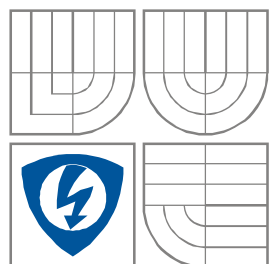




VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY
FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND
COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

ÚZKOPÁSMOVÉ FILTRY PRO SIGNÁLY EKG

NARROW-BAND FILTERS FOR ECG SIGNALS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

ADAM STROUHAL

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

doc. Ing. JIŘÍ KOZUMPLÍK, CSc.

BRNO, 2009

Abstrakt

Cílem této bakalářské práce je odfiltrování nejčastějšího typu rušení v EKG signálech, síťového brumu a driftu. Zabývá se návrhem a realizací lineárních filtrů typu FIR a IIR v prostředí Matlab . Pro každý z typu FIR a IIR byly zvoleny 2 různé metody návrhu. Dále se zabývá adaptivní filtrací gradientní metodou.

Klíčová slova

EKG signál, úzkopásmová filtrace signálů EKG, FIR, IIR

Abstract

The aim of this bachelors thesis is to filter out the most common type of noise in EKG signals, network brum and drift. This paper deals with the design and implementation of linear filters of type FIR and IIR in Matlab. The implementation of FIR and IIR filters makes use of four different design methods.. Afterwards adaptive filtration by gradient method is dealt with.

Keywords

ECG signals, narrow-band filtering of ECG signals, FIR, IIR

Bibliografická citace:

STROUHAL, A. *Úzkopásmové filtry pro EKG signály*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 42 s. Vedoucí bakalářské práce doc. Ing. Jiří Kozumplík, CSc.

Prohlášení

Prohlašuji, že svůj semestrální projekt na téma Úzkopásmové filtry pro EKG signály jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrálního projektu a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne 5. června

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce **doc. Ing. Jiří Kozumplík, Csc.** za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mého semestrálního projektu.

V Brně dne

.....
(podpis autora)

Obsah

1 Úvod	- 7 -
2 EKG signál	- 8 -
3 Požadavky na číslicové filtry	- 10 -
4 Filtry FIR	- 11 -
4.1 Základní vlastnosti	- 11 -
4.2 Použité metody návrhu FIR filtrů	- 13 -
4.2.1 Metoda vzorkování frekvenční charakteristiky	- 13 -
4.2.2 Metoda okénka (váhování impulzní charakteristiky)	- 14 -
5 Filtry IIR	- 15 -
5.1 Základní vlastnosti	- 15 -
5.2 Použité metody návrhu IIR filtrů	- 17 -
5.2.1 Metoda návrhu filtru z rozložení nulových bodů a pólů v rovině „z“	- 17 -
5.2.2 Metoda založená na podobnosti s analogovými filtry	- 17 -
6 Adaptivní filtrace	- 18 -
6.1 Základní vlastnosti	- 18 -
7 Návrhy filtrů	- 21 -
7.1 Návrhy pro filtraci driftu	- 21 -
7.1.1 FIR – metoda vzorkování frekvenční charakteristiky	- 22 -
7.1.2 FIR – metoda okénka	- 23 -
7.1.3 IIR – návrh filtru z rozložení nulových bodů s pólů v rovině „z“	- 24 -
7.1.4 IIR – metoda založená na podobnosti s analogovými filtry	- 25 -
7.2 Návrhy pro filtraci brumu	- 26 -
7.2.1 FIR – metoda vzorkování frekvenční charakteristiky	- 27 -
7.2.2 FIR – metoda okénka (váhování impulzní charakteristiky)	- 28 -
7.2.3 IIR – návrh filtru z rozložení nulových bodů a pólů v rovině „z“	- 29 -
7.2.4 IIR – metoda založená na podobnosti s analogovými filtry	- 31 -
7.2.5 Adaptivní filtry	- 32 -
8 Výsledky	- 34 -
8.1 Výsledky filtrace driftu	- 34 -
8.2 Výsledky filtrace brumu	- 36 -
9 Závěr	- 39 -
10 Použitá literatura a odkazy na zdroje	- 40 -
11 Seznam obrázků	- 41 -

1 Úvod

Filtry obecně slouží k zpracování signálů, když je potřeba nějaké kmitočtové složky signálu potlačit a jiné zase naopak zvýraznit. V této práci se budeme zabývat lineárními číslicovými filtry, které pracují s diskrétními signály a jejich vlastnosti a parametry se definují jak v časové, tak i ve frekvenční oblasti, ve které pozorujeme jednotlivé harmonické složky signálu, konkrétně jejich amplitudy a počáteční fáze, které se filtrací mění. Dostáváme tak dvě frekvenční charakteristiky, amplitudovou a fázovou, které jsou periodické.

Lineární číslicové filtry se obecně dělí podle typu impulzní charakteristiky na filtry FIR s konečnou impulzní charakteristikou a na IIR s nekonečnou impulzní charakteristikou. Jednotlivé filtry mají své výhody a nevýhody a jsou podrobně rozebrány v kapitolách 4 a 5. Adaptivní filtry vycházejí z lineárních číslicových filtrů a jsou popsány v kapitole 6. V kapitole 7 se zabýváme návrhem a realizací jednotlivých filtrů v Matlabu. V kapitole 8 jsou zobrazeny výsledky filtrací jednotlivých navržených filtrů.

Cílem této práce je stanovit požadavky na číslicové filtry pro potlačení síťového brumu a driftu v signálech EKG. Navrhnout a realizovat lineární filtry typu FIR a IIR v Matlabu, vybrat nejvhodnější varianty filtrů z hlediska minimalizace zkreslení užitečného signálu. Dále navrhnout adaptivní filtr pro potlačení síťového brumu a srovnat adaptivní filtraci s filtrací lineární.

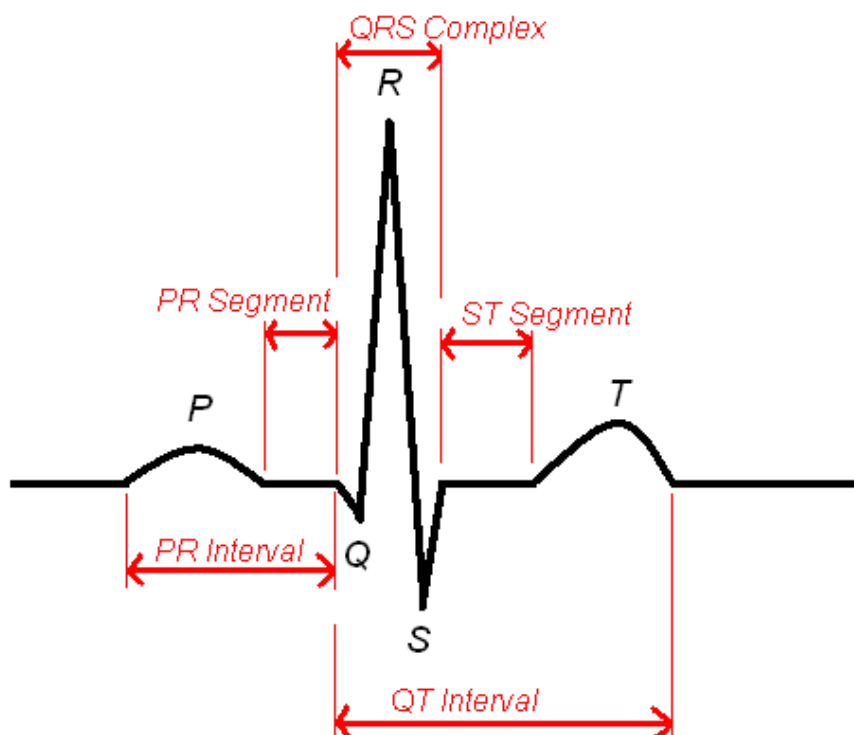
Při měření EKG bývá signál ovlivněn vnějšími rušivými vlivy, které jsou nežádoucí a značně zkreslují signál, což může v některých případech vést ke špatné diagnóze. Nejčastějším rušením bývá síťový brum o frekvenci 50Hz (v USA je síťový kmitočet 60Hz), dále také kolísání nulové izolinie signálu (drift) o velmi nízkých frekvencích do cca 1Hz, či interference od svalů. Účel filtru je tedy jasný, odfiltrovat tyto rušivé složky signálu. Bohužel filtry nejsou ideální, při filtraci dochází i ke zkreslení užitečného signálu.

2 EKG signál

EKG (Elektrokardiogram) je záznam elektrické aktivity srdce. Měří se pomocí elektrod připojených na kůži vhodně umístěných v oblasti srdce. Takto získaný signál z elektrod dosahuje malého napětí okolo 1mV špička-špička, proto se musí nejprve zesílit (cca 1000x) a potom se pomocí A/D převodníku převede z analogové podoby do digitální. Vzorkovací frekvence je stanovena na 500Hz, která je pro tyto účely dostatečná. *“Vychází se z poznatku, že nejrychlejší výchylka v EKG je ve 20 ms úseku QRS průběhu. Ten je nutný celý zachytit pro potřeby následujícího vyhodnocení. Pak při vzorkování frekvencí 500 Hz, tedy vzorkovací periodě okolo 2 ms, se navzorkuje alespoň 10 vzorků QRS průběhu, což v praxi již stačí pro dostatečně kvalitní záznam, zobrazení či pro účely vyhodnocení porovnáním. Zároveň QRS průběh, hlavně R impuls, lze dobře použít i pro zjištění / změření srdečního tepu, který je v případě i digitálního vyhodnocení důležitý. Proto je také nutné dostatečně přesně "trefit špičku" impulsu“ ([2]).*

Na obrázku č.1 je znázorněn typický průběh EKG signálu, který se skládá ze tří hlavních částí:

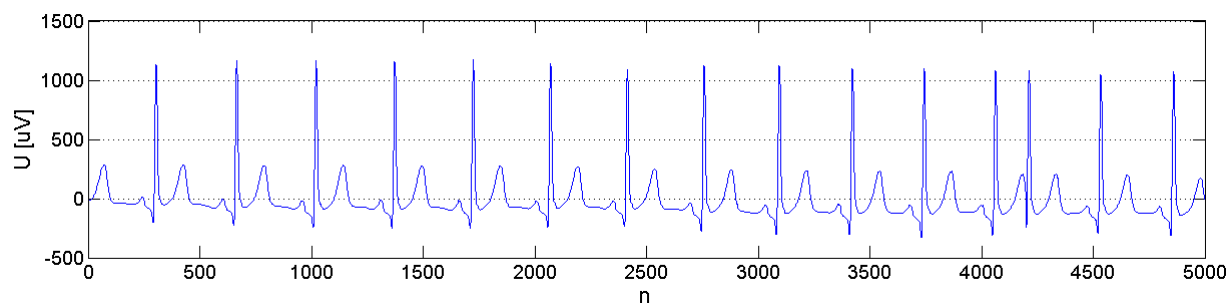
1. P vlny, která koresponduje se stahem srdeční síně (depolarizace) a plnění srdeční komory krví.
2. QRS komplexu, který je způsoben stahem srdce a tlačení krve skrz plicní artérii do plic a skrz aorty do těla.
3. T vlny, kdy se srdeční komora repolarizuje pro další srdeční cyklus ([2]).



Obrázek č.1: Typický průběh EKG signálu

Na obrázku č.2 máme ukázkou EKG signálu bez rušení v Matlabu, který poslouží k testování navržených filtrů. Signál byl vzorkován frekvencí 500Hz a jeho délka je 10s.

K danému signálu jsme přidali umělá rušení a pozorovali jsme, jak navržené filtry jsou schopny dané rušení odfiltrovat.



Obrázek č.2: EKG signál bez rušení v Matlabu

3 Požadavky na číslicové filtry

Požadavky, které klademe na číslicové filtry, jsou následující:

- Filtry pro potlačení driftu, jejichž spektrum zasahuje do dolní části spektra užitečného signálu, by měly mít co největší účinnost, ale zároveň by neměli poškodit dolní část spektra užitečného signálu. V ideálním případě periodického signálu EKG obsahuje spektrum EKG první spektrální čáru na základním kmitočtu, další čáry pak na násobcích základního kmitočtu. U reálného signálu, který není přesně periodický, je možné ztotožnit mezní frekvenci horní propusti (pro pokles o 0.5dB) s průměrnou tepovou frekvencí EKG signálu. Platí pro filtry, které mají lineární fázovou frekvenční charakteristiku ([6]). Tepová frekvence EKG signálu se pohybuje v rozmezí cca 0.6 až 3Hz.
- Filtry pro potlačení síťového brumu by měly být velmi úzkopásmové, aby se příliš nepoškodil užitečný signál. Z toho vyplývá velká strmost přechodu mezi propustným a nepropustným pásmem.
- Navržené filtry musí být stabilní.

4 Filtry FIR

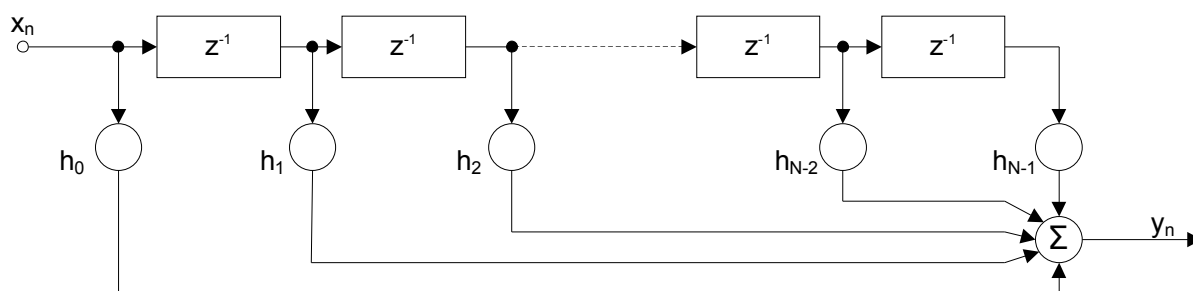
4.1 Základní vlastnosti

Jedná se o filtry s konečnou impulzní charakteristikou (Finite Impulse Response) h_n , kde $n = \langle 0, N-1 \rangle$, $N \dots$ konečná délka impulzní charakteristiky. Na rozdíl od filtrů IIR nemají analogové protějšky. Mohou být realizovány jak rekurzivně, tak i nerekurzivně. Základní, tzv. přímá struktura (viz obrázek č.3) je nerekurzivní (neobsahuje zpětnou vazbu), a tudíž filtry FIR jsou absolutně stabilní. Jejich diferenční rovnice (4.1) představuje konečnou diskrétní konvoluci vstupního signálu s impulzní charakteristikou filtru

$$y_n = h_0 \cdot x_n + h_1 \cdot x_{n-1} + \dots + h_{N-1} \cdot x_{n-(N-1)} = \sum_{i=0}^{N-1} h_i \cdot x_{n-i}, \quad (4.1)$$

kde $y_n \dots$ výstup (odezva) lineárního filtru,

$h_i \dots$ hodnoty impulzní charakteristiky, které jsou přímo systémovými koeficienty.



Obrázek č.3: Přímá struktura FIR filtru

Obraz diferenční rovnice (4.1) získáme pomocí Z-transformace

$$Y(z) = h_0 \cdot X(z) + h_1 \cdot X(z) \cdot z^{-1} + \dots + h_{N-1} \cdot X(z) \cdot z^{-(N-1)} = \sum_{n=0}^{N-1} h_n \cdot X(z) \cdot z^{-n}. \quad (4.2)$$

Přenosová funkce

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \sum_{n=0}^{N-1} h_n \cdot z^{-n}. \quad (4.3)$$

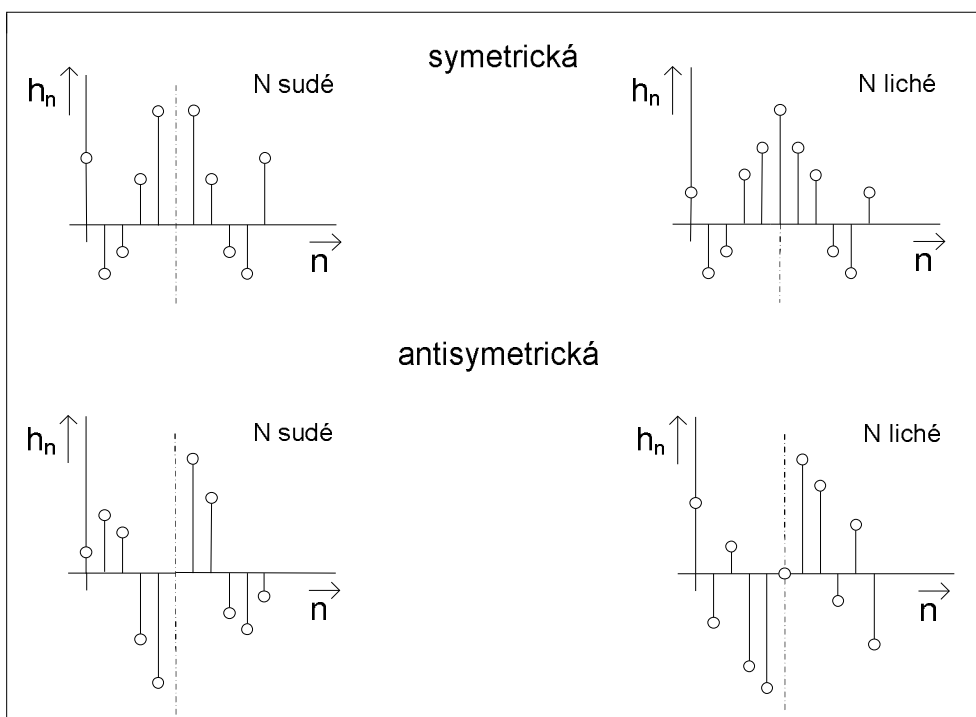
Z rovnice je zřejmé, že přenosová funkce $H(z)$ je dána jen nulovými body. Má n -násobný pól v počátku soustavy souřadnic, což vyjadřuje fázový posun. Čímž dosáhneme toho, že takto navržené FIR filtry jsou absolutně stabilní.

Frekvenční charakteristika

$$G(\omega) = H(e^{j\omega T}) = \sum_{n=0}^{N-1} h_n \cdot e^{-j\omega n T}, \quad (4.4)$$

která je periodická s periodou $2\pi / T$.

V praxi je žádané, aby filtry FIR měli přesně lineární fázovou charakteristiku, což platí i v našem případě. Toho lze docílit, pokud je jejich impulzní charakteristika symetrická: $h_n = h_{N-1-n}$, nebo antisymetrická: $h_n = -h_{N-1-n}$ (viz obrázek č.4).



Obrázek č.4: Příklady impulzních charakteristik FIR filtrů s lineární fází

Při průchodu signálu FIR filtrem dochází k fázovému zpoždění τ , které je díky lineární fázové charakteristice konstantní a je rovno $(N-1)/2$ vzorkovacích intervalů, což odpovídá polovině délky impulzní charakteristiky h_n .

4.2 Použité metody návrhu FIR filtrů

4.2.1 Metoda vzorkování frekvenční charakteristiky

Princip návrhu filtru metodou vzorkování frekvenční charakteristiky spočívá ve výpočtu jeho impulzní charakteristiky h_n , která je dána N koeficienty. Obvykle máme zadanou požadovanou reálnou frekvenční charakteristiku $G(\omega)$ v intervalu $\langle 0; \omega_s \rangle$, kde ω_s ...vzorkovací kmitočet. Reálná frekvenční charakteristika je symetrická okolo poloviny vzorkovacího kmitočtu ω_s . Daný interval rozdělíme na zvolený počet N ekvidistantních subintervalů a odečteme N hodnot frekvenční charakteristiky v uzlových bodech dělení. Takto získané hodnoty tvoří vzorkovanou frekvenční charakteristiku

$$G(k\Omega) = \sum_{n=0}^{N-1} h_n \cdot e^{-jk\Omega nT}, \quad (4.5)$$

kde $\Omega = \frac{2\pi}{NT}$,
 $k = 0, \dots, N-1$.

Pomocí zpětné DFT (v Matlabu použijeme funkci *ifft*) dostaneme posloupnost g_n , kterou ale musíme ještě přerovnat, abychom dostali symetrickou impulzní charakteristiku h_n a tím pádem i požadovanou linearitu fázové charakteristiky. Uměle zavedeme zpoždění o $(N-1)/2$ vzorků, aby byl výsledný filtr kauzální. Zpoždění se projeví pouze skloněním fázové charakteristiky. Výsledná odezva filtru y_n se vypočítá pomocí konvoluce vstupního signálu x_n s h_n podle (4.1).

Poznámka k přerovnání posloupnosti g_n : „Výpočet DFT je (až na multiplikativní konstantu) shodný s výpočtem koeficientů diskrétní Fourierovy řady (DFŘ), výpočet zpětné DFT souhlasí s výpočtem vzorků jedné periody periodické posloupnosti z koeficientů DFŘ. Takže DFT nerozliší, je-li transformována posloupnost konečné délky nebo jedna perioda posloupnosti periodické. Hledaná impulsová charakteristika h_n vznikne z posloupnosti g_n výběrem jedné její periody, ne však pro $n \in \langle 0, N-1 \rangle$, nýbrž pro $n \in \langle -(N-1)/2, (N-1)/2 \rangle$ “ ([3]).

4.2.2 Metoda okénka (váhování impulzní charakteristiky)

Princip metody je znázorněn na obrázku č.5, kde máme v 1. grafu znázorněnou periodu frekvenční charakteristiky $G_0(f)$ ideální dolní propusti. Frekvenční charakteristika je periodická s periodou $\omega_{vz} = 2\pi / T$ a může být vyjádřena obecně nekonečnou Fourierovou řadou ([3])

$$G_0(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h_{0n} \cdot e^{-j\omega nT}, \quad (4.6)$$

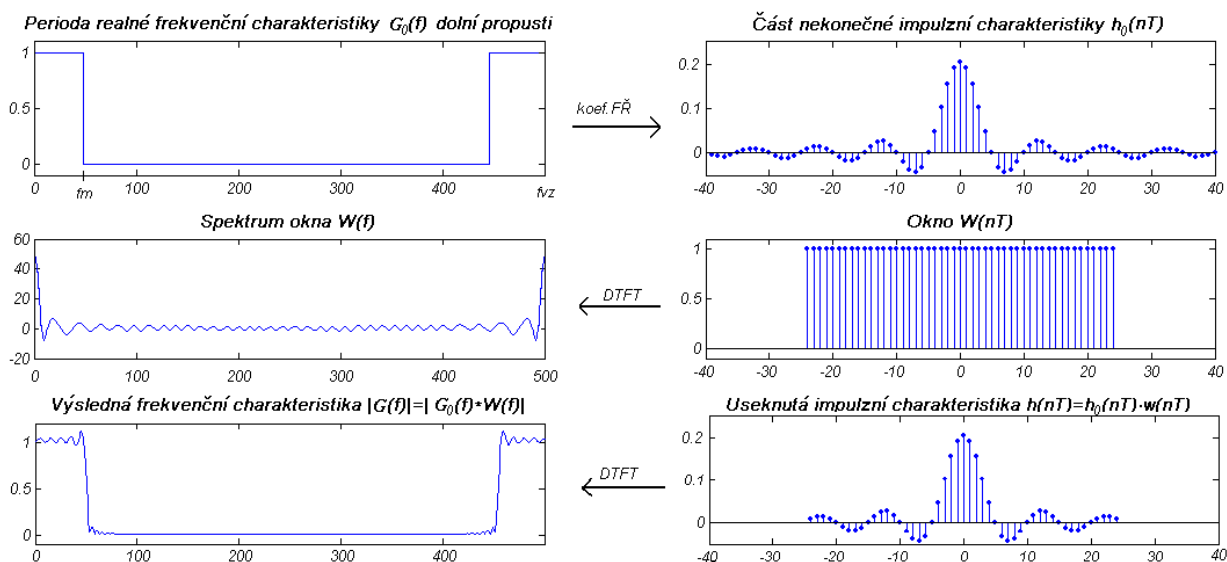
kde koeficienty h_{0n} jsou hodnoty obecně nekauzální a neomezené impulzní charakteristiky. Její hodnoty se dají přesně vypočítat podle vztahu pro výpočet koeficientů Fourierovy řady

$$h_{0n} = \frac{1}{\omega_{vz}} \int_{-\pi/T}^{\pi/T} (G_0(\omega) \cdot e^{j\omega nT}) d\omega. \quad (4.7)$$

Impulzní charakteristika je však nekonečně dlouhá a je nutné ji omezit. Toto omezení se provede vynásobením konečným signálem, tzv. oknem o délce N

$$w(nT) = \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} w_n \cdot \delta(t - nT). \quad (4.8)$$

Dostaneme tak useknutou impulzní charakteristiku $h(nT)$. Výsledná frekvenční charakteristika $G(f)$ je pak DTFT (Discrete - Time Fourier Transform) useknuté impulzní charakteristiky. Pro názornou ukázkou bylo vybráno obdélníkové okno, které ale přináší zvlnění amplitudové frekvenční charakteristiky. Pro snížení zvlnění se používají „okénka“ s příznivějšími spektrálními vlastnostmi (Matlab nabízí celkem 8 typů okének).



Obrázek č.5: Princip metody okénka

Aby byl výsledný filtr kauzální, musíme uměle zavést zpoždění useknuté impulzní charakteristiky $h(nT)$ o $(N-1)/2$ vzorků.

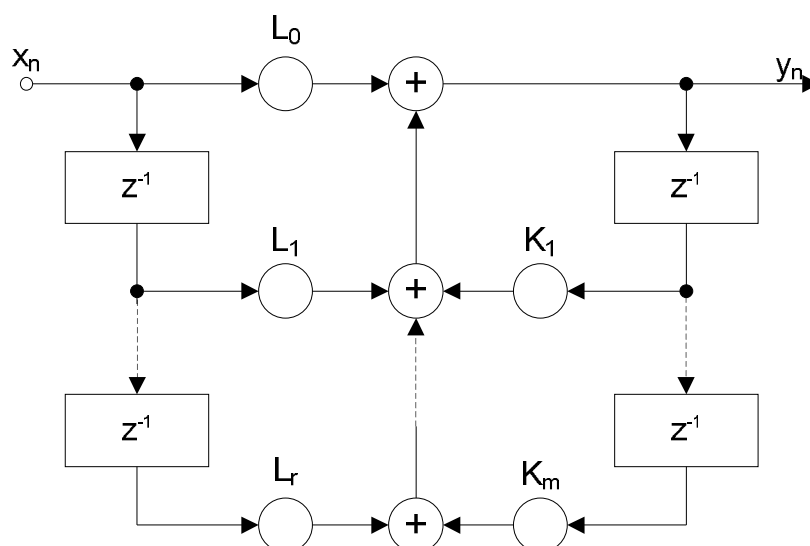
5 Filtry IIR

5.1 Základní vlastnosti

IIR (Infinite Impulse Response) filtry mají nekonečnou impulzní charakteristiku h_n . Původně vznikly jako číslicové protějšky analogových filtrů. Realizovány jsou rekurzivně (obrázek č.6), tudíž mají vždy nelineární fázovou charakteristiku. Jsou popsány obecnými rekurzivními diferenčními rovnicemi ve tvaru

$$y_n = \sum_{i=0}^r L_i \cdot x_{n-i} - \sum_{i=1}^m K_i \cdot y_{n-i}, \quad (5.1)$$

kde y_n ... výstup (odezva) lineárního filtru,
 L_i ... systémové koeficienty v dopředných vazbách,
 K_i ... systémové koeficienty v zpětných vazbách,
 r ... počet zpoždění v nerekurzivní části systému,
 m ... počet zpoždění v rekurzivní části, který udává současně i řád systému.



Obrázek č.6: Obecná struktura IIR filtru

Přenosová funkce

$$H(z) = \frac{\sum_{i=0}^r L_i \cdot z^{m-i}}{\sum_{i=1}^m K_i \cdot z^{m-i}} = A \cdot \frac{\prod_{i=1}^r (z - n_i)}{\prod_{i=1}^m (z - p_i)} \quad ([1]), \quad (5.1)$$

kde L_i ... systémové koeficienty v dopředných vazbách,
 K_i ... systémové koeficienty v zpětných vazbách,
 r ... počet zpoždění v nerekurzivní části systému,
 m ... počet zpoždění v rekurzivní části, který udává současně i řád systému,
 A ... zesílení,

n_i ... nulové body,
 p_i ... póly.

Frekvenční charakteristika

$$G(\omega) = H(e^{j\omega T}), \quad (5.2)$$

tento vztah je však v případě IIR filtrů složitý. „Lépe lze vysledovat souvislost mezi frekvenční charakteristikou a konfigurací nul a pólů na základě vztahů pro amplitudovou a fázovou charakteristikou

$$|G(\omega)| = A \cdot \frac{\prod_{i=1}^r d_i}{\prod_{i=1}^m l_i} \quad a \quad \arg(G(\omega)) = (m-r) \cdot \omega T + \sum_{i=1}^r \varphi_i + \sum_{i=1}^m \psi_i, \quad (5.3)$$

kde d_i ... vzdálenost v rovině „z“ mezi bodem $e^{j\omega T}$ a nulami,
 l_i ... vzdálenosti v rovině „z“ mezi bodem $e^{j\omega T}$ a póly,
 φ_i ... úhly příslušných spojnic,
 ψ_i ... úhly příslušných spojnic“ ([1]).

Aby byl systém stabilní, musí ležet všechny póly uvnitř jednotkové kružnice, zatímco nulové body mohou ležet kdekoli.

Při průchodu signálu IIR filtrem dochází k fázovému zpoždění $\tau(\omega)$, které je funkcí kmitočtu a vyjadřuje časové zpoždění příslušné harmonické složky (o úhlovém kmitočtu ω),

$$\tau(\omega) = -\frac{\arg G(\omega)}{\omega} \quad [s] \quad (5.4)$$

Jelikož filtry IIR mají díky nekonečné (nesymetrické) impulzní charakteristice nelineární fázovou charakteristiku, dochází k tzv. fázovému zkreslení signálu způsobenému nestejným časovým zpožděním harmonických složek různých kmitočtů po průchodu filtrem ([3]).

5.2 Použité metody návrhu IIR filtrů

5.2.1 Metoda návrhu filtru z rozložení nulových bodů a pólů v rovině „z“

Princip této metody návrhu filtru spočívá v tom, že podle požadované frekvenční charakteristiky vhodně rozložíme nulové body a póly v rovině „z“. Následně vypočítáme koeficienty polynomů z hodnot kořenů, tj. nulových bodů a pólů. Podle (5.1), (5.2), popř. (5.3) vypočítáme amplitudovou a fázovou charakteristiku (v Matlabu použijeme funkci *freqz*) a na závěr provedeme filtraci pomocí funkce Matlabu *filter*.

5.2.2 Metoda založená na podobnosti s analogovými filtry

Tento princip založen na podobných vlastnostech s analogovými filtry, zejména jejich frekvenční charakteristiky, konfigurace nulových bodů a pólů obrazového přenosu. Vychází se z dlouholetých zkušeností s analogovými filtry, u kterých jsou dopodrobna teoreticky rozebrány jejich vlastnosti a chování. Je proto dobré využít těchto poznatků i pro návrhy číslicových filtrů. Pro filtraci byl vybrán Butterworthův filtr, který se vyznačuje maximálně plochou amplitudovou charakteristikou v propustném pásmu a nejmenším fázovým zkreslením. V Matlabu použijeme funkci *butter*, která vrací koeficienty polynomů přenosové funkce. Pomocí funkce *freqz* vykreslíme amplitudovou a fázovou frekvenční charakteristiku a pomocí funkce *filter* provedeme výslednou filtraci.

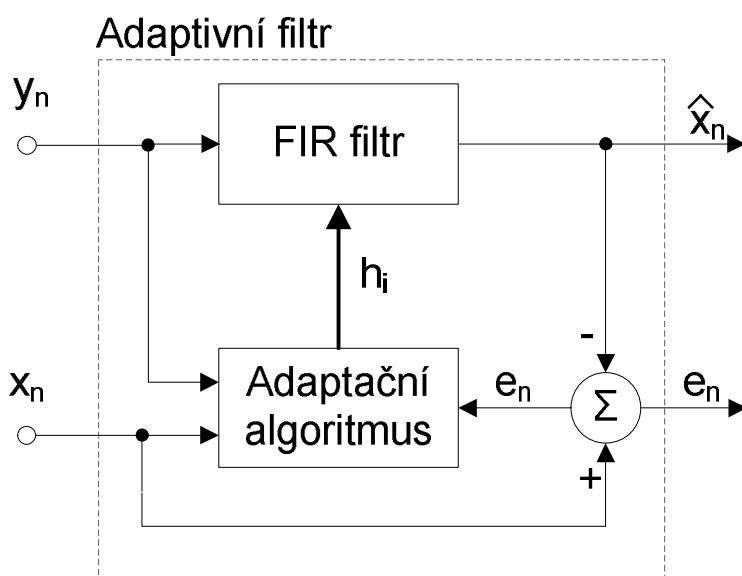
6 Adaptivní filtrace

6.1 Základní vlastnosti

Z hlediska realizace syntetizujícího filtru mohou být adaptivní filtry navrženy jako filtry s obecnou rekurzivní strukturou typu ARMA (Autoregressive, moving average process), které mají nekonečnou impulzní charakteristiku a přenosová funkce takového filtru pak odpovídá struktuře IIR filtru. Zásadní nevýhodou filtrů tohoto typu je, že mohou vést k nestabilitě. Jednodušší a vždy stabilní jsou naopak adaptivní nerekurzivní FIR filtry typu MA (Moving average process), které mají konečnou impulzní charakteristiku. Jsou založeny na teorii Wienerovy filtrace a metodě nejmenších čtverců (LMS – Least Mean Square) ([4]). Těmito filtry se budeme dále zabývat.

Podstata adaptivního filtru (obrázek č.7) je v optimálním odhadu originálního signálu x_n na základě měřeného signálu y_n a v nalezení optimálních koeficientů h_i FIR filtru. K tomu, aby se mohl filtr adaptovat, je nutné poskytovat mu dodatečnou informaci v podobě tzv. trénovacího signálu. Tento trénovací signál úzce souvisí s originálním signálem x_n , v nejjednodušším případě jde přímo o něj. Označíme si tedy trénovací signál jako x_n . Kritérium při hledání optimálních koeficientů h_i je založeno na minimalizaci chyby e_n , která představuje rozdílový signál mezi výstupním signálem $\hat{x}_n$ a trénovacím signálem x_n . Za optimální postup se považuje takový, při kterém je souborová střední hodnota kvadratické odchylky ve všech časových okamžicích minimální ([1]), tj.

$$\varepsilon_n^2 = E\{(x_n - \hat{x}_n)^2\} \rightarrow \min, \forall n. \quad (6.1)$$



Obrázek č.7: Obecné blokové schéma adaptivního FIR filtru

Adaptivní filtr (obrázek 6.1) má 2 vstupy: y_n – měřený signál, x_n – trénovací signál a 2 výstupy: $\hat{x}_n$ – odhadovaný signál, který by měl být co možná nejlepší aproximací trénovacího signálu x_n , e_n – chybový (rozdílový) signál. Výstup FIR filtru $\hat{x}_n$, jehož impulsní charakteristika je dána koeficienty h_i , se vypočítá

$$\hat{x}_n = \sum_{i=0}^{N-1} h_i y_{n-i} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & \dots & h_{N-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} y_n \\ y_{n-1} \\ \dots \\ y_{n-N+1} \end{bmatrix} = \mathbf{h}^T \mathbf{y}_n = \mathbf{y}_n^T \mathbf{h}, \quad (6.2)$$

kde $\mathbf{y}_n$... vektor posledních N hodnot měřeného signálu,
 $\mathbf{h}$... vektor impulzní charakteristiky délky N .

Podle teorie se optimální koeficienty vektoru $\mathbf{h}$ vypočítají

$$\mathbf{h}_{opt} = \overline{\overline{\Phi}}_{yy}^{-1} \overline{\Phi}_{yx}, \quad (6.3)$$

kde $\overline{\Phi}_{yy}$... autokorelační matice měřeného signálu,
 $\overline{\Phi}_{yx}$... vektor vzájemných korelací mezi poslední hodnotou originálního signálu x_n a složkami vektoru $\mathbf{y}_n$ ([1]).

Existuje více přístupů, jak minimalizovat $E\{\varepsilon_n^2\}$ a navrhnout optimální koeficienty vektoru $\mathbf{h}$ FIR filtru. My se zaměříme na přístup, kdy minimum podle (6.1) budeme hledat pomocí gradientní metodou. Předpokládáme, že signály x_n, y_n představují stacionární a ergodické procesy v širším smyslu.

Návrh vektoru $\mathbf{h}$ je tedy založen na podmínce podle (6.1), kdy pro každý takt n musí platit

$$\varepsilon_n^2 = E\{(x_n - \hat{x}_n)^2\} = E\{(x_n - \mathbf{h}^T \mathbf{y}_n)^2\} \rightarrow \min. \quad (6.4)$$

Vypočítáme gradient ε_n^2 a položíme rovno 0

$$\frac{\partial}{\partial h_i} \varepsilon_n^2 = E\left\{\frac{\partial}{\partial h_i} (\varepsilon_n^2)\right\} = E\left\{2e_n \frac{\partial e_n}{\partial h_i}\right\} = E\left\{2e_n \frac{\partial}{\partial h_i} (-h_i y_{n-i})\right\} = E\{-2e_n y_{n-i}\} = 0, \quad (6.5)$$

kde $i = 0, 1, \dots, N-1$.

Vidíme, že jde o systém N rovnic, při označení gradientu operátorem ∇

$$\nabla(\varepsilon_n^2) = \begin{bmatrix} \partial \varepsilon_n^2 / \partial h_0 \\ \partial \varepsilon_n^2 / \partial h_1 \\ \dots \\ \partial \varepsilon_n^2 / \partial h_{N-1} \end{bmatrix} = -2E \left\{ \begin{bmatrix} y_n e_n \\ y_{n-1} e_n \\ \dots \\ y_{n-N+1} e_n \end{bmatrix} \right\} = -2E\{\mathbf{y}_n e_n\} = 0. \quad (6.6)$$

Pro nalezení optimálních koeficientů vektoru $\mathbf{h}$ platí

$$h_{n+1} = h_n - \mu \cdot \nabla(\varepsilon_n^2) = h_n + 2\mu \cdot E\{y_n e_n\}, \quad (6.7)$$

kde μ ... zvolená konstanta, která ovlivňuje velikost kroku.

Souborovou střední hodnotu v (6.6) lze aproximovat jako průměr jediného členu

$$\nabla(\varepsilon_n^2) = -2 \cdot \mathbf{y}_n \cdot e_n. \quad (6.8)$$

Potom můžeme psát

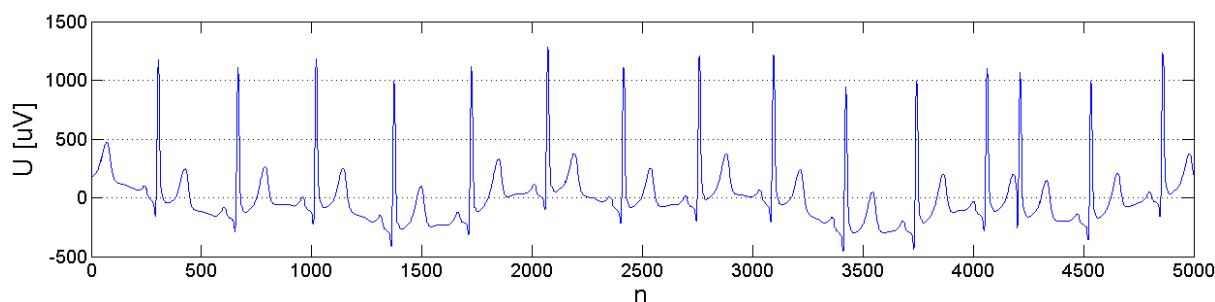
$$\mathbf{h}_{n+1} = \mathbf{h}_n + 2\mu \cdot \mathbf{y}_n \cdot e_n. \quad (6.9)$$

Ze vztahu (6.9) je zřejmé, že rychlost, se kterou vektor $\mathbf{h}$ konverguje k optimálnímu vektoru $\mathbf{h}_{\text{opt}}$, je závislá na kritériální funkci e_n , na délce filtru N a na volbě konstanty μ . Při velké hodnotě konstanty μ může vést rychleji k optimálnímu řešení, ale také při již dobrém odhadu může „přeskočit“ optimální řešení a zvýšit chybu odhadu v následujícím taktu. Naopak malé hodnoty konstanty přispívají ke stabilitě konvergence, ale za to ji zpomalují. Hodnotu konstanty zvolíme experimentálně.

7 Návrhy filtrů

7.1 Návrhy pro filtraci driftu

V této podkapitole rozebereme filtraci nízkofrekvenčního rušení, které se projevuje jako kolísání nulové izoliny signálu. Rušení může vznikat vlivem dýchání, pomalými pohyby člověka, pomalými elektrochemickými ději na rozhraní elektroda-pokožka. Frekvenčně se jedná o složky 0 až cca 2Hz. Na obrázku č.8 máme příklad EKG signálu zarušeného driftem.



Obrázek č.8: EKG signál zarušený driftem

Střední tepová frekvence daného EKG signálu je 1,53Hz. Mezní frekvence navrhovaných FIR filtrů jsme volili takové, aby útlum amplitudové frekvenční charakteristiky na frekvenci 1,53Hz byl 0.5dB. Vlivem nelinearity fázové frekvenční charakteristiky IIR filtrů musíme mezní frekvenci nastavit menší, aby nedocházelo k fázovému kreslení.

Je důležité zmínit, že při výpočtu odezvy y_n (výstup) filtrů využíváme matlab. funkci *filter*, která vrací posloupnost stejné délky jako vstupní posloupnost. Tato posloupnost obsahuje přechodný děj (délky $N-1$) a ustálenou odezvu, kdy se na výpočtu každého výstupního vzorku y_n podle (4.1) podílí všech N vzorků impulzní charakteristiky ([3]). Připomeňme, že FIR filtr zavádí zpoždění (délky $(N-1)/2$), které v tomto případě tvoří polovinu přechodného děje. Pro nás je zajímavá jen ustálená odezva. U stabilních IIR filtrů, které mají nekonečnou impulzní charakteristiku, ustálená odezva teoreticky nastává v nekonečnu. Po několika desítkách, set vzorcích (záleží na povaze a složitosti filtru, je nutno zde přesněji ověřit měřením) jsou hodnoty impulzní charakteristiky tak nízké, že můžeme přechodný děj pokládat za ukončený.

Pro posouzení kvality filtrace jsme zavedli chybový signál err ,

$$err = x_n - y_n, \quad (7.1)$$

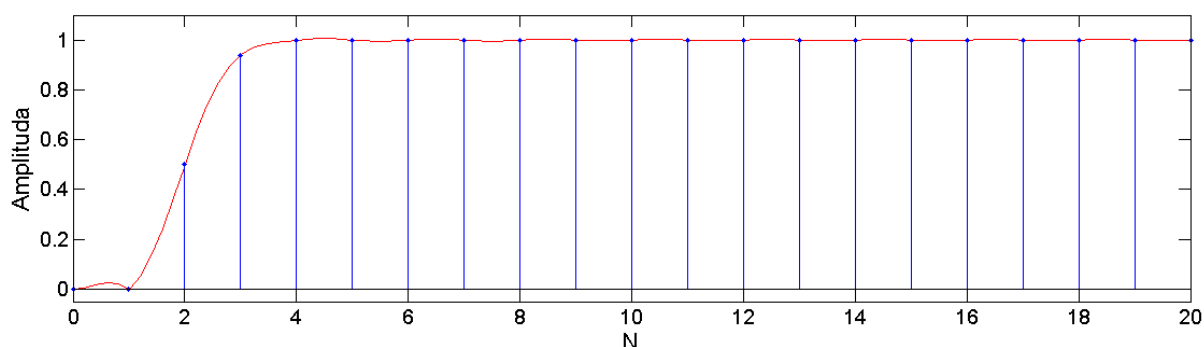
kde x_n ... signál EKG bez rušení,
 y_n ... výstup filtru.

Délka signálu err je zkrácena o přechodný děj. Dále ještě zavádíme pojmy maximální absolutní odchylka $|err_{max}|$ a průměrnou absolutní odchylku na jeden vzorek signálu err_{prum} ,

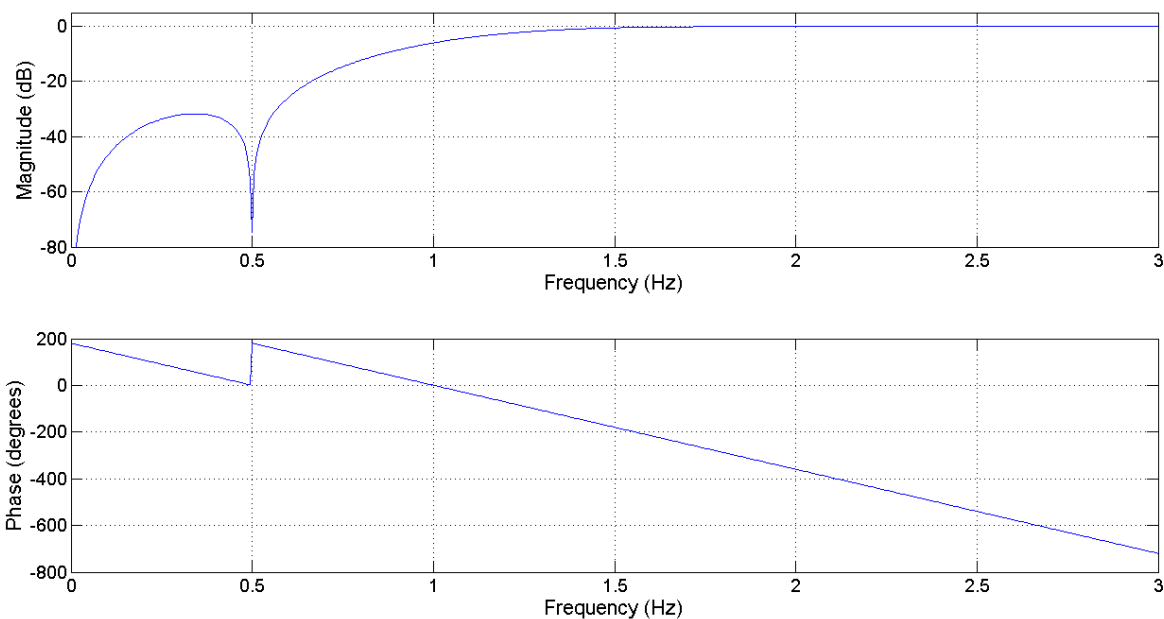
$$\overline{err_{prum}} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^N |err_n|. \quad (7.2)$$

7.1.1 FIR – metoda vzorkování frekvenční charakteristiky

Požadovanou frekvenční charakteristiku filtru rozdělíme na $N=1001$ subintervalů a dostaneme N hodnot. Při vzorkovací frekvenci 500Hz odpovídá jeden vzorek přibližně 0,5Hz. Hodnota N dále udává délku impulsní charakteristiky a také řád filtru. Frekvenční charakteristika je symetrická okolo poloviny vzorkovací frekvence. Abychom dosáhli požadovaného útlumu 0,5dB na frekvenci 1,53Hz, nastavíme hodnoty přenosu vzorků následovně: $n_0, n_1 = 0, n_2 = 0.5, n_3 = 0.94$ a k nim symetrické vzorky $n_{999} = 0.94, n_{1000} = 0.5, n_{1001} = 0$. Zbytek vzorků má přenos roven 1. Na obrázku č.9 máme zobrazenou část amplitudové charakteristiky procházející zvolenými hodnotami vzorkované frekvenční charakteristiky. Na obrázku č.10 vidíme výslednou amplitudovou (v dB měřítku) a fázovou charakteristiku navrženého filtru.



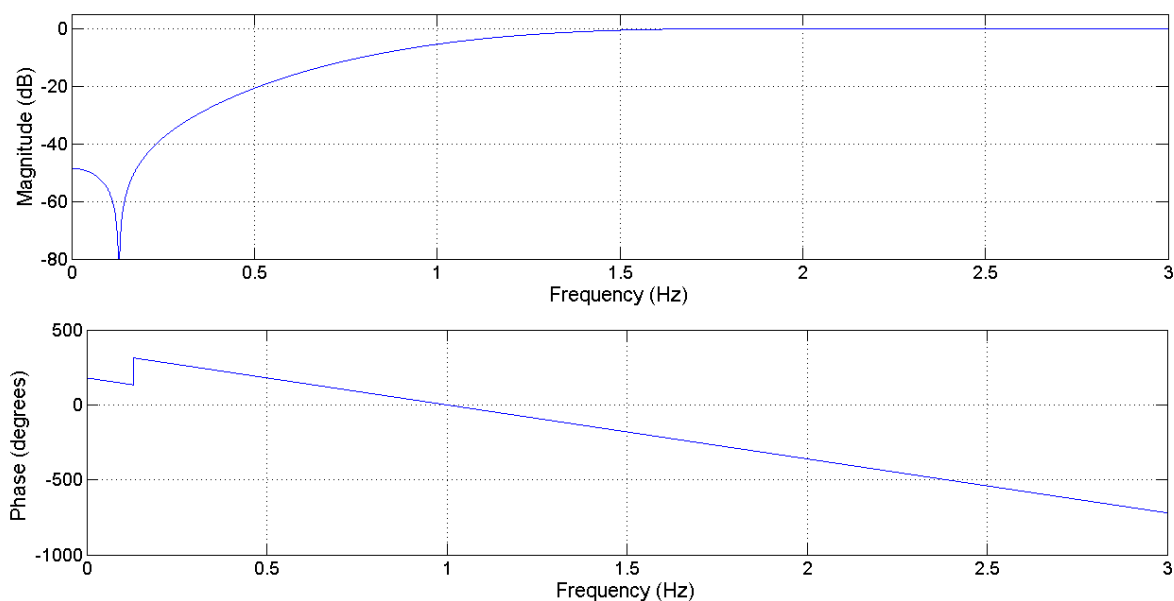
Obrázek 9: Část amplitudové frekvenční charakteristiky



Obrázek č.10: Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika

7.1.2 FIR – metoda okénka

Pro filtraci je použita funkce Matlabu *fir1*. Řád filtru je zvolen $N=1000$ (funkce *fir1* vrací $N+1$ hodnot impulsní charakteristiky). Pro dosažení požadovaného útlumu 0.5dB na frekvenci 1,53Hz je mezní frekvence horní propusti pro pokles o 6dB zvolena 0,97Hz. Jako okénko je použito Hammingovo okno. Frekvenční charakteristika je vykreslena pomocí funkce *freqz* a samotná filtrace provedena pomocí funkce *filter*. Na obrázku č.11 vidíme amplitudovou a fázovou charakteristiku navrženého filtru.

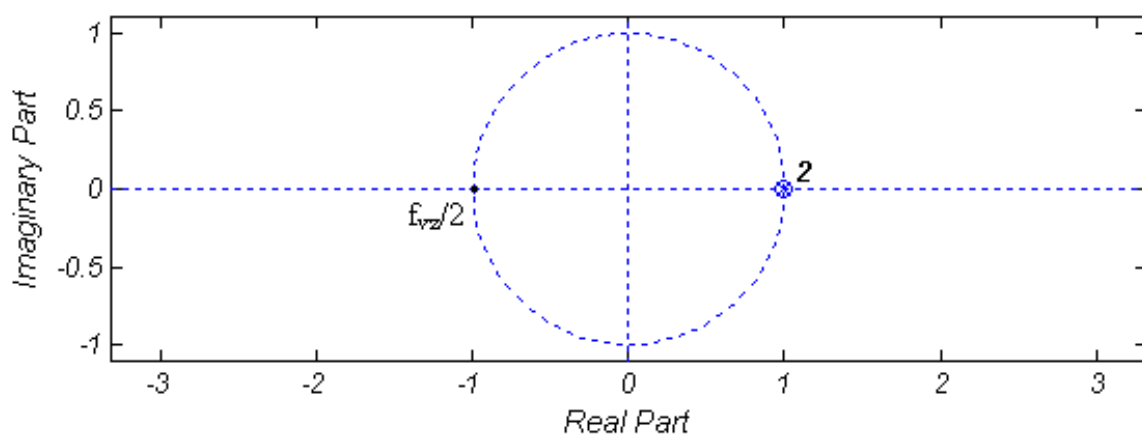


Obrázek č.11: Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika

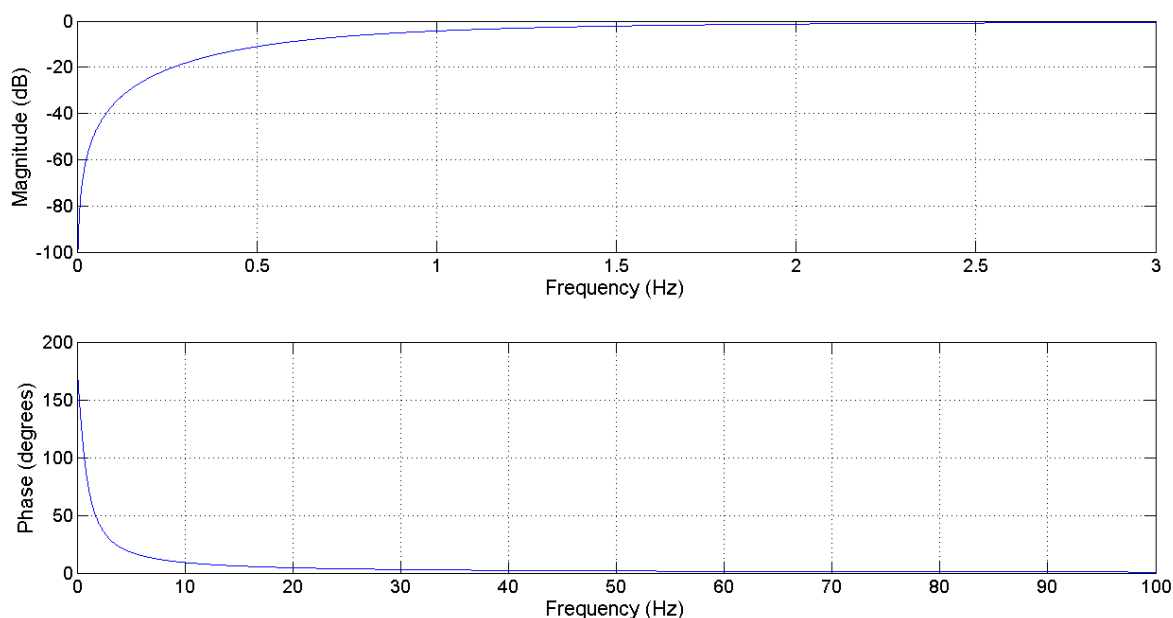
7.1.3 IIR – návrh filtru z rozložení nulových bodů s pólů v rovině „z“

Vycházíme ze systému 2. řádu typu horní propust (HP). Horní propust navrhujeme tak, že 2-násobný nulový bod umístíme do $z = 1$, póly umístíme do z-roviny podle požadované mezní frekvence f_0 pod úhlem $\omega_0 T = 2\pi f_0 / f_{vz}$. Kvůli nelinearitě fázové charakteristiky volíme mezní frekvenci velmi malou, $f_0 = 0.1\text{Hz}$. Konstantu r , která ovlivňuje šířku potlačovaného pásma, nastavíme na hodnotu 0.99. Zesílení A volíme takové, aby $H(f_{vz}/2)=1$. Přenosová funkce HP má tvar

$$H_{DP}(z) = A \frac{(z^2 - 2z + 1)}{(z^2 - 2r \cos(\omega_0 T) \cdot z + r^2)} \quad (7.3)$$



Obrázek č.12: Rozložení nulových bodů a pólů

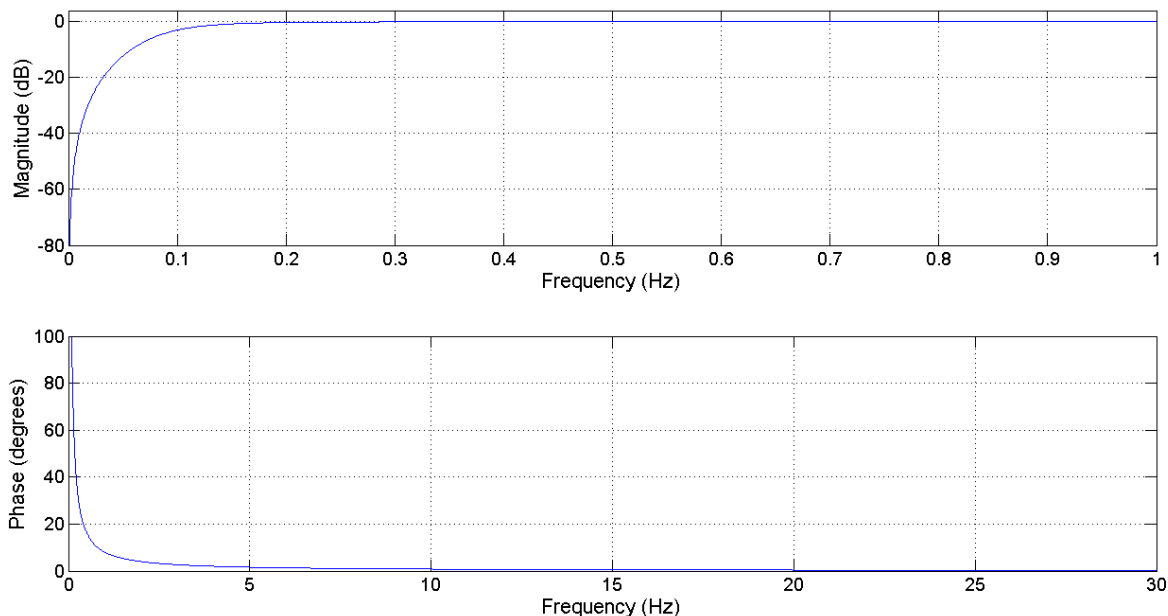


Obrázek č.13: Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika

I přes nastavenou nízkou mezní frekvenci filtru lze na obrázku č.13 pozorovat menší strmost amplitudové charakteristiky a velkou nelinearitu fázové charakteristiky zhruba do 20Hz. Na základě průběhu fázové charakteristiky můžeme usoudit, že tato metoda není vůbec vhodná pro filtraci driftu.

7.1.4 IIR – metoda založená na podobnosti s analogovými filtry

Pro filtraci je zvolen Butterworthův filtr typu horní propust 2. řádu s mezní frekvencí pro pokles o 3dB $f_m = 0.1\text{Hz}$. Takto nízká mezní frekvence je zvolena kvůli nelinearitě fázové charakteristiky.

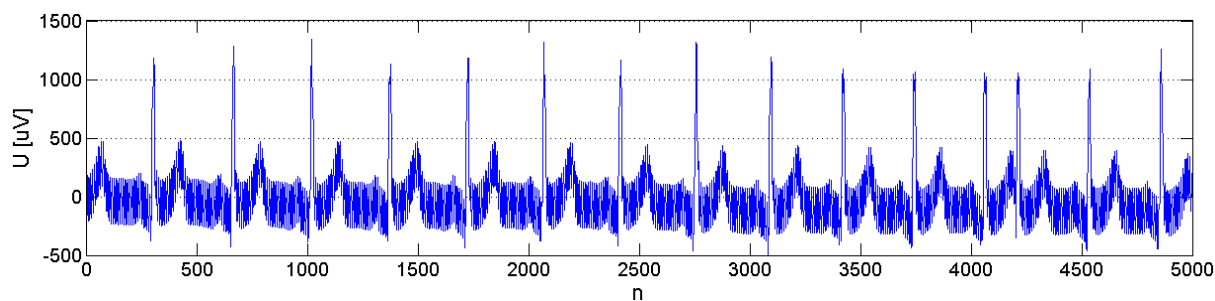


Obrázek č.14: Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika

Na obrázku č.14 můžeme zhlédnout velmi strmou amplitudovou charakteristiku. Narozdíl od předchozí metody je velká nelinearita fázové charakteristiky jen do cca 2Hz. Takto navržený filtr je vhodný pro filtraci stejnosměrné složky a frekvencí do 0,1Hz. Při snaze nastavit větší mezní frekvenci roste nelinearita fázové charakteristiky směrem do vyšších kmitočtů a značně zkresluje měřený signál. Z toho vyplývá, že filtr se nehodí pro filtraci driftu.

7.2 Návrhy pro filtraci brumu

V podkapitole 7.2 se zabýváme návrhem filtrů pro filtraci síťového rušení, brumu o frekvenci 50Hz. Na obrázku č.15 máme znázorněný EKG signál, který byl uměle zarušen harmonickým signálem o frekvenci 50Hz a amplitudě $200\mu\text{V}$.

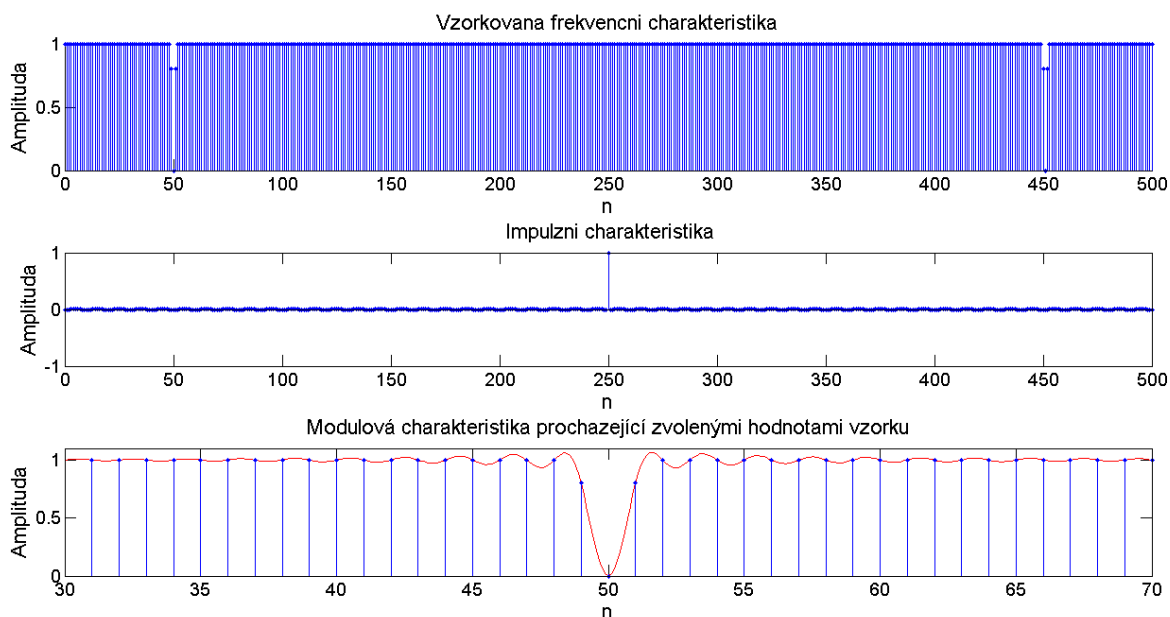


Obrázek č.15: EKG signál zarušený brumem

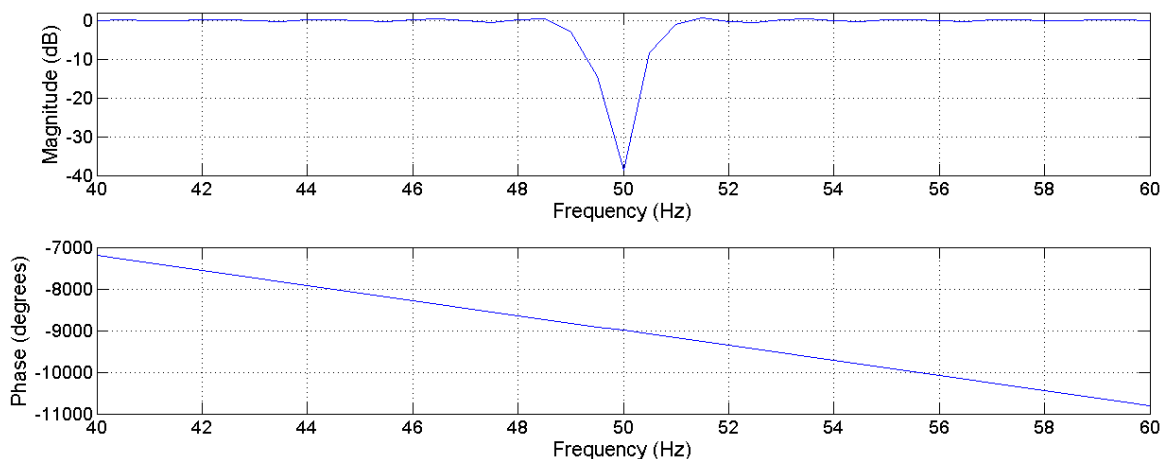
Při filtraci brumu platí to, co je uvedeno ve 2. a 3. odstavci podkapitoly 7.1.

7.2.1 FIR – metoda vzorkování frekvenční charakteristiky

Požadovanou frekvenční charakteristiku filtru rozdělíme na $N=501$ subintervalů a dostaneme N hodnot. Při vzorkovací frekvenci 500Hz odpovídá jeden vzorek přibližně 1Hz. Hodnota N dále udává délku impulsní charakteristiky a také řád filtru. Frekvenční charakteristika je symetrická okolo poloviny vzorkovací frekvence. Vzorky frekvenční charakteristiky n_{50} a n_{451} odpovídají frekvenci 50Hz a proto mají přenos roven 0. Abychom snížili zvlnění amplitudové charakteristiky, nastavíme přenos krajních vzorků okolo filtrované frekvence n_{49} , n_{51} a k nim symetrické n_{450} , n_{452} na 0,8. Na obrázku č.16 máme zobrazenou vzorkovanou frekvenční charakteristiku, impulsní charakteristiku a amplitudovou charakteristiku procházející zvolenými hodnotami vzorků. Obrázek č.17 ukazuje výslednou amplitudovou (v dB měřítku) a fázovou frekvenční charakteristiku.



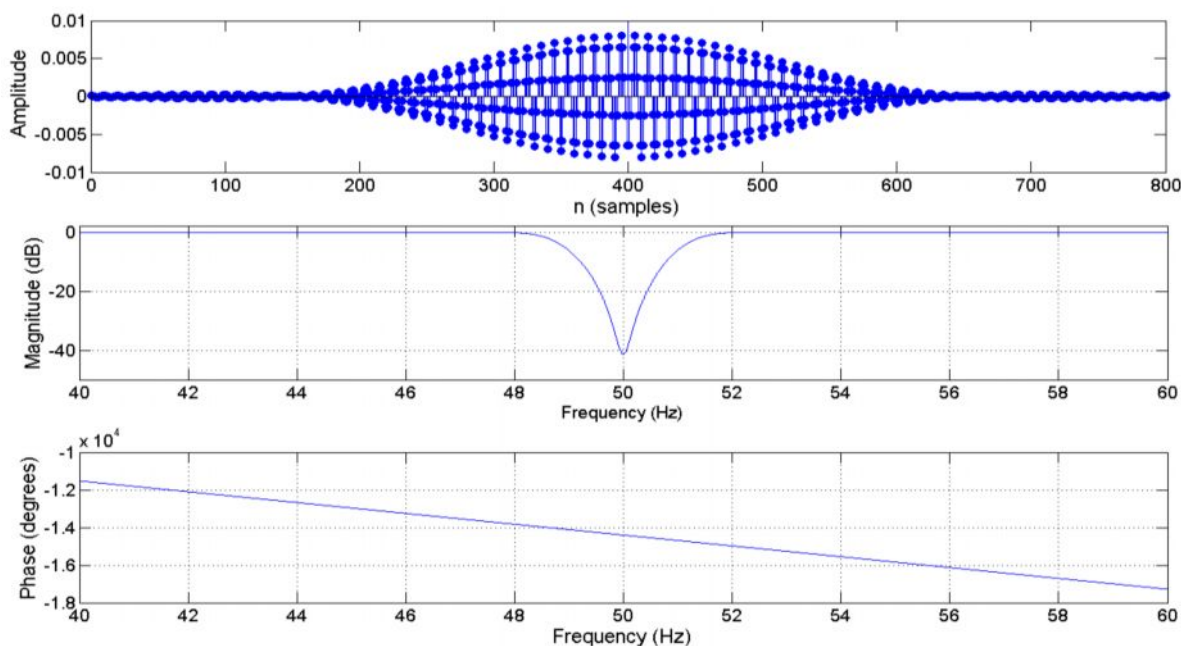
Obrázek č.16: Vzorkování frekvenční charakteristiky



Obrázek č.17: Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika

7.2.2 FIR – metoda okénka (váhování impulzní charakteristiky)

Pro filtraci metodou okénka je použita funkce Matlabu *fir1*. Řád filtru je zvolen $N=800$, mezní frekvence pásmové propusti pro pokles o 6dB: $f_{m1} = 49\text{Hz}$ a $f_{m2} = 51\text{Hz}$, je použité Hammingovo okno. Funkce *fir1* vrací $N+1$ hodnot impulzní charakteristiky. Frekvenční charakteristika je vykreslena pomocí funkce *freqz* a samotná filtrace provedena pomocí funkce *filter*. Na obrázku č.18 máme znázorněnou impulzovou, amplitudovou a fázovou charakteristiku filtru.



Obrázek č.18: Impulzová, amplitudová a fázová charakteristika

Pro názornější zobrazení impulzové charakteristiky (obrázek č.18) není zobrazen celý vzorek s indexem 401, který má hodnotu 0,9919. Řád filtru ($N=800$) byl zvolen větší než u metody vzorkování frekvenční charakteristiky ($N=501$) proto, protože při stejném řádu filtru vykazovala metoda okénka daleko horší frekvenční vlastnosti než zmíněná metoda vzorkování frekvenční charakteristiky.

7.2.3 IIR – návrh filtru z rozložení nulových bodů a pólů v rovině „z“

Budeme vycházet ze systému 2. řádu typu pásmová zadrž (PZ) s přenosovou funkcí

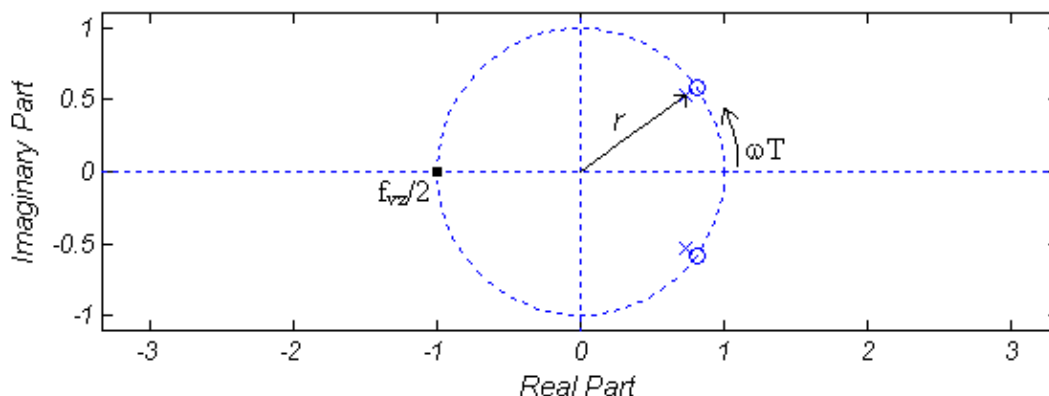
$$H_{PZ}(z) = A \frac{(1 - e^{j\omega_0 T} z^{-1})(1 - e^{-j\omega_0 T} z^{-1})}{(1 - r e^{j\omega_0 T} z^{-1})(1 - r e^{-j\omega_0 T} z^{-1})} =$$

$$= A \frac{(z - e^{j\omega_0 T})(z - e^{-j\omega_0 T})}{(z - r e^{j\omega_0 T})(z - r e^{-j\omega_0 T})} \quad ([3]), \quad (7.4)$$

kde ω_0 ... úhlový kmitočet středu potlačovaného pásma,
 r ... vzdálenost pólu od počátku,
 A ... zesílení.

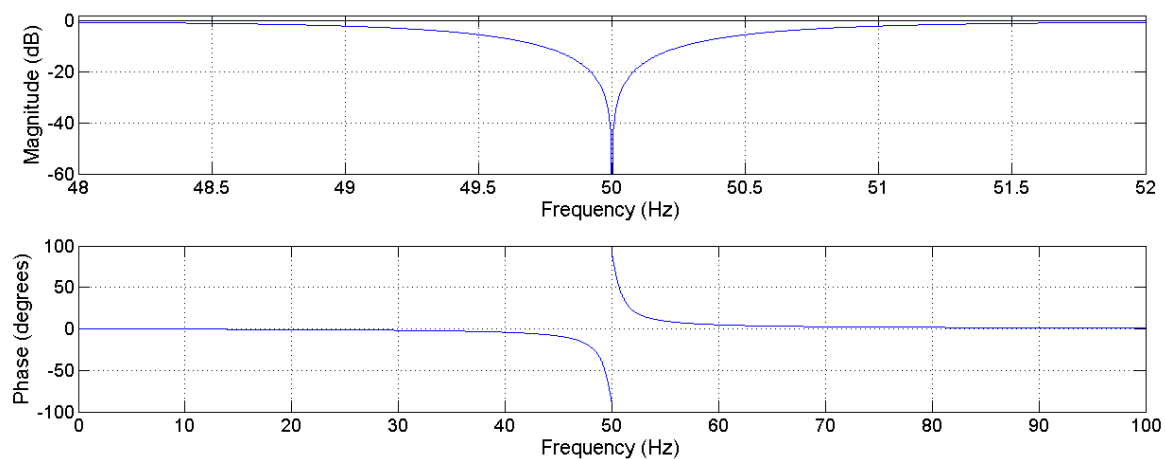
Nulové body umísťujeme na jednotkovou kružnici v z-rovině z důvodu nulového přenosu na daném kmitočtu. V našem případě do bodu, který odpovídá úhlu $\omega_0 T = 2\pi f_0 / f_{vz}$, kde $f_0 = 50\text{Hz}$ a $f_{vz} = 500\text{Hz}$. Póly umísťujeme pod stejným úhlem ve vzdálenosti r od počátku. Konstanta r ovlivňuje šířku potlačovaného pásma. Čím více se jeho hodnota blíží k 1, tím je pásmo užší. V našem případě jsme zvolili $r = 0.99$. Bod -1 na reálné ose odpovídá polovině vzorkovacímu kmitočtu, kolem kterého jsou nulové body a póly symetrické. Zesílení A volíme takové, aby $H(0) = 1$. S využitím Eulerového vztahu $\cos(\omega_0 T) = \frac{e^{j\omega_0 T} + e^{-j\omega_0 T}}{2}$ a po roznásobení dostaneme přenosovou funkci

$$H_{PZ}(z) = A \frac{(z^2 - 2\cos(\omega_0 T) \cdot z + 1)}{(z^2 - 2r\cos(\omega_0 T) \cdot z + r^2)}. \quad (7.5)$$

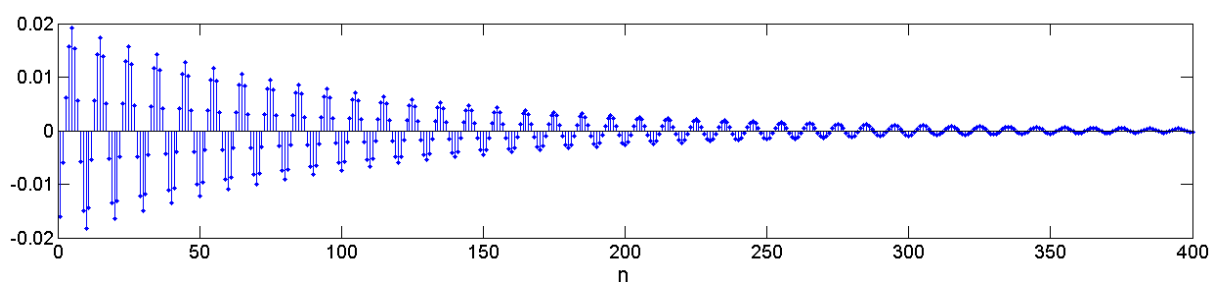


Obrázek č.19: Rozložení nulových bodů a pólů

Na obrázku č.20 máme zobrazenou amplitudovou a argumentovou charakteristiku navrženého filtru. Vidíme nelinearitu fázové charakteristiky v okolí 50Hz.



Obrázek č.20: Amplitudová a fázová charakteristika

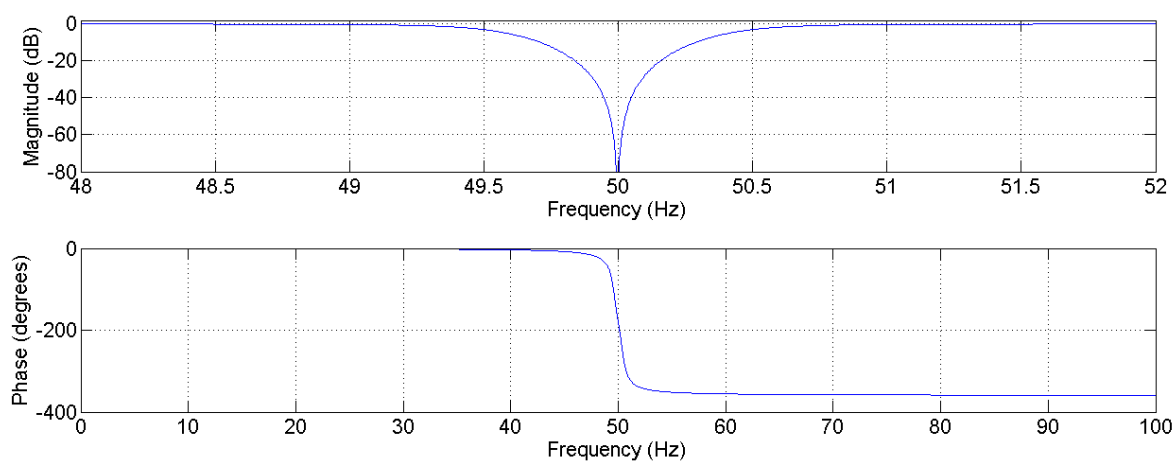


Obrázek č.21: Část impulzní charakteristiky

Pro názornější zobrazení impulzní charakteristiky není zobrazen celý vzorek s indexem 0, který má hodnotu 0,9903.

7.2.4 IIR – metoda založená na podobnosti s analogovými filtry

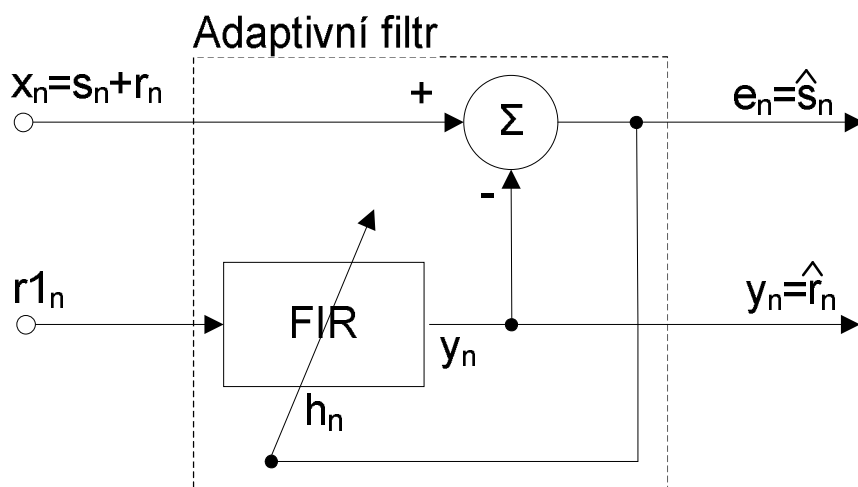
Pro filtraci jsme zvolili Butterworthův filtr typu pásmová propust 2. řádu s mezními kmitočty pro pokles o 3dB: $f_{m1} = 49.5\text{Hz}$ a $f_{m2} = 50.5\text{Hz}$.



Obrázek č.22: Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika

7.2.5 Adaptivní filtry

Na obrázku č.23 je zobrazeno principiální schéma adaptivního filtru pro potlačení síťového brumu, který je tvořen 2 vstupními signály. Prvním z nich je x_n , který představuje zarušený EKG signál síťovým brumem o kmitočtu 50Hz. Předpokládáme, že neexistuje žádná vzájemná souvislost mezi EKG signálem a daným rušením, a tudíž vzájemná korelace mezi těmito signály je nulová. Pak můžeme vyjádřit signál x_n jako kompozici EKG signálu s_n a aditivního rušení – síťového brumu r_n . Druhým vstupem je referenční signál r_1n . Tento signál je určitým způsobem závislý na jednom ze signálů s_n , r_n . Protože jednoznačně známe informaci o rušivém signálu, tak je závislost zvolena na r_n . Ta je dána stejným harmonickým kmitočtem 50Hz a signály r_n a r_1n jsou tedy korelovány. Referenční signál je přiveden na vstup FIR filtru, jehož trénovacím signálem je x_n .



Obrázek č.23: Obecné schéma adaptivního filtru pro potlačení síťového brumu

Výstup adaptivního FIR filtru y_n je v tomto případě nejlepším odhadem rušivého signálu r_n . Odečteme-li tento výstup od vstupního signálu x_n , dostaneme signál $\hat{s}_n$, který se v optimálním případě rovná přímo originálnímu EKG signálu s_n . Tento rozdílový signál $\hat{s}_n$ je identický s chybovým signálem adaptivního filtru e_n , jehož střední kvadratická odchylka má být podle (6.1) minimalizována. Podle obrázku č.23 platí

$$\varepsilon_n^2 = E\{(x_n - y_n)^2\} \rightarrow \min, \forall n.$$

Vyjádříme si tuto střední kvadratickou odchylku pomocí složek signálu e_n , dostaneme

$$\begin{aligned} E\{(x_n - y_n)^2\} &= E\{x_n^2 - 2x_n y_n + y_n^2\} = E\{(s_n + r_n)^2 - 2(s_n + r_n)y_n + y_n^2\} = \\ &= E\{(r_n - y_n)^2 + s_n^2 + 2s_n r_n - 2s_n y_n\} = \\ &= E\{(r_n - y_n)^2\} + E\{s_n^2\} + 2E\{s_n r_n\} - 2E\{s_n y_n\}. \end{aligned}$$

Členy $2E\{s_n r_n\}$ a $2E\{s_n y_n\}$ jsou ale nulové, protože signály jsou mezi sebou nezávislé, tudíž vzájemná korelace je nulová. Dostáváme upravený vztah

$$E\{e_n^2\} = E\{(r_n - y_n)^2\} + E\{s_n^2\}. \quad (7.6)$$

„Signál s_n není filtrem ovlivněn, a proto je druhý člen, znamenající výkon signálu s_n pro dané n , nezávislý na koeficientech filtru, a tedy signál y_n optimálním odhadem složky r_n “ ([1]). S využitím vztahů (6.4) až (6.8) dostaneme výsledný vztah pro výpočet koeficientů FIR filtru

$$\mathbf{h}_{n+1} = \mathbf{h}_n + 2\mu \cdot \mathbf{r} \mathbf{1}_n \cdot e_n. \quad (7.7)$$

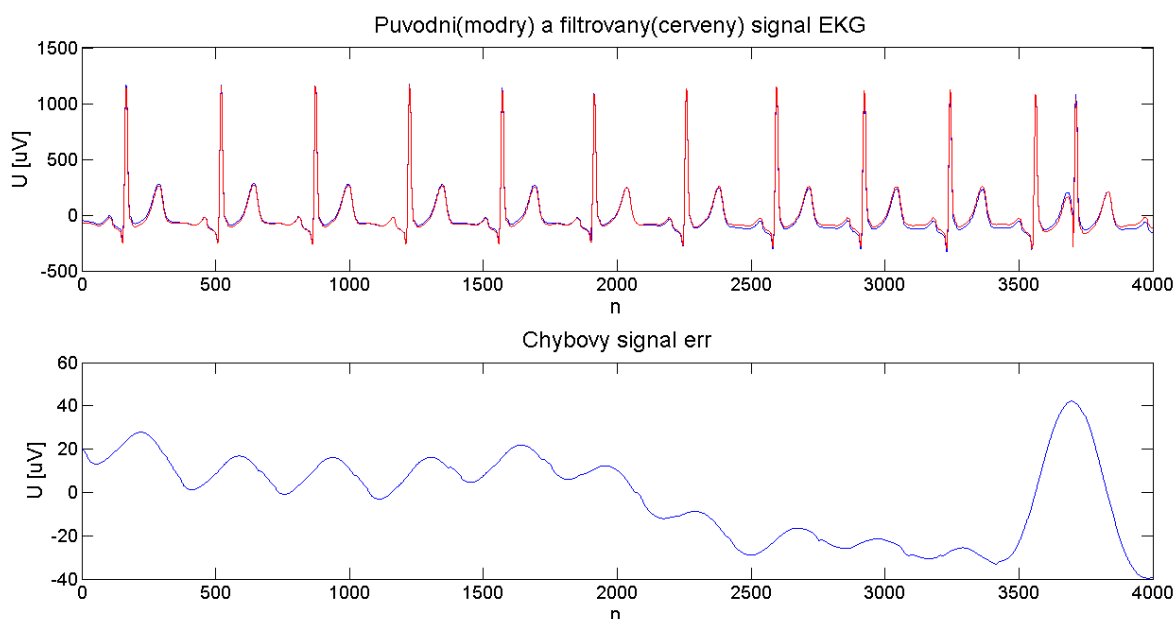
Jako referenční signál $r l_n$, korelovaný se síťovým brumem, jsme zvolili obdélníkový signál s frekvencí 50Hz a amplitudou 1. Jak už bylo zmíněno v teoretické části, rychlost, se kterou vektor impulzní charakteristiky $\mathbf{h}$ konverguje k $\mathbf{h}_{\text{opt}}$, můžeme ovlivnit jednak zvolenou délkou impulzní charakteristiky, a pak také konstantou μ .

Délku impulzní charakteristiky jsme stanovili na $N=200$. Pro prvních 500 hodnot vstupního signálu x_n jsme konstantu μ nastavili na hodnotu $2e-4$, pro další hodnoty vstupního signálu x_n byla konstanta μ nastavena na hodnotu $5e-6$. Takové to nastavení konstanty μ má za následek rychlejší počáteční adaptaci a následnou stabilitu adaptace. U přidaného síťového rušení jsme zadávali náhodnou počáteční fázi a testovali, jaký vliv má na výsledek adaptace.

8 Výsledky

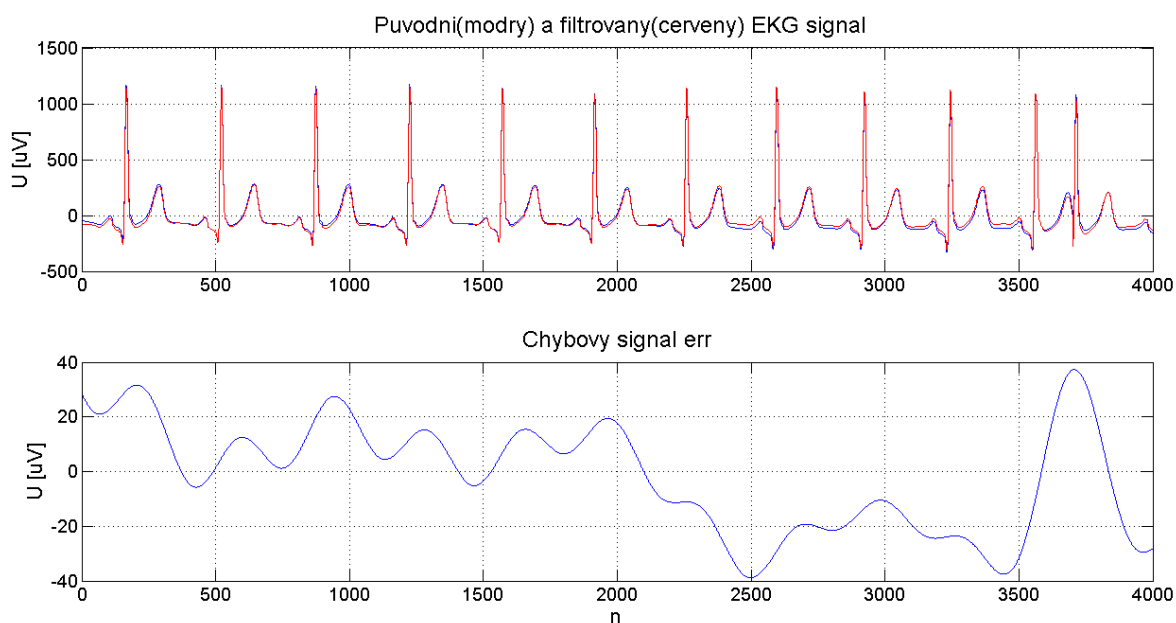
V následujících podkapitolách 8.1 a 8.2 jsou zobrazeny jednotlivé výsledky filtrace všech navržených filtrů pro filtraci driftu a síťového brumu. Ke každému filtrovanému signálu je zobrazen příslušný chybový signál (7.1), který slouží k posouzení kvality filtrace. Pod grafy jsou uvedeny hodnoty maximální absolutní odchylky $|err_{max}|$ a průměrné absolutní odchylky na jeden vzorek signálu err_{prum} .

8.1 Výsledky filtrace driftu



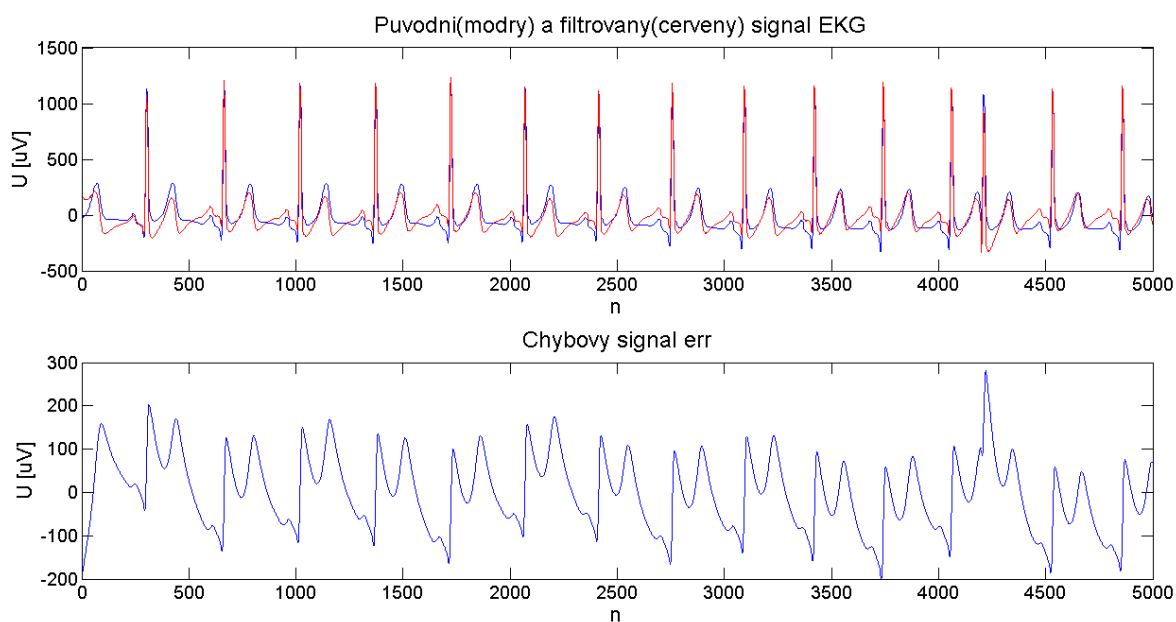
Obrázek č.24: Filtrace driftu: FIR – vzorkování frekvenční char.

Obrázek č.24: $|err_{max}| = 42.14 \text{ uV}$, $err_{prum} = 16.8 \text{ uV}$.



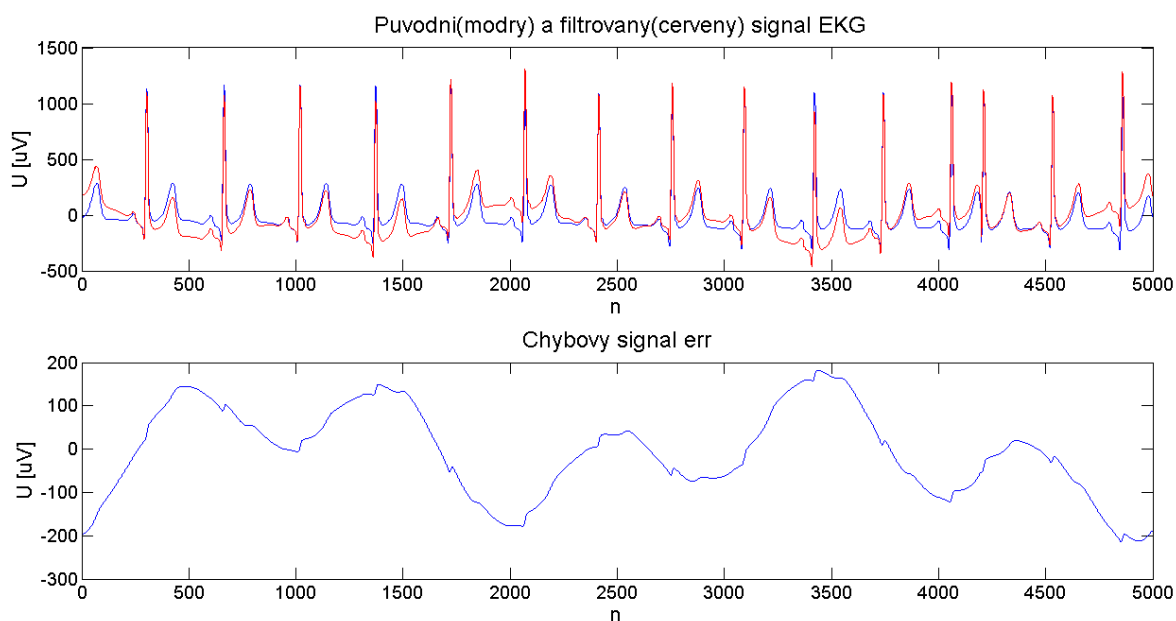
Obrázek č.25: Filtrace driftu: FIR – metoda okénka

Obrázek č.25: $|err_{max}| = 38.85 \text{ uV}$, $err_{prum} = 16.93 \text{ uV}$.



Obrázek č.26: Filtrace driftu: IIR - rozložení nul. bodů a pólů

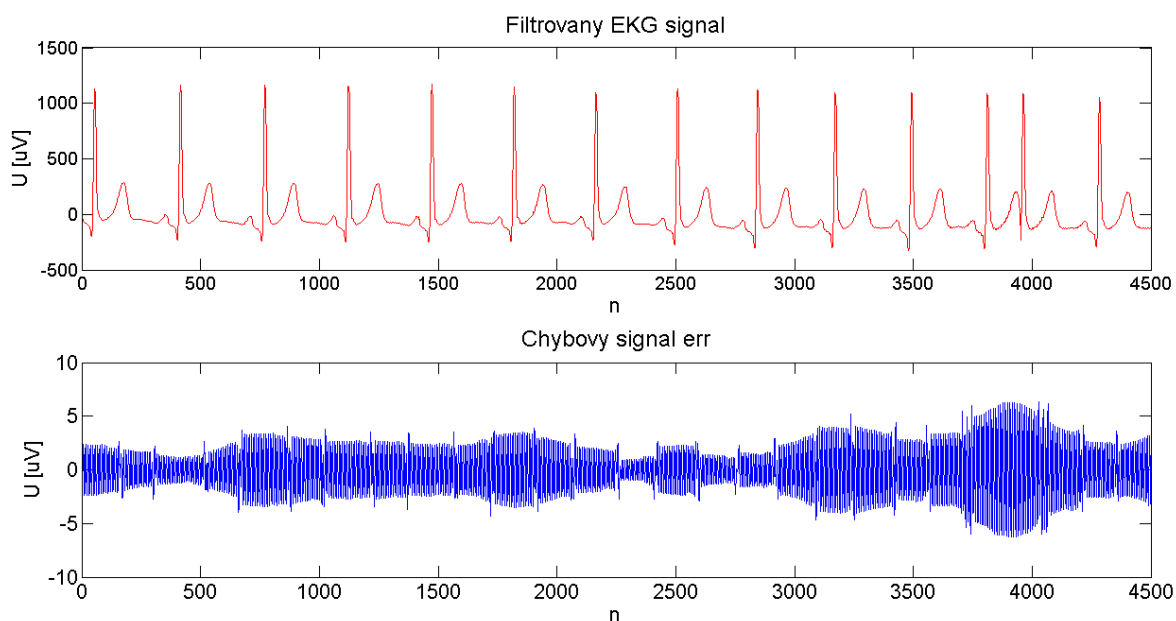
Obrázek č.26: $|\text{err}_{\max}| = 280,56 \text{ uV}$, $\text{err}_{\text{prum}} = 69.32 \text{ uV}$.



Obrázek č.27: Filtrace driftu: IIR - Butterworthův filtr

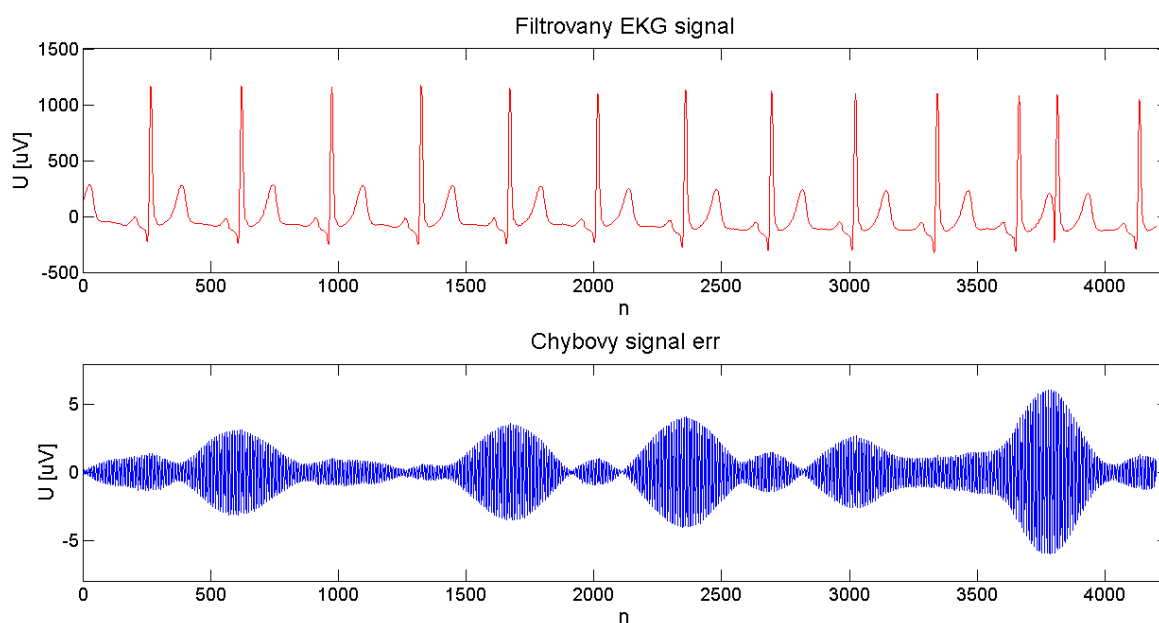
Obrázek č.27: $|\text{err}_{\max}| = 213.60 \text{ uV}$, $\text{err}_{\text{prum}} = 83.95 \text{ uV}$.

8.2 Výsledky filtrace brumu



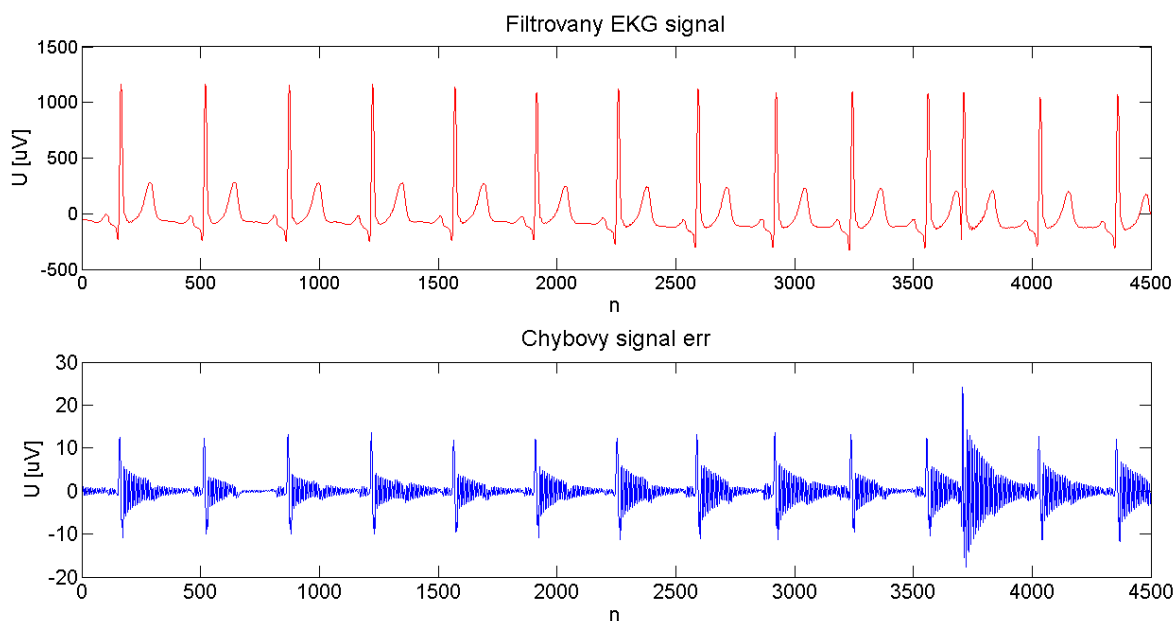
Obrázek č.28: Filtrace brumu: FIR - vzorkování frekvenční char.

Obrázek č.28: $|\text{err}_{\max}| = 6.3 \text{ uV}$, $\text{err}_{\text{prum}} = 1.80 \text{ uV}$.



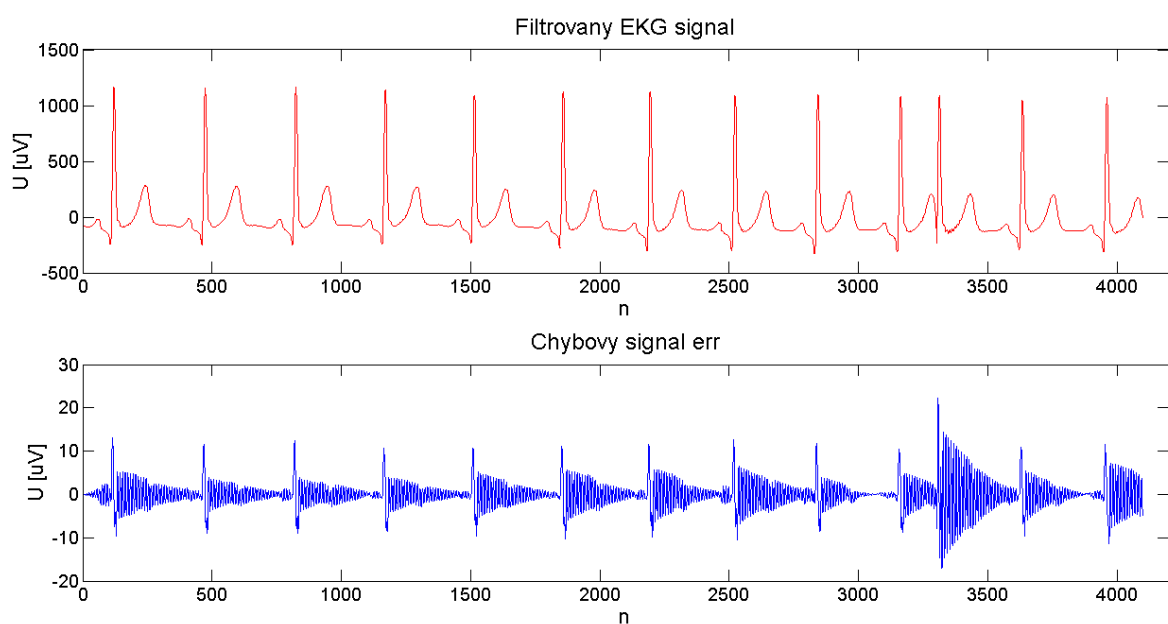
Obrázek č.29: Filtrace brumu: FIR - metoda okénka

Obrázek č.29: $|\text{err}_{\max}| = 6.05 \text{ uV}$, $\text{err}_{\text{prum}} = 1.10 \text{ uV}$.



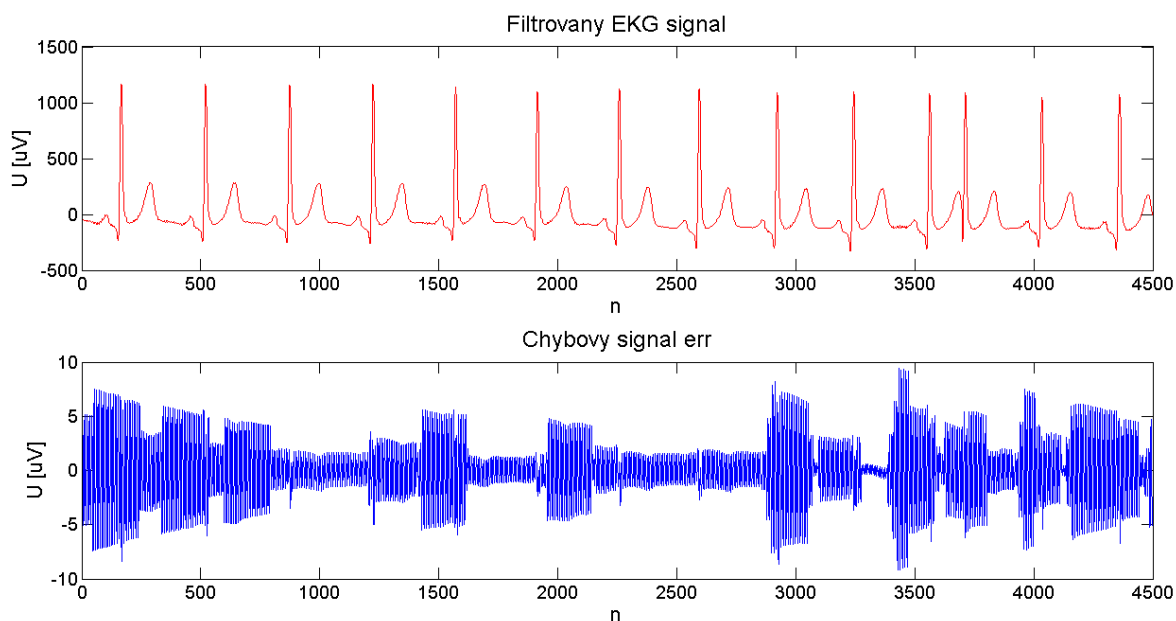
Obrázek č.30: Filtrace brumu: IIR - rozložení nul. bodů a pólů

Obrázek č.30: $|\text{err}_{\max}| = 24.24 \text{ uV}$, $\text{err}_{\text{prum}} = 1.79 \text{ uV}$.



Obrázek č.31: Filtrace brumu: IIR - Butterworthův filtr

Obrázek č.31: $|\text{err}_{\max}| = 22.30 \text{ uV}$, $\text{err}_{\text{prum}} = 2.11 \text{ uV}$.



Obrázek č.32: Filtrace brumu: Adaptivní filtr

Obrázek č.32: $|err_{\max}| = 9.42 \text{ uV}$, $err_{prum} = 2.29 \text{ uV}$. Výstupní filtrovaný signál byl zkrácen o prvních 500 vzorků, které jsou znehodnoceny vlivem adaptace filtru. Při náhodné počáteční fázi síťového rušení se výsledné hodnoty $|err_{\max}|$ a err_{prum} příliš neměnili.

9 Závěr

V bakalářské práci jsme se zabývali filtrací síťového brumu a driftu EKG signálů pomocí lineárních číslicových filtrů typu FIR a IIR. Pro každý z typů filtrů jsme zvolili dvě metody návrhu, konkrétně pro FIR metody vzorkování frekvenční charakteristiky a váhování impulzní charakteristiky a pro IIR metodu návrhu filtru z rozložení nulových bodů a pólů v rovině „z“ a metodu založenou na podobnosti s analogovými filtry, kde byl vybrán Butterworthův filtr pro nejmenší fázové zkreslení. Dále jsme se zabývali filtrací síťového brumu pomocí adaptivní filtrace gradientní metodou. Jednotlivé filtry jsme realizovaly v Matlabu.

Při filtraci síťového driftu jsme došli k závěru, že metoda vycházející z rozložení nulových bodů a pólů v rovině „z“ je zcela nevhodná. Velká nelinearita fázové charakteristiky je do 20Hz, která hodně zkreslila užitečný signál. Při metodě založené na podobnosti s analogovými filtry bylo dosaženo menší nelinearity fázové charakteristiky, která je nelineární zhruba do 2Hz. Z obrázku č.14 můžeme vyčíst, že takto navržený filtr je vhodný pouze pro filtraci stejnosměrné složky s frekvencí do 0,1Hz. Při snaze zvýšit mezní frekvenci roste nelinearita fázové charakteristiky směrem do vyšších kmitočtů a značně zkresluje užitečný signál. Z toho vyplývá, že filtr se nehodí pro filtraci driftu. Filtry FIR jsou efektivnější díky lineární fázové charakteristice. Obě použité metody při shodném řádu filtru vnášeli přibližně stejnou chybu (viz obrázky č.24 a 25).

Při filtraci síťového brumu jsou na tom filtry IIR o poznání lépe. Důvod je ten, že větší fázová nelinearita IIR filtrů je okolo 50Hz, kde se nenachází tolik užitečného signálu. Největší zkreslení užitečného signálu tak vzniká v QRS Komplexu. Filtry FIR zkreslují daný signál nejméně. Nejlepší filtrace bylo dosaženo u metody váhování impulzní charakteristiky, ale za cenu většího řádu filtru. U navrženého adaptivního filtru gradientní metodou bylo dosaženo vyšší chyby než v případě FIR filtrů, nicméně tato chyba je přijatelná. Při srovnání s lineární filtrací vidím výhodu v konečné délce impulzní charakteristiky v porovnání s IIR filtry a menším řádem filtru v porovnání s FIR filtry při přijatelném zkreslení užitečného signálu. Jako hlavní nevýhodu navrženého adaptivního filtru vidím v tom, že je navržený pro adaptaci přesně na frekvenci 50Hz. Jakákoliv odchylka síťového rušení od 50Hz způsobí větší zkreslení užitečného signálu v porovnání s lineárními filtry.

10 Použitá literatura a odkazy na zdroje

[1] JAN, J.: Číslicová filtrace, analýza a restaurace signálů. Brno: Nakladatelství VUTIAM, 2002.

[2] Antonín Vojáček: Jak pracuje a jak navrhnout osobní měřič freescale? [online]. [cit. 2008-20-12]. Dostupný z WWW: <<http://automatizace.hw.cz/jak-pracuje-a-jak-navrhnout-osobni-meric-ekg-s-dsp-freescale>>.

[3] Ing. Jiří Kozumplík, CSc., Ing. Radim Kolář, Prof. Ing. Jiří Jan, CSc.: Číslicové zpracování signálů v prostředí Matlab. Skriptum, 2001

[4] Doc. Ing. Josef Prchal, CSc., Doc. Ing. Boris Šimák, CSc.: Digitální zpracování signálů v telekomunikacích. Skriptum, 2001

[5] Ing. Vladimír Malenovský: Adaptivní filtrace zašuměných řečových signálů [online]. [cit. 2009-2-6]. Dostupný z WWW: <<http://www.elektrorevue.cz/clanky/02063/index.html#kap1>>

[6] Ing. Jiří Kozumplík, CSc.: Zpracování biologických signálů, nepublikovaný text. 2008

11 Seznam obrázků

Obrázek č.1: Typický průběh EKG signálu.....	- 8 -
Obrázek č.2: EKG signál bez rušení v Matlabu	- 9 -
Obrázek č.3: Přímá struktura FIR filtru.....	- 11 -
Obrázek č.4: Příklady impulzních charakteristik FIR filtrů s lineární fází.....	- 12 -
Obrázek č.5: Princip metody okénka.....	- 14 -
Obrázek č.6: Obecná struktura IIR filtru	- 15 -
Obrázek č.7: Obecné blokové schéma adaptivního FIR filtru	- 18 -
Obrázek č.8: EKG signál zarušený driftem	- 21 -
Obrázek 9: Část amplitudové frekvenční charakteristiky.....	- 22 -
Obrázek č.10: Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika	- 22 -
Obrázek č.11: Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika	- 23 -
Obrázek č.12: Rozložení nulových bodů a pólů	- 24 -
Obrázek č.13: Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika	- 24 -
Obrázek č.14: Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika	- 25 -
Obrázek č.15: EKG signál zarušený brumem.....	- 26 -
Obrázek č.16: Vzorkování frekvenční charakteristiky	- 27 -
Obrázek č.17: Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika	- 27 -
Obrázek č.18: Impulzová, amplitudová a fázová charakteristika	- 28 -
Obrázek č.19: Rozložení nulových bodů a pólů	- 29 -
Obrázek č.20: Amplitudová a fázová charakteristika.....	- 30 -
Obrázek č.21: Část impulzové charakteristiky	- 30 -
Obrázek č.22: Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika	- 31 -
Obrázek č.23: Obecné schéma adaptivního filtru pro potlačení síťového brumu.....	- 32 -
Obrázek č.24: Filtrace driftu: FIR – vzorkování frekvenční char.	- 34 -
Obrázek č.25: Filtrace driftu: FIR – metoda okénka.....	- 34 -
Obrázek č.26: Filtrace driftu: IIR - rozložení nul. bodů a pólů	- 35 -
Obrázek č.27: Filtrace driftu: IIR - Butterworthův filtr.....	- 35 -
Obrázek č.28: Filtrace brumu: FIR - vzorkování frekvenční char.	- 36 -
Obrázek č.29: Filtrace brumu: FIR - metoda okénka	- 36 -
Obrázek č.30: Filtrace brumu: IIR - rozložení nul. bodů a pólů	- 37 -
Obrázek č.31: Filtrace brumu: IIR - Butterworthův filtr	- 37 -
Obrázek č.32: Filtrace brumu: Adaptivní filtr	- 38 -