečíst výkonové spektrum, $koef$ je vývoj prvních 4 koeficientů konečné impulsní charakteristiky w délky N .

Poslední 3 parametry jsou nepovinné a lze je zobrazit pouze u prostého filtru a jednoduché zádrže, protože ty jako jediné mají impulsní charakteristiku delší než jeden vzorek.

Součástí složky musí být také datové soubory s EKG signály: *ekg_s38_V3.mat*, *ekg_s11_I.mat*, *ekg_s5_V4.mat*, *ekg_zlaty.mat*.

Tyto signály jsou uloženy jako struktury, které obsahují parametr *ekg.d*, jenž odpovídá samotnému průběhu signálu EKG, a parametr *ekg.fvz*, jenž odpovídá vzorkovacímu kmitočtu signálu.

Ukázka kódu

Zjednodušená ukázka zdrojového kódu prostého adaptivního filtru uloženého v souboru *prosty_filtr.m*, který lze spustit v programovém prostředí Matlab. Součástí musí být také soubor *ekg_s38_V3.mat*, obsahující nezarušený EKG signál a informaci o vzorkovacím kmitočtu.

```
load('ekg_s38_V3.mat');

d=ekg.signal;
fvz = ekg.fvz; % vzorkovací frekvence
f0 = 50; % frekvence rušivého a referenčního signálu

N = 50; % délka impulsní charakteristiky FIR filtru

mi = 0.0002; % stanovení rychlosti konvergence

e = []; % nulování počátečních vektorů výstupu;
y = [];
w = zeros(N,1); % nulový řádkový vektor vah

D = length(d); % délka vstupního signálu EKG
l = [1:D]; % vektor o délce D

A = max(d)/8; % zjištění 1/8 maximální amplitudy EKG
x1 = A*cos(2*pi*l*f0/fvz+pi/5); % generování rušivého signálu
s = d+x1; % užitečného signálu a rušení

ff = 50; % frekvence ref. signálu
x2 = sin(2*pi*l*ff/fvz); % vytvoření ref. signálu
x2 = x2'; % transponování řádkového vektoru

for n = N:D % cyklus adaptivní filtrace

    vyber = x2(n-N+1:n);
    y(n) = w'*vyber;
    e(n) = s(n) - y(n);
    w = w + 2*mi*e(n)*vyber;
    koef(:,n) = w(1:4);

end;

zobraz(d,s,y,e,fvz,6,koef,w,N); %funkce zobraz
```