

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV BIOMEDICÍNSKÉHO INŽENÝRSTVÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF BIOMEDICAL ENGINEERING

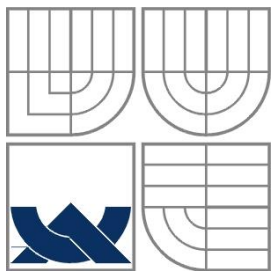
METODY POTLAČENÍ SÍŤOVÉHO RUŠENÍ V SIGNÁLECH EKG

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

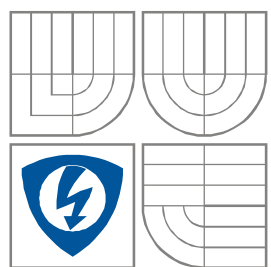
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

JAKUB HERODES

BRNO, 2015



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV BIOMEDICÍNSKÉHO INŽENÝRSTVÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND
COMMUNICATION
DEPARTMENT OF BIOMEDICAL ENGINEERING

METODY POTLAČENÍ SÍŤOVÉHO RUŠENÍ V SIGNÁLECH EKG

REMOVING METHODS OF POWER LINE INTERFERENCE IN ECG SIGNALS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

JAKUB HERODES

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. LUKÁŠ SMITAL, Ph.D.

BRNO, 2015

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Biomedicínská technika a bioinformatika

Student: Jakub Herodes
Ročník: 3

ID: 154635
Akademický rok: 2014/2015

NÁZEV TÉMATU:

Metody potlačení síťového rušení v signálech EKG

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

- 1) Seznamte se s vlastnostmi EKG signálu a zejména se vznikem a projevy jeho nejběžnějších rušení.
- 2) Prostudujte možnosti odstranění síťového rušení z EKG signálů pomocí lineárních filtrů typu FIR i IIR. V programovém prostředí Matlab navrhnete tyto filtry různými metodami a porovnejte jejich vlastnosti.
- 3) Proveďte filtraci uměle rušených EKG signálů z CSE databáze a výsledky zhodnoťte na základě dosaženého poměru signálu a šumu.
- 4) Prostudujte a navrhnete další metody použitelné pro potlačení síťového rušení (např. adaptivní filtry nebo vlnkové filtry) a srovnajte s již navrženými lineárními filtry.
- 5) Všechny navržené metody otestujte na kompletní CSE databázi a zhodnoťte dle průměrného dosaženého zlepšení poměru signálu a šumu.
- 6) Proveďte diskusi použitelnosti navržených metod a doporučte metodu nejúčinnější.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] JAN, J. Číslíková filtrace, analýza a restaurace signálů. VUT v Brně, nakl. VUTUM, 2002.
- [2] KOZUMPLÍK, J., KOLÁŘ, R., JAN, J. Číslíkové zpracování signálů v prostředí Matlab. Skripta FEKT VUT v Brně, 2001.
- [3] ZAKNICH, A. Principles of adaptive filters and self-learning systems. London: Springer, 2005, 386 s. ISBN 1-85233-984-5.

Termín zadání: 22.09.2014

Termín odevzdání: 29.5.2015

Vedoucí práce: Ing. Lukáš Smital, Ph.D.

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 následku porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona c. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4. Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Práce hodnotí účinnost číslicové lineární i nelineární filtrace na odstranění síťového rušení ze signálů EKG. Pro získání průměrných výsledků se pracuje s databází CSE, ve které je k dispozici 3750 čistých přirozených i umělých signálů. Po umělém poškození signálů brumem je účinnost filtrů hodnocena dle dosaženého průměrného výstupního poměru výkonu čistého signálu a šumu.

KLÍČOVÁ SLOVA

EKG signály, brum, databáze CSE, SNR, FIR a IIR filtry, Matlab

ABSTRACT

The thesis is comparing efficiency of digital linear and nonlinear filtration used for removing power line interference from ECG signals. For testing was used database of CSE, containing 3750 ECG signals. After adding simulated power line interference into the clear ECG signal come comparing the efficiency of filters by average output signal to noise ratio.

KEYWORDS

ECG signals, power line interference, database CSE, SNR, FIR and IIR filters, Matlab

HERODES, Jakub. *Metody potlačení síťového rušení v signálech EKG*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav biomedicínského inženýrství, 2015. 41 s. Bakalářská práce. Vedoucí práce: Ing. Lukáš Smital, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

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

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Lukášovi Smitalovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

Obsah

Obsah.....	5
1. Úvod.....	7
2. Srdeční aktivita a její snímání	8
2.1 Srdeční automacie	8
2.2 Záznam srdeční aktivity	9
2.2.1 Einthovenovy bipolární končetinové svody.....	9
2.2.2 Goldbergerovy unipolární končetinové svody	9
2.2.3 Hrudní unipolární svody.....	10
3. Nejběžnější rušení v EKG signálu	11
3.1 Síťové rušení (brum)	11
3.2 Kolísání nulové izolinie signálu (drift)	12
3.3 Rušení myopotenciály	12
4. Databáze CSE.....	13
5. Číslicové filtry.....	14
5.1 Převod spojitých signálů na diskrétní	14
5.2 Dělení číslicových filtrů	14
5.3 Způsob popisu lineárních diskrétních systémů	15
6. Způsob hodnocení filtrace.....	16
6.1 Výpočet poměru signálu a šumu (SNR).....	16
6.2 Popis umělého rušení čistého signálu brumem	16
7. Lineární filtrace typu IIR pro odstranění síťového rušení z EKG signálů	17
7.1 Návrh filtru 2. řádu interaktivním rozmisťováním nulových bodů a pólů v rovině “z”... 17	
7.2 Filtry založené na podobnosti s analogovými systémy	19
7.2.1 Butterworthův filtr.....	20
7.2.2 Čebyševův filtr 1. typu	21
7.2.3 Čebyševův filtr 2. typu	22
7.2.4 Eliptický filtr	23
7.2.5 Porovnání filtrů pracujících s bilineární transformací.....	24
8. Lineární filtrace typu FIR pro odstranění síťového rušení z EKG signálů	25
8.1 Návrh filtru metodou vzorkováním frekvenční charakteristiky	25
8.2 Návrh filtru metodou váhování impulzní charakteristiky	26
8.3 Návrh filtru interaktivním rozmisťováním nulových bodů a pólů v rovině “z”.....	28

8.4 Nulování spektrálních čar.....	30
8.5 Lynnova pásmová propust'	31
9. Adaptivní filtrace síťového rušení.....	33
9.1 Adaptivní filtr 1. typu.....	33
9.2 Adaptivní filtr 2. typu.....	34
10. Vlnková filtrace síťového rušení.....	36
11. Porovnání účinnosti navržených metod	38
12. Závěr.....	40
13. Literatura	41

1. Úvod

Během snímání EKG signálů se při špatném stínění elektrokardiografu může promítat síťové rušení (brum) do výsledného elektrokardiogramu. Toto rušení způsobuje zkreslení signálu a z toho vyplývající obtížnou detekci důležitých úseků EKG signálu.

Tématem této práce je porovnání různých číslicových metod odstranění tohoto rušení a jejich následné vyhodnocení na základě dosaženého poměru signálu k šumu.

Na začátku je popsána srdeční automatizace a způsob snímání EKG, následuje seznámení s nejběžnějším rušením v EKG signálech, popis databáze CSE, se kterou je pracováno pro získání průměrných výsledků filtrace. Dále jsou obecně popsány číslicové filtry, jejich dělení, popis a způsob hodnocení provedené filtrace. Doprovázené popisem návrhů jednotlivých lineárních filtrů IIR a FIR, nelineárních filtrů adaptivních a vlnkových. Pro získání optimálních návrhů je popis doplněn různými závislostmi vstupních údajů filtru na účinnosti filtrace. Práce je ukončena celkovým porovnáním a vyhodnocením výsledků navrhovaných filtrů. Veškerá filtrace je prováděna v programovém prostředí Matlab.

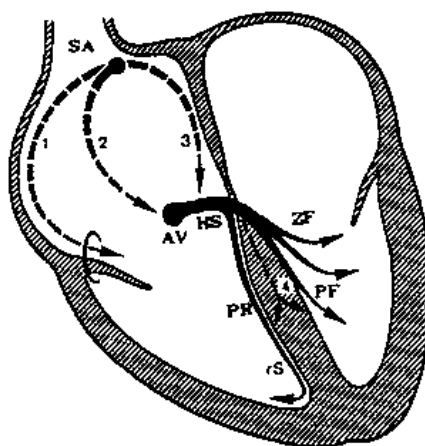
2. Srdeční aktivita a její snímání

2.1 Srdeční automacie

Vzruchovou aktivitu, která vede k pravidelnému střídání systoly a diastoly si vytváří srdce samo a to specializovanou svalovou tkání schopnou generovat, šířit vzruchy a reagovat kontrakcí myokardu. Vše je řízeno převodním systémem srdečním, který tvoří sinoatriální uzel (SA uzel), internodální síňové spoje, atrioventrikulární uzel (AV uzel), Hisův svazek, Tawarova raménka a Purkyňova vlákna.

Sinoatriální uzlík, ležící v pravé síni, je pro srdce pacemakerem (udává sinusový rytmus), neboť má u zdravého srdce vyšší frekvenci generování spontánní elektrické aktivity než ostatní potenciální pacemakery, fungující v případě poruchy SA uzlu (například AV uzel). Vzruchy se dále šíří po svalovině síní do AV uzlu a odtud dále na komory jen cestou Hisova svazku. Nutno zde podotknout, že chlopně mezi síněmi a komorami, tvořené vazivovým skeletem, mají dvojí hlavní funkci, a to bránění zpětnému toku krve a izolační funkci, která brání šíření depolarizace jinudy, jak cestou popsanou výše. Dále se depolarizace šíří Tawarovými raménky, která se v srdečním hrotu dělí na Purkyňova vlákna. (Obr. 2.1) [9]

Celá srdeční inervace je řízena vegetativním nervovým systémem (sympatikem a parasympatikem), který má schopnost regulovat dle potřeby srdeční frekvenci, sílu stahů (systolický krevní tlak) i periferní odpor krevního řečiště (vazodilataci či vazokonstrikci) jednotlivých oblastí a tkání. Sympatikus stimuluje srdeční frekvenci a způsobuje vazokonstrikci periferních cév. Účinky parasympatika jsou opačné. Vegetativní nervstvo však ovlivňuje i další orgány jako například rychlost trávení, rozšiřování či dilataci průdušek a zornic v oku a další. [9]



Obr. 2.1 Znáznornění srdeční převodní soustavy. SA - sinoatriální uzel, AV – atrioventrikulární uzel, HS – Hisův svazek, PR – pravé Tawarovo raménko (převzato z [3])

2.2 Záznam srdeční aktivity

Protože lidské tělo i jeho tekutiny jsou vodivé, jsme schopni snímat rozdíly potenciálů vytvořené elektrickou aktivitou srdce (vznikajících na rozhraní depolarizovaných a nedepolarizovaných úseků myokardu) přímo z povrchu těla pomocí elektrokardiografu. Existuje poměrně široká škála postupů snímání EKG, avšak na celém světě se standardizoval postup, ve kterém snímáme srdeční aktivitu ze tří končetinových a šesti hrudních elektrod. Celkem tedy získáme 12ti svodové EKG.

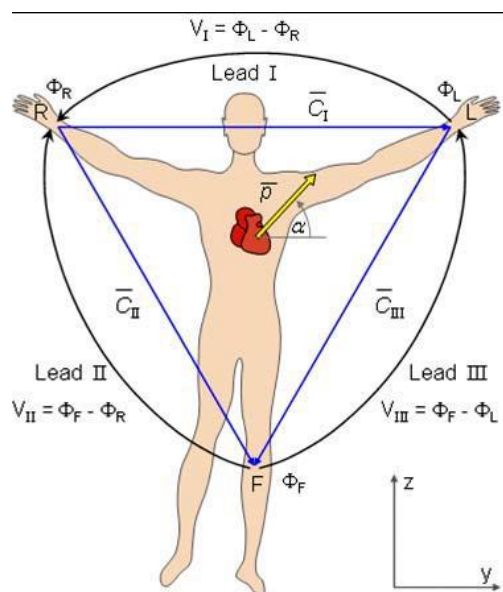
V praxi se ovšem měří pouze 8 svodů (I, II, V1 až V6), ostatní se dopočítají dle rovnic uvedených níže a dle vztahu:

$$U_{III} = U_{II} - U_I, \quad (1)$$

kde U_{I-III} jsou napětí vypočtené z rozdílu potenciálů daných elektrod (Obr. 2.2). [6]

2.2.1 Einthovenovy bipolární končetinové svody

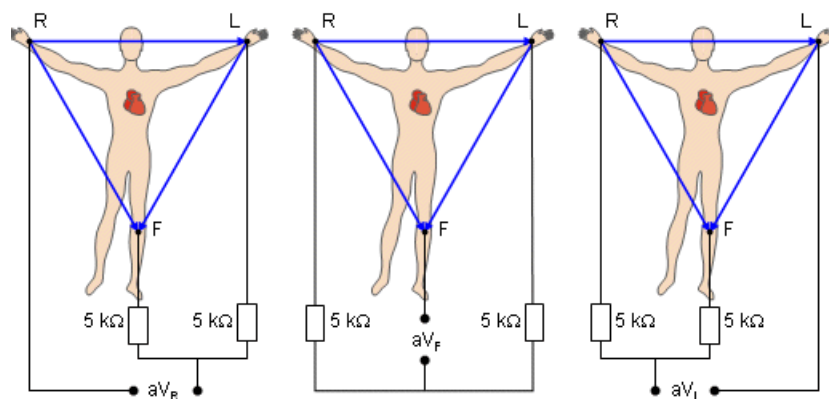
Zjišťují rozdíly potenciálů mezi dvěma elektrodami umístěnými na levé ruce (žlutá), pravé ruce (červená) a levé noze (zelená). Tyto elektrody tvoří tzv. Einthovenův trojúhelník. Pravá noha bývá připojena k uzemnění (černá elektroda). Rozdíly potenciálů se označují V_I , V_{II} a V_{III} a jejich výpočet je zobrazen na obrázku níže. (Obr. 2.2)



Obr. 2.2 Zobrazení bipolárních svodů a jejich výpočet. R, L, F – elektrody, Φ_x – naměřený potenciál na elektrodě x, α – sklon srdeční osy reprezentované vektorem p (převzato z [8]).

2.2.2 Goldbergerovy unipolární končetinové svody

Unipolární svody zjišťují potenciál vždy z jedné elektrody (diferentní) proti druhé (indiferentní) elektrodě. V případě Goldbergerových svodů (avR, avF, avL) se výsledné napětí měří z dané elektrody (v případě avR z R) a zbývajících elektrod spojených přes odpor 5 k Ω . (Obr. 2.3).



Obr. 2.3 Schéma zapojení 3 Goldbergerových svodů (převzato z [8]).

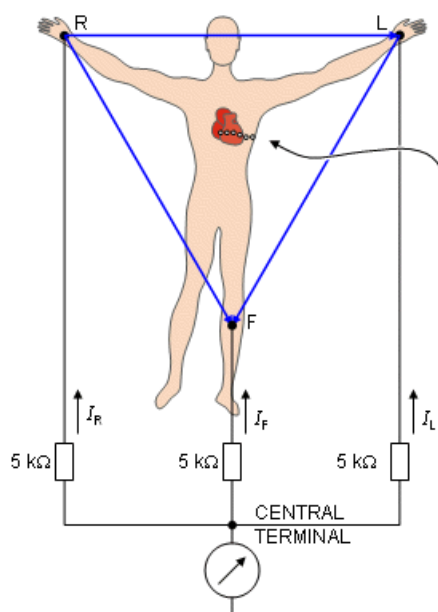
Výsledné napětí v dané oblasti se dá vypočítat dle následujících vzorců: [6]

$$\begin{aligned}
 U_{avR} &= \Phi_R - \frac{\Phi_L + \Phi_F}{2} , \\
 U_{avF} &= \Phi_F - \frac{\Phi_R + \Phi_L}{2} , \\
 U_{avL} &= \Phi_L - \frac{\Phi_R + \Phi_F}{2} ,
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

kde $\Phi_{R,L,F}$ jsou naměřené potenciály dané elektrody.

2.2.3 Hrudní unipolární svody

Těchto svodů je celkem 6, jsou umístěny na hrudníku v oblasti srdce. Měří se proti Wilsonově svorce, což je spojení elektrod R, L, F, každou přes odpor 5 kΩ. (Obr. 2.4). [6]

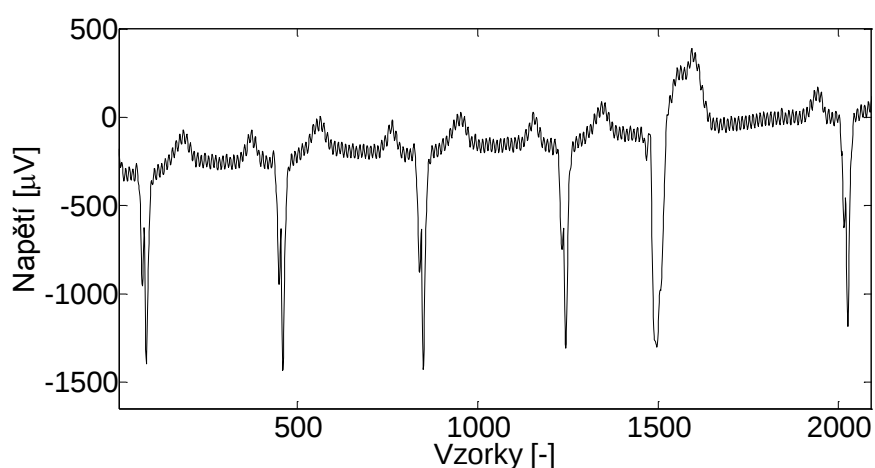


Obr. 2.4 Měření hrudních svodů proti Wilsonově svorce. (převzato z [8]).

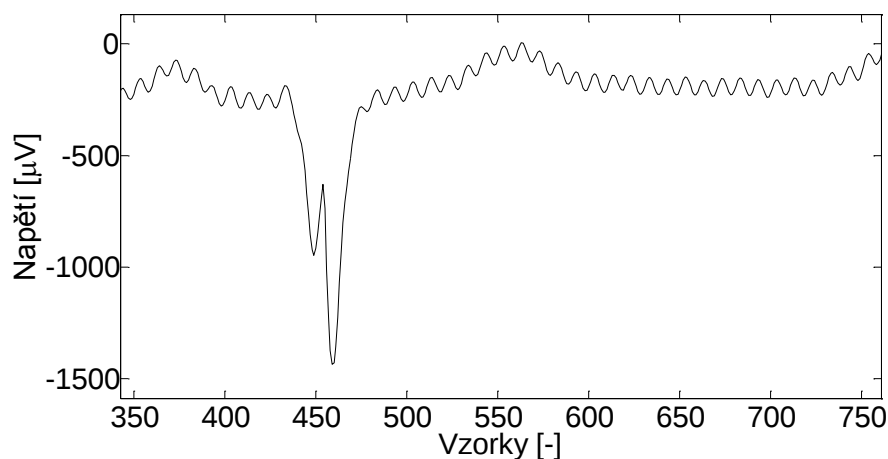
3. Nejběžnější rušení v EKG signálu

3.1 Síťové rušení (brum)

Síťové rušení v EKG vzniká interferencí síťového zdroje mimo EKG (okolní vodiče či přístroje) se snímaným EKG signálem. Má stálou frekvenci 49,5 – 50,5 Hz, avšak amplituda může být různá. (Obr. 3.1 a Obr. 3.2). U signálu postiženého tímto typem rušení je zhoršena identifikace některých důležitých vln EKG cyklu. [10]



Obr. 3.1 Signál EKG rušený síťovým brumem.

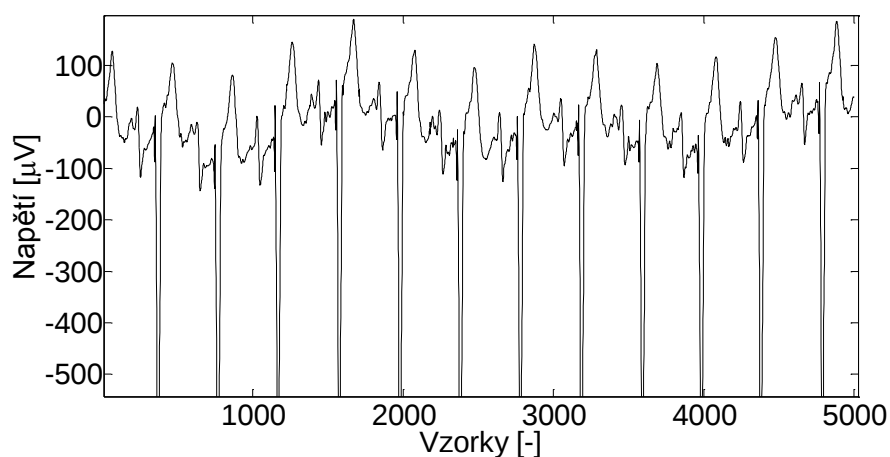


Obr. 3.2 Detail brumu.

Pozn. jedná se o umělé rušení, které je vytvořeno a pro lepší viditelnost zesíleno v programovém prostředí Matlab.

3.2 Kolísání nulové izolinie signálu (drift)

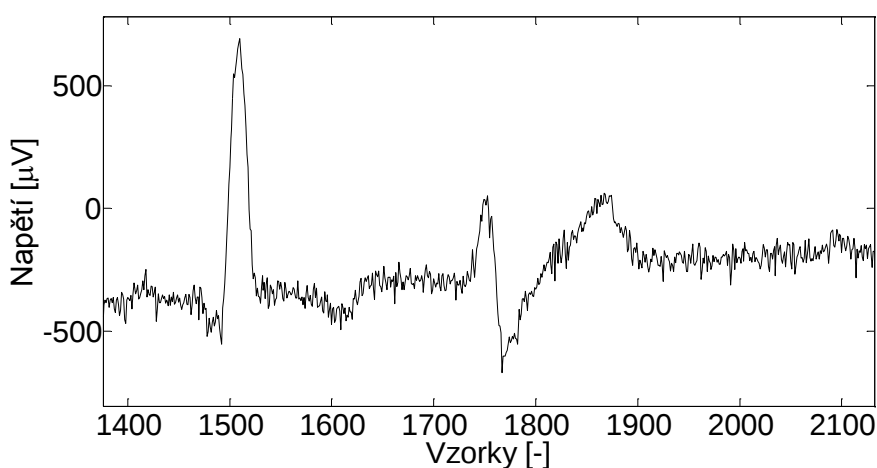
Kolísání nulové izolinie se ve frekvenční oblasti projevuje zhruba do 2 Hz. Je způsobeno pomalými pohyby pacienta a jeho dýcháním, dále pak elektrochemickými ději na rozhraní elektrody a pokožky (Obr. 3.3). Toto rušení může rovněž zhoršit detekci některých klíčových bodů z elektrokardiogramu. [6]



Obr. 3.3 Kolísání nulové izolinie v signálu EKG.

3.3 Rušení myopotenciály

U měření klidového EKG se rušení myopotenciály projevuje ve frekvenčních složkách od 100 Hz výše, u zátěžového EKG pak od 10 Hz výše. (Obr. 3.4). Toto může být značný problém pro detektory bodů v EKG křivce, protože rušení se prolíná s téměř celým spektrem užitečného signálu, které je přibližně od 0,07 Hz po 125 Hz, u vysokofrekvenčního EKG pak po 1000 Hz. [6]



Obr. 3.4 Rušení myopotenciály v signálu EKG.

4. Databáze CSE

Jedná se o standardní databázi elektrokardiogramů (Common Standards for quantitative Electrocardiography), na jejímž vzniku se podíleli vědci z 32 institucí po celém světě od roku 1980. Databáze vznikla za účelem standardizovaného hodnocení programů pro analýzu EKG. [2]

Samotná databáze se skládá ze tří částí, první dvě, třísvodová a vícesvodová databáze, byly vytvořené pro testování a vývoj algoritmů, třetí, diagnostická, pro jejich kontrolu a hodnocení. Přesné rozdělení je uvedeno v Tab. 1. Signály v databázi jsou také rozděleny na signály originální a umělé, které vznikly opakováním jednoho srdečního cyklu originálního signálu. [14]

Pro testování účinků filtrace v této práci je použita pouze druhá část databáze s vícesvodovými originálními záznamy, což odpovídá setům 3 a 4 z Tab. 1. Celý soubor tedy obsahuje EKG signály o 15 svodech od 250 osob, z nichž je asi jedna čtvrtina fyziologicky normálních a u zbytku je zaznamenáno téměř na tři desítky nejrozličnějších srdečních onemocnění. Protože každý svod má odlišnou morfologii jednotlivých vln a rušení, můžeme říci, že je celkem k dispozici 3750 různých elektrokardiogramů. [13]

Nutno podotknout, že k dispozici pro tuto práci byly čisté signály bez přítomnosti jakéhokoliv rušení, které byly získány po aplikaci adaptivní Wienerovi vlnkové filtrace na CSE databázi. [11]

Tab. 1 Rozdělení, počet a označení elektrokardiogramů v databázi CSE

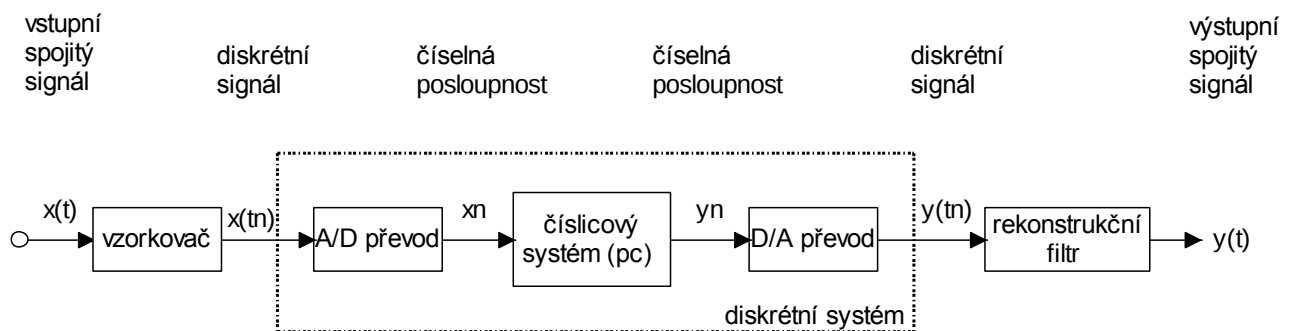
CSE	Třísvodová databáze	Vícesvodová databáze	Diagnostická databáze
Originální	Set1: 125 signálů EO1_001 – EO1_125 Set2: 125 signálů EO2_001 – EO2_125	Set3: 125 signálů MO1_001 – MO1_125 Set4: 125 signálů MO2_001 – MO2_125	Set5: 1220 signálů D_00001 – D_01220
Umělé	Set1: 155 signálů EA1_001 – EA1_155 Set2: 155 signálů EA2_001 – EA2_155	Set3: 125 signálů MA1_001 – MA1_125 Set4: 125 signálů MA2_001 – MA2_125	

5. Číslicové filtry

Pod pojmem číslicový filtr rozumíme algoritmus, schopný daným způsobem změnit spektrum vstupního diskrétního signálu. Samotný číslicový filtr může pracovat ve dvou oblastech, a to v oblasti časové a frekvenční.

5.1 Převod spojitých signálů na diskrétní

V případě, že chceme aplikovat číslicovou filtraci na spojitý signál, je nutné jej nejdříve upravit do diskrétní podoby, provést filtraci a následně převést zpět do spojitého signálu (Obr. 5.1). To je umožněno zaprvé vzorkovačem, který v zadaných časových okamžicích t_n získá vzorky vstupu $x(t_n)$ (vzorkovací frekvence tedy odpovídá počtu vzorků za sekundu) a zadruhé A/D převodníkem, který určuje počet kvantizačních hladin, na které se bude zaokrouhlovat velikost amplitud. Čím více bitů má A/D převodník, tím je přesnější zaokrouhlování a tím je menší kvantizační šum. Číslicový systém musí být tak výkonný, aby zvládl v době mezi dvěma vzorky vstupu vypočítat vzorek výstupu dle požadovaných vlastností. Následný převod upraveného diskrétního signálu $x(t_n)$ zpět do spojitého signálu $y(t)$ je proveden pomocí digitálně-analogového převodníku a rekonstrukčního filtru. [4]



Obr. 5.1 Řetězec číslicového zpracování analogového signálu. (převzato z [4]).

5.2 Dělení číslicových filtrů

- **dle linearity**

- *lineární*, u kterých platí, že odezva lineárního systému na součet signálů násobených konstantami K_i je rovna součtu odezev násobených konstantami K_i na jednotlivé, samostatně působící signály, vyhovují tedy principu superpozice:

$$H \left[\sum_i K_i s_i(n) \right] = \sum_i K_i H[s_i(n)] \quad , \quad (3)$$

kde H je operátor realizovaný filtrem, $\{s_i(n)\}$ je množina signálu a K_i jsou konstanty [5]

- *nelineární*, u kterých princip superpozice neplatí

- **dle setrvačnosti**
 - *filtry bez paměti*, které pro výpočet výstupů využívají okamžité hodnoty vstupů
 - *filtry s pamětí*, využívající paměť (buffer) pro operace s úsekem signálu, či s celým signálem
 - *rekurzivní*, které počítají výstup jak ze vstupních hodnot, tak i z již vypočtených předchozích výstupů (například mediánový filtr)
 - *nerekurzivní*, počítající výstup jen ze vstupů (i zpožděných)
- **dle délky impulzní charakteristiky**
 - *FIR*, s konečnou odezvou na jednotkový impulz
 - *IIR*, s nekonečnou odezvou na jednotkový impulz a zpětnou vazbou
- **dle časové stálosti**
 - *časově invariantní*, kde je filtr přesně definován na začátku a během samotné filtrace již nemění svoji strukturu
 - *časově variantní*, kde se filtr přizpůsobuje během filtrace, například adaptivní filtry [4]

5.3 Způsob popisu lineárních diskretních systémů

- **diferenční rovnice**, popisuje algoritmus výpočtu odezvy systému, níže je jako příklad uvedena diferenční rovnice, která může popisovat například filtr typu FIR:

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} h(i)x(n-i) \quad , \quad (4)$$

kde N je počet vzorků impulzní charakteristiky, $h(i)$ představuje i -tý vzorek impulzní charakteristiky a $x(n-i)$ i -krát zpožděný vzorek vstupního signálu [12]

- **přenosová funkce**, kterou můžeme získat za předpokladu kauzality (systém vypočítává výstup jen z minulých vzorků) a nulových počátečních podmínek jako Z-transformaci diferenční rovnice:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} \quad , \quad (5)$$

kde $Y(z)$ je obrazem výstupu a $X(z)$ obrazem vstupu. [12]

- **impulzní charakteristika, $h(n)$** , je odezva systému na jednotkový impulz
- **frekvenční charakteristika**, je Fourierovou transformací impulzní charakteristiky, značí se $H(\omega)$, je komplexní funkcí frekvence, složená ze dvou složek, a to
 - fázové (argumentové) frekvenční charakteristiky
 - amplitudové (modulové) frekvenční charakteristiky.

$$H(\omega) = DTFT\{h(n)\} \quad , \quad (6)$$

kde $DTFT$ je Fourierova transformace s diskretním časem a $h(n)$ jsou vzorky impulzní charakteristiky [5]

6. Způsob hodnocení filtrace

Pro objektivní posouzení účinnosti navrhovaných filtrů je k dispozici databáze nejrůznějších signálů EKG bez přítomnosti síťového rušení. Každý signál v této databázi je uměle poškozen brumem, provedena daná filtrace a vypočteno SNR po filtraci. Úroveň rušení čistého signálu si volí uživatel sám, dle vstupního poměru SNR pro celou databázi, stejně jako typ filtrace. Následně je vypočítáno průměrné SNR po filtraci, které spolu s porovnáním doby filtrace databáze slouží k objektivnímu zhodnocení účinnosti daného typu filtrace. Dosažené poměry SNR uvedené v práci níže jsou vždy průměrem po aplikaci daného typu filtrace na celou databázi CSE.

6.1 Výpočet poměru signálu a šumu (SNR)

Výpočet poměru signálu a šumu je realizován podle vzorce (7). Je definován jako poměr výkonu užitečného signálu a výkonu neužitečného šumu, jednotkou jsou decibely [dB]:

$$SNR = 10 \cdot \log_{10} \frac{\sum_{n=1}^{N-1} [s(n)]^2}{\sum_{n=1}^{N-1} [y(n) - s(n)]^2}, \quad (7)$$

kde $s(n)$ jsou n -té vzorky čistého signálu a $y(n)$ vzorky signálu poškozeného.

6.2 Popis umělého rušení čistého signálu brumem

Síťové rušení má tvar sinusové vlny s frekvencí 50 Hz, proto je vytvořený umělý signál tohoto typu, který se následně přičte k čistému signálu z databáze CSE. Protože v Matlabu existuje funkce pro výpočet sinusového signálu, bylo třeba jen definovat frekvenci a časovou osu.

Pro docílení poškození signálu definovaného na začátku uživatelem, je nutné upravit amplitudu umělého brumu. Nejdříve je vypočtena konstanta pro vynásobení směrodatné odchylky šumu dle zadaného vstupního parametru a následně upravena amplituda signálu dle vzorce (8):

$$K = 10^{\frac{SNR_{in}}{20}}, \quad (8)$$
$$w_n = \frac{w \sigma_s}{\sigma_w K},$$

kde SNR_{in} je vstupní poměr signálu k šumu, w je uměle vytvořené síťové rušení s libovolnou amplitudou, σ je směrodatná odchylka, s čistý EKG signál a w_n je umělé síťové rušení o amplitudě odpovídající vstupnímu SNR.

7. Lineární filtrace typu IIR pro odstranění síťového rušení z EKG signálů

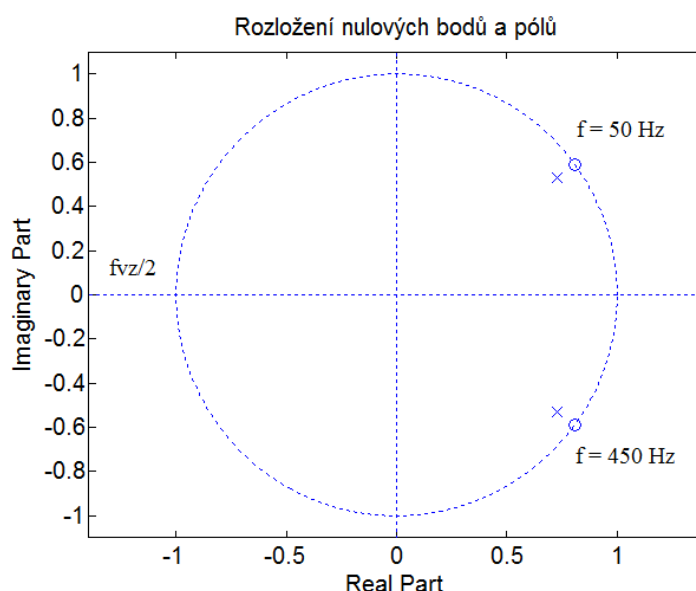
Lineární filtrace spočívá v potlačení, ponechání či zvýraznění některé harmonické složky v signálu. Aby však měla smysl, musí se jednat o aditivní směs užitečného signálu a šumu, tedy i o směs jejich spekter, která by se ovšem neměla překrývat, nebo jen částečně. Z tohoto důvodu je možné použít lineární filtrace na odstranění síťového rušení. [5]

IIR filtry jsou rekurzivní, charakteristické nekonečnou odezvou na jednotkový impuls, mají poměrně složitý obecný návrh, jsou citlivé na numerickou přesnost výpočtu a není u nich zcela zaručena stabilita. [1]

7.1 Návrh filtru 2. řádu interaktivním rozmíst'ováním nulových bodů a pólů v rovině “z“

Vycházíme z faktu, že vzorkovací frekvence je 500 Hz, což odpovídá 360° (2π rad) v jednotkové kružnici. Pokud tedy budeme chtít odstranit frekvenci 50 Hz, musíme umístit nulový bod na jednotkovou kružnici k místu, které odpovídá $f = 50$ Hz. Z předchozích informací vyplývá, že úhel mezi nulovým bodem a místem odpovídajícím 0° na jednotkové kružnici bude roven 36° .

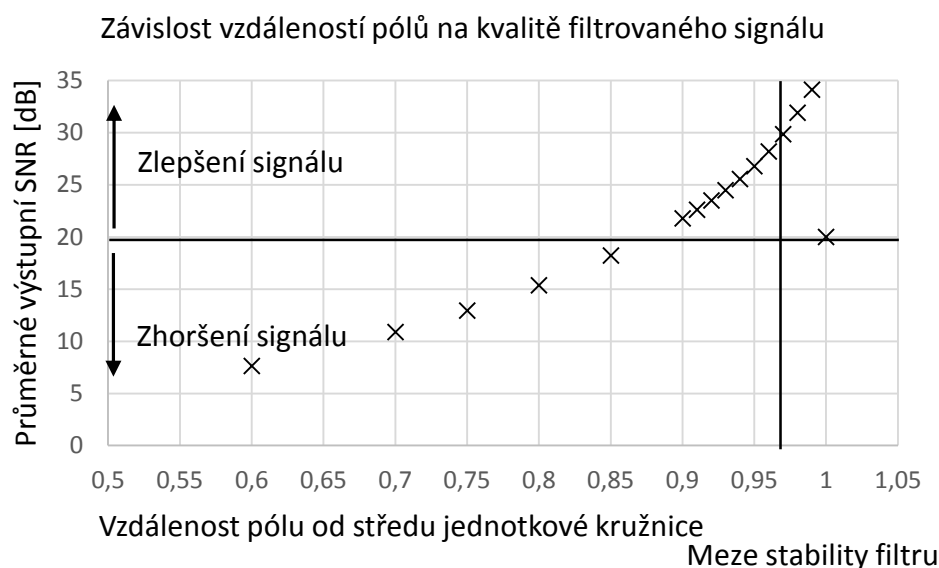
Jelikož se však komplexní nulové body a póly musí vyskytovat v komplexně sdružených párech (jinak by přenosová funkce neobsahovala pouze reálné konstanty a následkem toho by nebyla reálná ani impulzní charakteristika filtru), musí být nulový bod i na frekvenci 450 Hz (symetricky přes reálnou osu). (Obr. 7.1). [5]



Obr. 7.1 Schématické rozložení nulových bodů (o) a pólů (x) na jednotkové kružnici.

Vzdálenost pólů od středu jednotkové kružnice je volena podle nejvyšší efektivity filtru (Obr. 7.2). Aby však byl filtr stabilní, je nutné, aby byly póly uvnitř jednotkové kružnice.

Doporučená vzdálenost od středu kružnice je v rozmezí od 0,6 po 0,96, s menší vzdáleností je filtr téměř neúčinný a s větší může docházet k zaokrouhlovacím chybám, což by mohlo způsobit nestabilitu filtru. [4]



Obr. 7.2 Závislost vzdálenosti pólů od středu jednotkové kružnice na účinnosti filtrace při vstupním $SNR = 20$ dB, filtr je 2. řádu.

Pozn. frekvenční a impulzní charakteristika filtru je zobrazena na Obr. 7.3 .

Při realizaci v Matlabu je používána jeho standardní funkce filter, kde jsou potřeba tři vstupní parametry a to koeficienty filtru (b,a) a signál, na nějž se má aplikovat filtrace. Odvození koeficientů filtru vychází z přenosové funkce:

$$H(z) = \frac{(z - e^{j\varphi})(z - e^{-j\varphi})}{(z - re^{j\varphi})(z - re^{-j\varphi})} ,$$

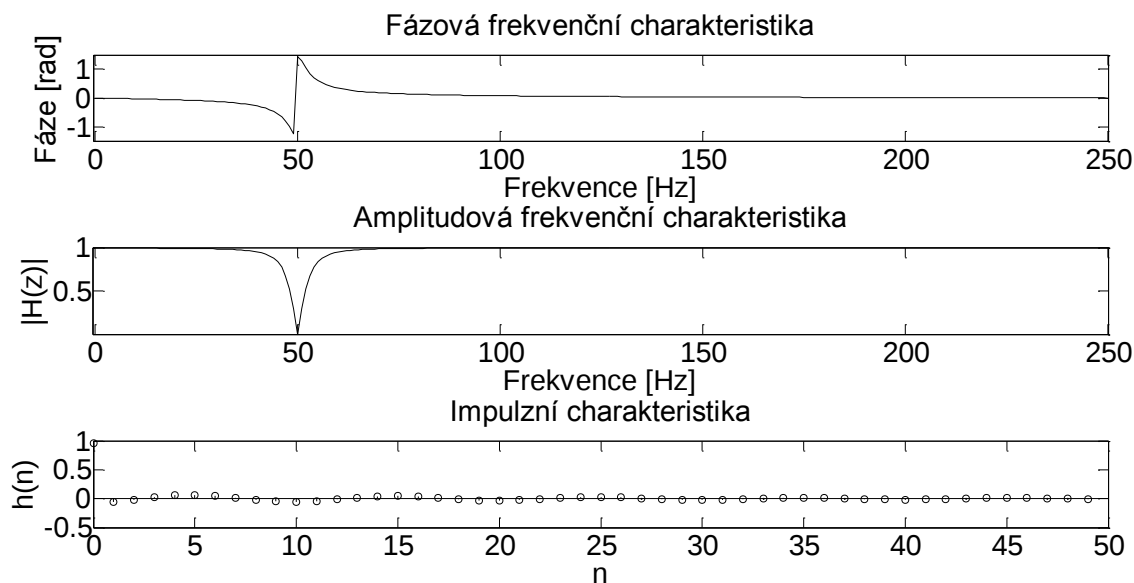
po úpravě získáme:

$$H(z) = \frac{z^2 - 2z(\cos\varphi) + 1}{z^2 - 2rz(\cos\varphi) + r^2} , \quad (9)$$

a po následném vynásobení $1 (z^2/z^2)$:

$$H(z) = \frac{1 - 2z^{-1}(\cos\varphi) + z^{-2}}{1 - 2rz^{-1}(\cos\varphi) + r^2z^{-2}} ,$$

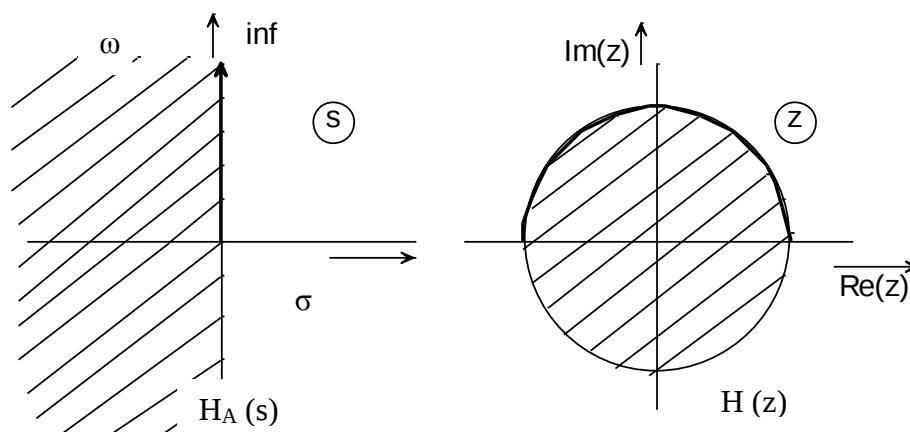
kde r je vzdálenost pólů od počátku, φ je úhel mezi nulovým bodem a místem odpovídajícím 0° na jednotkové kružnici a koeficienty čitatele a jmenovatele odpovídají koeficientům filtru (b,a), takže $b = [1 - 2\cos\varphi \ 1]$, $a = [1 - 2r\cos\varphi \ r^2]$. [12]



Obr. 7.3 Frekvenční a impulzní charakteristika filtru 2. řádu.

7.2 Filtry založené na podobnosti s analogovými systémy

Jedná se pouze o simulování vlastností systémů spojitě pracujících, protože se jedná o odlišné principy činnosti. Nelze dosáhnout identity ani dostatečně hustým vzorkováním. Níže uvedené filtry jsou založené na metodě Bilineární transformace, která se snaží získat obrazový přenos diskrétního systému transformací z analogového vzoru (zobrazení z roviny s do roviny z), jak je uvedeno na Obr. 7.4 [4]



Obr. 7.4 Vlastnosti bilineární transformace, vlevo obrazový přenos analogového systému, vpravo diskrétního. (převzato z [4]).

Pro běžné typy pásmových propustí nebo zádrží existují typové tabulky, z nichž lze na základě zadaných parametrů (mezního kmitočtu, požadované strmosti přechodu amplitudové frekvenční charakteristiky z propustného pásma do nepropustného a přípustného zvlnění) stanovit vhodný typ filtru, řád i hodnoty systémových koeficientů. [4]

7.2.1 Butterworthův filtr

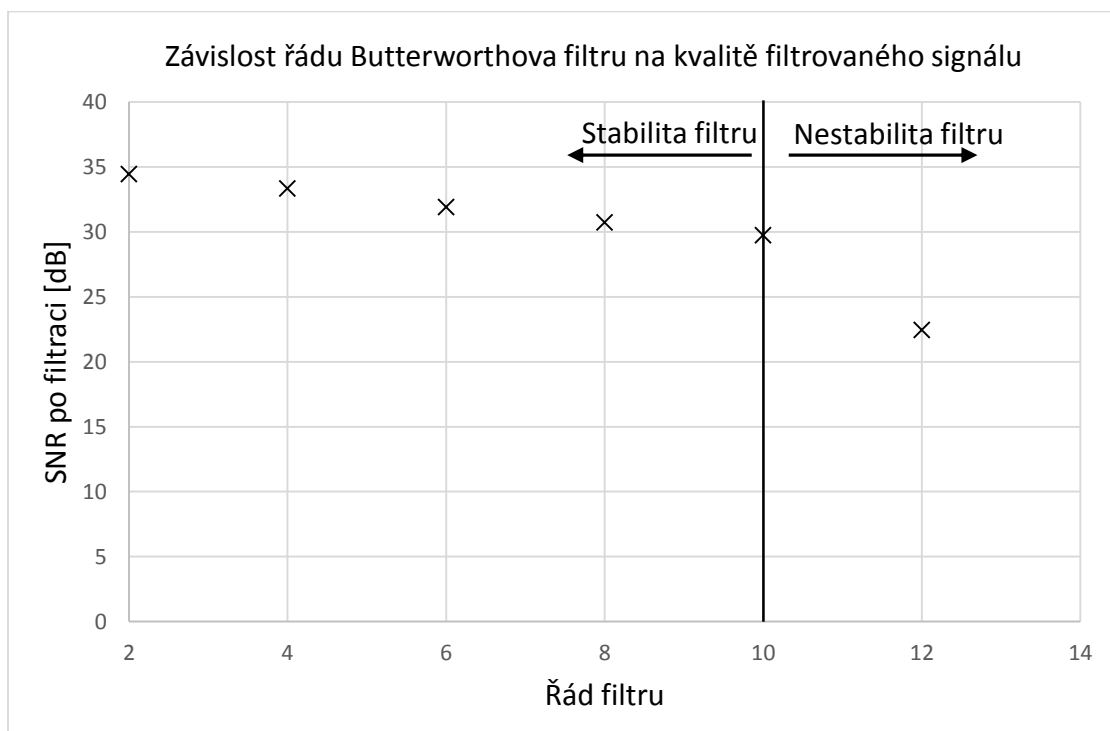
Pro určení koeficientů filtru na filtraci signálů je používána funkce butter v Matlabu. Je u ní důležité definovat řád filtru a okraje pásmové zádrže, které však musí být v normovaném vektoru v rozmezí 0 – 1. Výpočet mezních frekvencí je tedy proveden podle vzorce (10):

$$\overline{Wn} = \left[\frac{z}{f_{vz}/2} \quad \frac{k}{f_{vz}/2} \right] , \quad (10)$$

kde Wn je normovaný vektor a dvou prvcích, f_{vz} je vzorkovací frekvence, z je frekvence, od které má pásmová zádrž začínat a k frekvence, kde má končit.

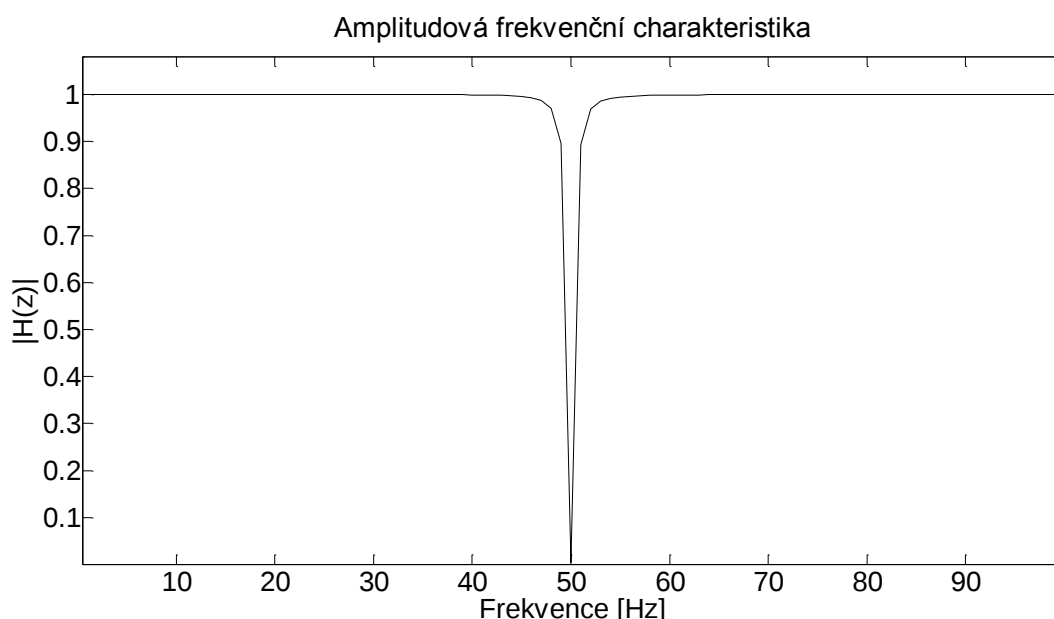
Protože frekvence síťového rušení je 49,5 – 50,5 Hz během 99,5 % roku, je realizováno toto frekvenční rozmezí pro pásmové zádrže. Řád filtru lze libovolně nastavit, avšak dle Obr. 7.5 se jeví jako nejvhodnější 2. řád. [10]

Rozložení nulových bodů a pólů filtru odpovídá rozložení u filtru 2. řádu uvedeného výše, avšak vzdálenost od středu jednotkové kružnice je větší, což se projeví výsledným vyšším SNR. Vyšší řád filtru spíše snižuje výsledné SNR. (Obr. 7.5). Filtr je stabilní po 10 řád, vyšší řád však způsobí nestabilitu z důvodu umístění pólů mimo jednotkovou kružnici.



Obr. 7.5 Závislost řádu Butterworthova filtru na účinku filtrace při vstupním SNR = 20 dB.

Pro Butterworthův filtr je typické, že ve srovnání s dalšími filtry pracující s bilineární transformací nemá žádné překmitý v propustné ani v nepropustné frekvenční oblasti (Obr. 7.6).



Obr. 7.6 Detail amplitudové frekvenční charakteristiky Butterworthova filtru 2. řádu.

7.2.2 Čebyševův filtr 1. typu

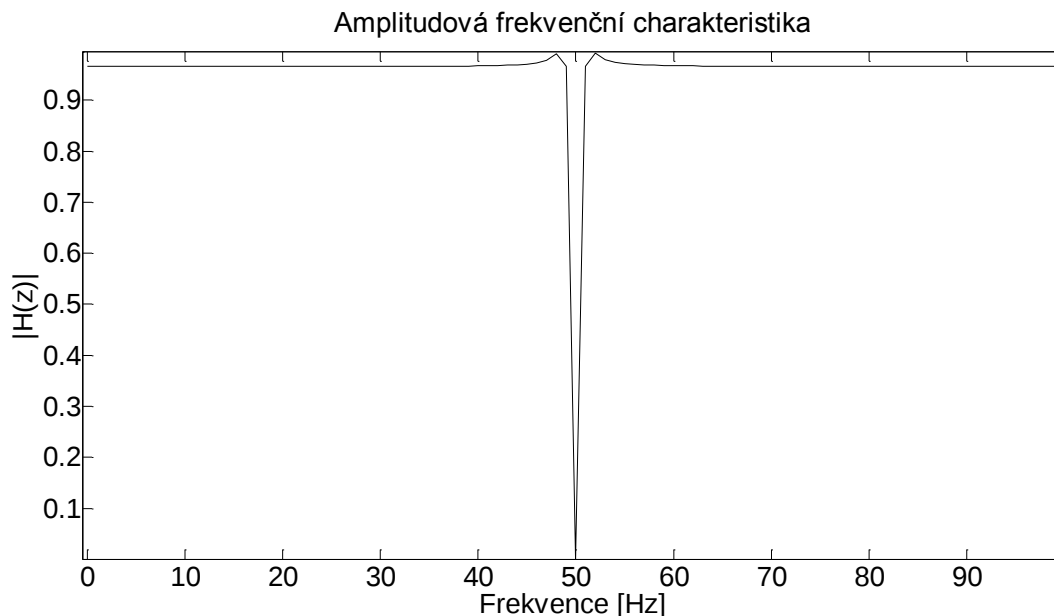
Je využívána funkce v Matlabu cheby1, kde jsou definovány stejné vstupní parametry jako u Butterworthova filtru, s výjimkou maximálního přípustného překmitu v propustné oblasti frekvenční charakteristiky v dB. Vyzkoušené parametry jsou zobrazeny v Tab. 2 , při pevném vstupním SNR = 20 dB a mezních frekvencích 49,5 – 50,5 Hz.

Tab. 2 Vliv vstupních parametrů Čebyševova filtru 1. typu na průměrné výstupní SNR.

řád	Rp [dB]	SNR [dB]	řád	Rp [dB]	SNR [dB]	řád	Rp [dB]	SNR [dB]	řád	Rp [dB]	SNR [dB]
2	0,2	30,605	2	0,5	32,370	2	1	33,489	2	2	34,269
4	0,2	29,992	4	0,5	24,305	4	1	19,040	4	2	13,670
6	0,2	32,037	6	0,5	31,647	6	1	31,264	6	2	30,707
8	0,2	28,048	8	0,5	23,479	8	1	18,730	8	2	13,577
10	0,2	29,066	10	0,5	28,672	10	1	28,293	10	2	27,714
12	0,2	25,683	12	0,5	22,643	12	1	18,368	12	2	13,477

Z tabulky je patrné, že nejlepší dosažený poměr je pro 2. řád filtru s přípustným zvlněním 2 dB. Pokud bychom však dále zkoušeli přidávat Rp, došli bychom k závěru, že nejlepší přípustné zvlnění je 3,5 dB, pro které je již průměrné výstupní SNR = 34,468 dB. Vyšší řád filtru jak 12 způsobí jeho nestabilitu z důvodu umístění pólů mimo jednotkovou kružnici.

Požadované charakteristiky filtru dle nastavených parametrů se zobrazují v příloženém programu. V porovnání s Butterworthovým filtrem má Čebyševův filtr 1. druhu překmitý v propustné frekvenční oblasti, zároveň ale má strmější přechod mezi propustným a nepropustným frekvenčním pásmem. (Obr. 7.7).



Obr. 7.7 Detail amplitudové frekvenční charakteristiky Čebyševova filtru 1. typu, 2. řádu.

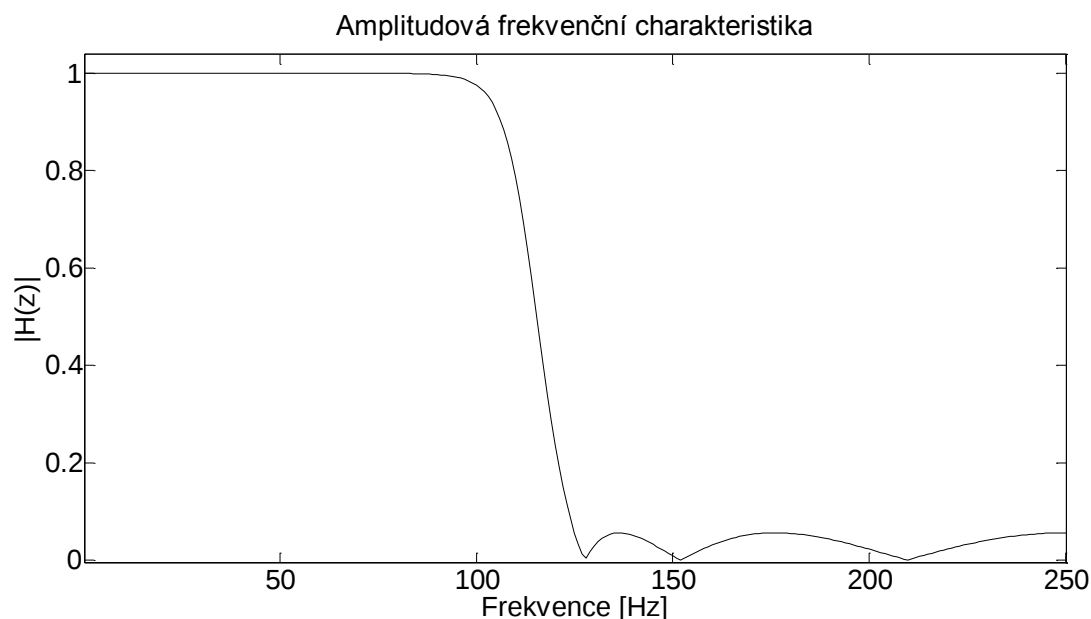
7.2.3 Čebyševův filtr 2. typu

Pro získání koeficientů filtru je využívána funkce v Matlabu `cheby2`. Vstupní parametry jsou stejné jako u Čebyševova filtru 1. druhu s tím rozdílem, že se volí maximální přípustné zvlnění amplitudové frekvenční charakteristiky v nepropustném pásmu v dB. Pro lepší znázornění je na (Obr. 7.8) zobrazena dolní propust filtru tohoto typu.

Pro zkoušení nejlepších vstupních koeficientů filtru byla opět zadána pevná hladina vstupního SNR = 20 dB a mezních frekvencí od 49,5 Hz po 50,5 Hz. Nejlepší filtrace z hlediska dosaženého výstupního SNR byla pro 2. řád filtru. Vliv přípustného překmitu na výstupní SNR je uveden v Tab. 3.

Tab. 3 Vliv překmitu v nepropustné oblasti Čebyševova filtru 2. typu na průměrné výstupní SNR.

řád filtru	překmit v nepropustné oblasti [dB]	výstupní SNR [dB]
2	1	33,486
2	2	34,269
2	3	34,467
2	3,1	34,474
2	3,2	34,474
2	3,3	34,473
2	3,4	34,472
2	7	33,608
2	10	32,106



Obr. 7.8 Detail zvlnění amplitudové frekvenční charakteristiky Čebyševova filtru 2. typu, 2. řádu.

7.2.4 Eliptický filtr

Eliptický filtr je charakterizovaný překmity ve frekvenční oblasti všude, v propustném i nepropustném pásmu, ale je rychlejší jak filtry uvedené výše a přechod mezi propustným a nepropustným pásmem má strmější. (Obr. 7.9).

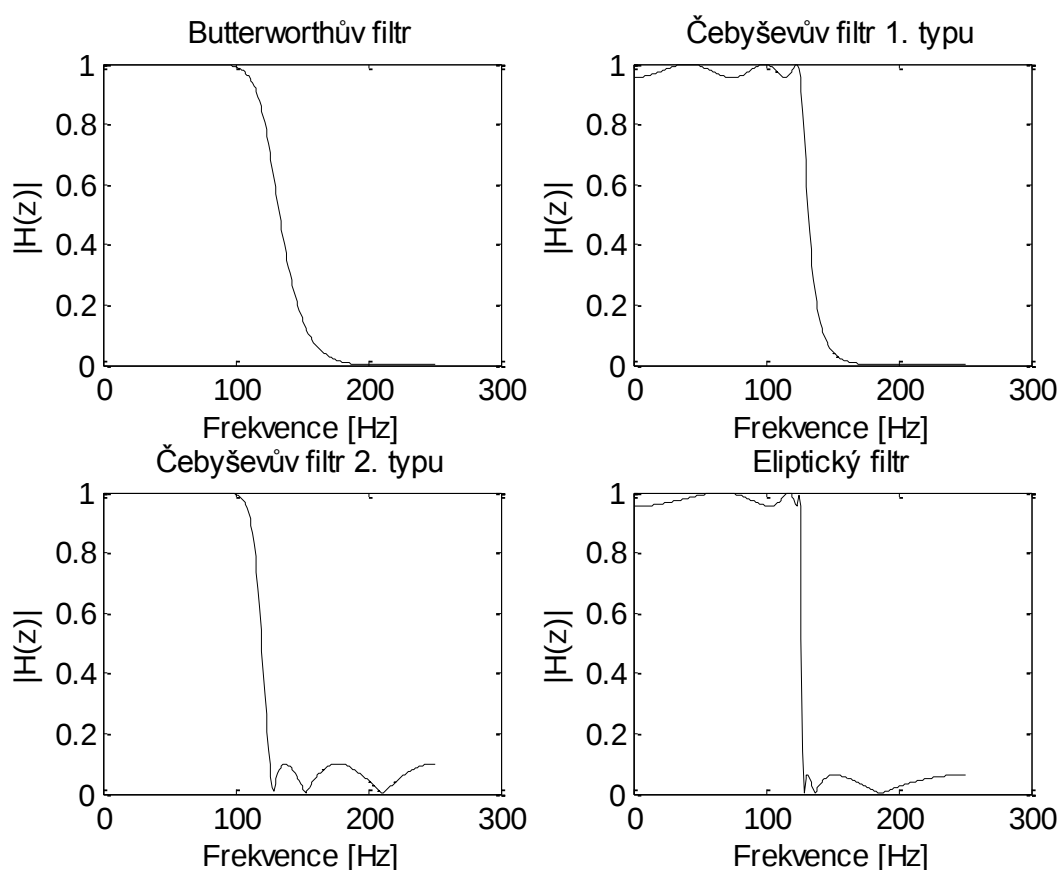
Výpočet koeficientů filtrů je prováděn v Matlabu funkcí `ellip`, kde vstupní parametry jsou tytéž, co u obou Čebyševových filtrů dohromady (přípustný překmit v propustné oblasti R_p a v nepropustné R_s). Pro odstranění brumu je opět nejvhodnější filtr 2. řádu, co se týče volby přípustných překmitů v propustné či nepropustné oblasti, překmit v nepropustné oblasti musí být větší jak v propustné, avšak jeho velikost neovlivňuje výsledky filtrace (Tab. 4). Vstupní SNR bylo opět 20 dB, mezní frekvence 49.5 – 50.5 Hz, řád filtru: 2.

Tab. 4 Vliv přípustných překmitů u eliptického filtru na průměrném výstupním SNR.

R_p [dB]	R_s [dB]	výstupní SNR [dB]
1	2	33,489
1	8	33,489
3	4	34,467
3,5	4	34,468
3,4	4	34,472
3,3	4	34,474
3,2	4	34,474
3,1	4	34,472

7.2.5 Porovnání filtrů pracujících s bilineární transformací

Nelze získat ideální filtr, vždy se zlepši jedna část na úkor jiné. U Butterworthova filtru je nejméně strmý přechod z propustného do nepropustného pásma, ale nikde nekmitá, na rozdíl od eliptického, který kmitá všude, ale má nejstrmější přechod. Pro lepší znázornění překmitů a strmosti přechodů je použita dolní propust (Obr. 7.9). Pro účely odstranění brumu jsou nejlepší filtry 2. řádu.



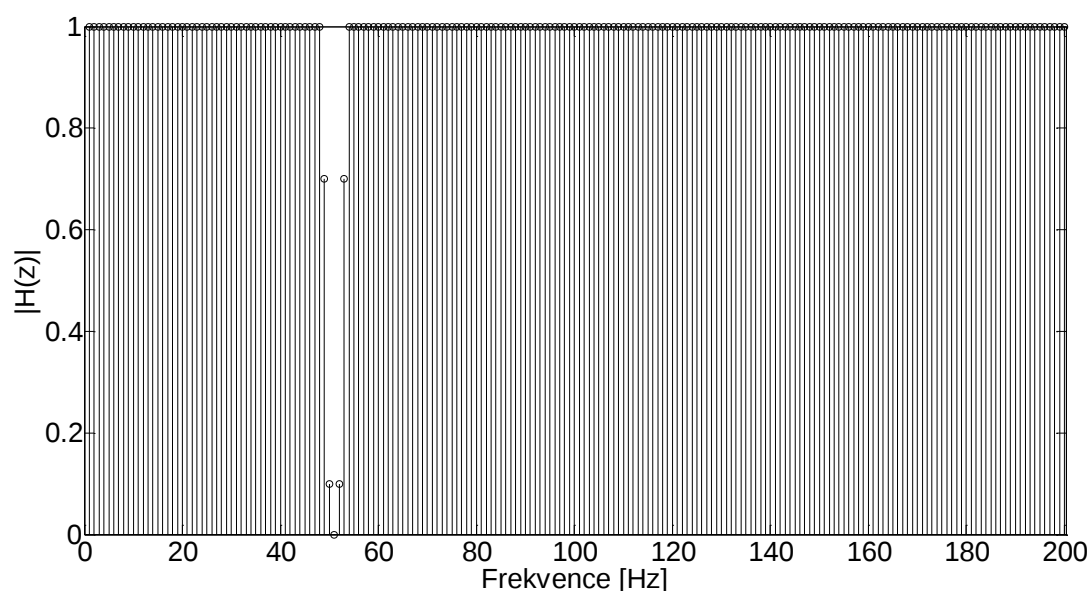
Obr. 7.9 Detail zvlnění amplitudové frekvenční charakteristiky.

8. Lineární filtrace typu FIR pro odstranění síťového rušení z EKG signálů

Filtry FIR mají konečnou odezvu na jednotkový impulz, jsou vždy stabilní, avšak jsou znatelně pomalejší než IIR filtry a znatelně zpomalují vstupní signál (násobný pól v počátku vyjadřuje zpoždění respektive fázový posun). Lze však navrhnout filtry tak, aby měly lineární fázovou charakteristiku a nedocházelo k různému časovému posunu, stačí, aby jejich impulzní charakteristika byla buď symetrická, nebo antisymetrická. [1]

8.1 Návrh filtru metodou vzorkování frekvenční charakteristiky

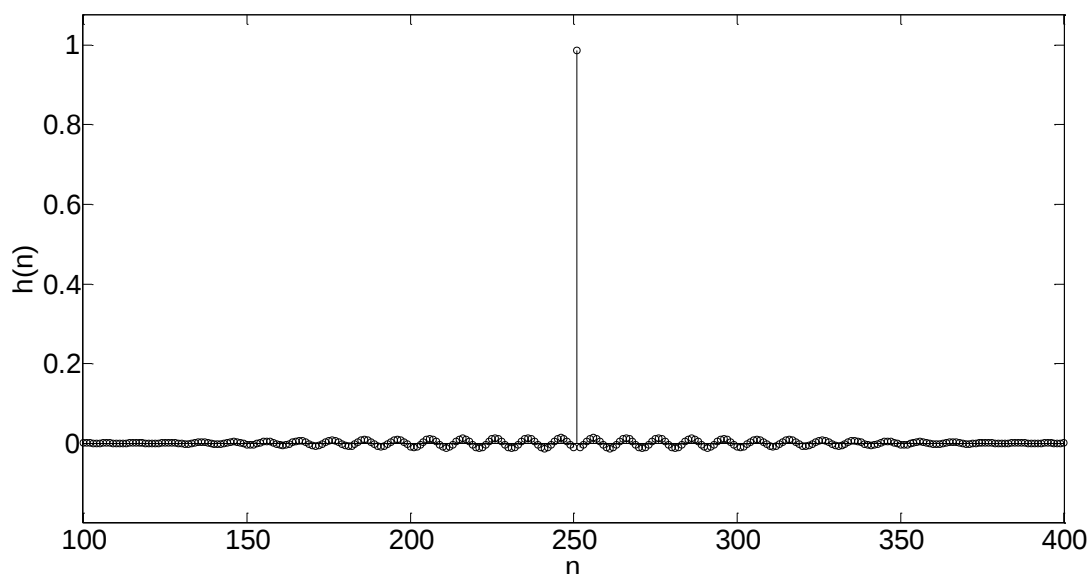
Metoda spočívá v navržení ekvidistantních vzorků jedné periody požadované frekvenční charakteristiky (Obr. 8.1), následné aplikaci inverzní diskrétní Fourierovy transformace a prohození levé strany za pravou. Tímto získáme impulzní charakteristiku požadovaného filtru, která je současně koeficientem b při filtraci v Matlabu (koeficient a je u FIR filtrů $= 1$). (Obr. 8.2).



Obr. 8.1 Detail návrhu frekvenční charakteristiky.

Při tvoření ekvidistantních vzorků umístíme 0 na pozici 50 Hz, protože zde chceme nulový přenos. Aby však byl filtr realizovatelný, je nutné upravit přenos i na okolních frekvencích (postupně navyšování přenosu). A protože je frekvenční charakteristika symetrická podle osy na vzorkovací frekvenci, která je 500 Hz, je třeba aplikovat stejný postup i na body v okolí frekvence 450 Hz.

Následně je vypočtena impulzní charakteristika nekauzálního filtru a jejím přerovnění (přehození levé a pravé strany) je získána impulzní charakteristika kauzálního filtru (Obr. 8.2).



Obr. 8.2 Impulzní charakteristika požadovaného filtru po přerovnání.

Poté je provedena filtrace v časové oblasti databáze CSE rušené umělým brumem příkazem `filtfilt`, který je zde z důvodu odstranění zpoždění filtru. Filtrace proběhne v jednom směru, poté se filtrovaný signál otočí a provede se ještě jednou ze směru druhého. Výsledné průměrné SNR pro vstupní SNR = 20 dB je 36,69 dB. Pokud provedeme filtraci ve spektrální oblasti, je průměrné výstupní SNR = 35,93 dB při stejném vstupním poměru.

Pro zajímavost a porovnání je proveden výpočet koeficientů filtru i standardní funkcí v Matlabu `fir2`, fungující na stejném principu. Po zvolení nejužší možné pásmové zádrže (přenos 0 pouze na frekvenci 50 Hz) při vstupním SNR = 20 dB je výstupní 32,79 dB. Může to být způsobeno nedefinováním pozvolnějšího přechodu v okolí této frekvence, protože program `fir2` si automaticky dopočítává strmost přechodu. Zkoušení upravování hranic pásmové zádrže však nevedlo k lepšímu výstupního SNR.

8.2 Návrh filtru metodou váhování impulzní charakteristiky

Metoda vychází ze znalosti obecně nekonečně dlouhé impulzní charakteristiky h_d popisující požadovaný filtr. Zaprvé je potřeba provést výpočet přesných hodnot h_d , pokud jsou požadavky na filtr specifikovány ve frekvenční oblasti $G_d(\omega)$ pomocí rovnice (11):

$$G_d(\omega) = H_d(e^{j\omega T}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h_d(n) e^{-j\omega n T}, \quad (11)$$

kde $G_d(\omega) = H_d(e^{j\omega T})$ je žádoucí frekvenční charakteristika, $h_d(n)$ jsou vzorky impulzní charakteristiky, ω je úhlová frekvence a T perioda. [4]

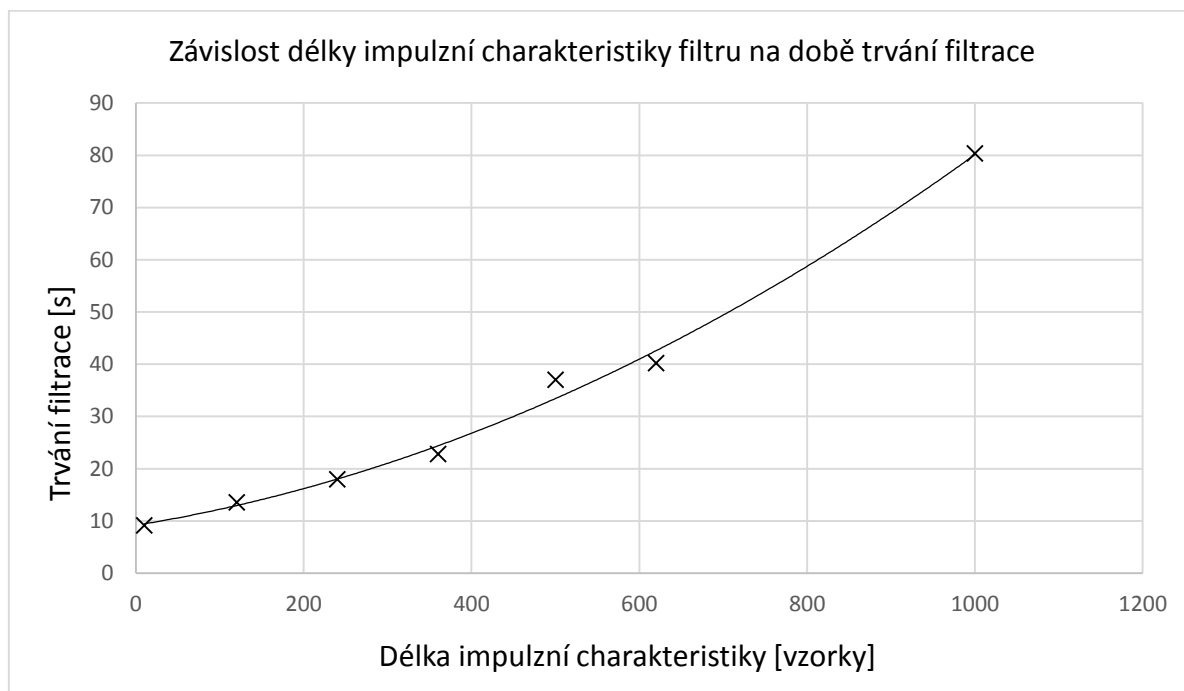
Koeficienty $h_d(n)$ lze stanovit dle následujícího vztahu:

$$h_d(n) = \frac{T}{2\pi} \int_{-\pi/T}^{\pi/T} G_d(\omega) e^{j\omega nT} d\omega \quad . \quad (12)$$

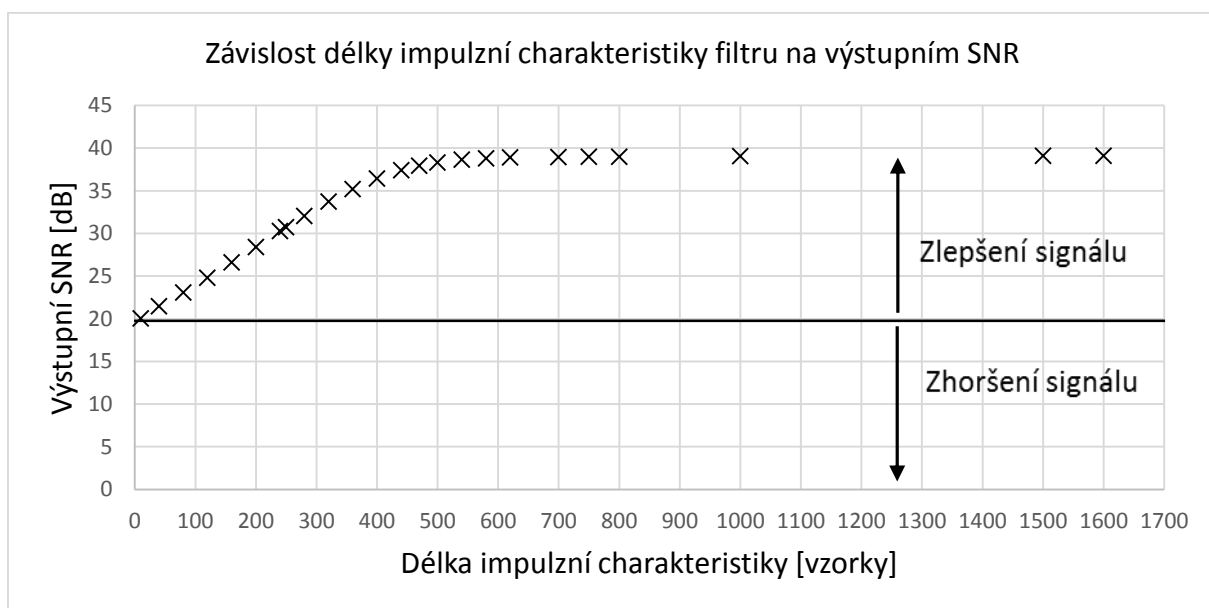
Ve druhém kroku dochází k omezení délky impulzní charakteristiky na zvolený rozsah N členů vynásobením vhodným konečným signálem (oknem). [4]

Pro vhodný návrh a získání koeficientů filtru lze využít funkci `fir1` v Matlabu, kde se volí řád filtru, normalizovaný vektor potlačovaného pásma a okno pro oříznutí impulzní charakteristiky. Je třeba dodat, že z důvodu odstranění příliš velkého zvlnění impulzní charakteristiky je využito dvou těchto filtrů v sérii, stejně jako u předchozí metody.

Pro hodnocení jednotlivých parametrů jsou mezní frekvence pásmové zádrže nastaveny na 49 – 51 Hz z důvodu lepšího výstupního SNR, vstupní SNR je pak standardně nastaveno na 20 dB. Platí, že čím je delší impulzní charakteristika, tím je lepší výsledek filtrace, ale delší čas její provádění, jak je zobrazeno níže. (Obr. 8.3). Proto bylo třeba najít kompromis mezi dobou trvání filtrace databáze CSE a její účinností. Na grafu závislosti délky impulzní charakteristiky filtru na výstupním SNR je patrné, že navyšováním délky impulzní charakteristiky filtru nad 500 již nedochází k nějak výraznému zlepšení filtrace. (Obr. 8.4). Pro zjišťování výše zmíněných závislostí bylo použito Hannovo okno. Vliv použitého okna na výstupní SNR je uveden v Tab. 5 .



Obr. 8.3 Graf závislosti délky impulzní charakteristiky filtru na době trvání filtrace.



Obr. 8.4 Graf závislosti délky impulzní charakteristiky filtru na výstupním SNR, při vstupním SNR = 20 dB.

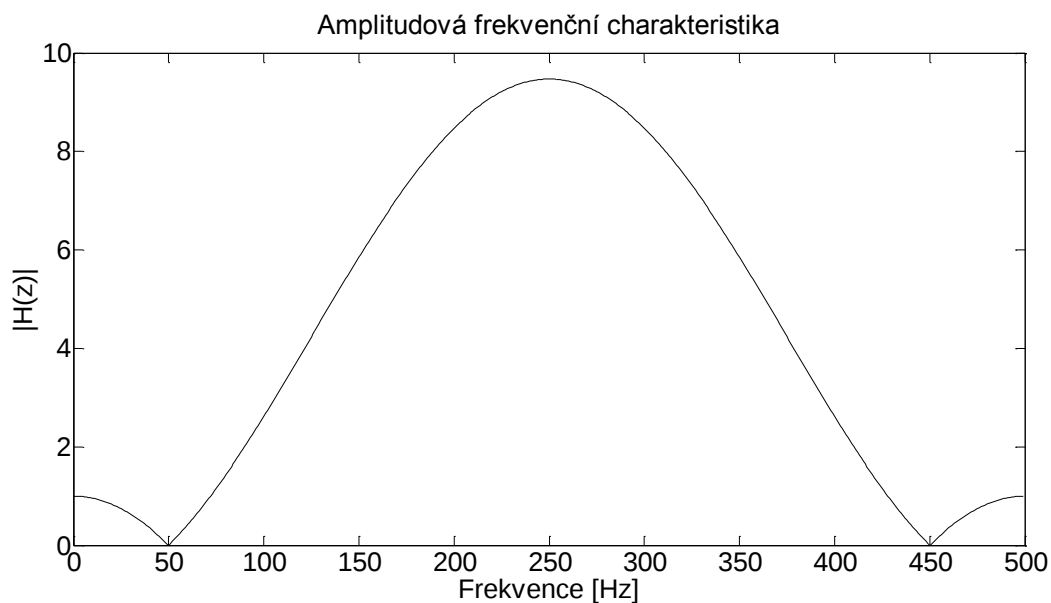
Tab. 5 Vliv zvoleného okna na průměrném výstupním poměru SNR při vstupním SNR = 20 dB.

okno	výstupní SNR [dB]
Hannovo	37.93
Bartlettovo	37.55
Hammingovo	38.33
Čebyševovo	34.52
Gaussovské	37.62
Kaiserovo	38.46

Po různých úpravách filtru se jeví jako nejvhodnější pro odstranění brumu tyto vstupní parametry: mezní frekvence od 49 po 51 Hz, délka impulzní charakteristiky filtru: 500 (s ohledem na dobu trvání filtrace) a Kaiserovo okno (ze 7 testovaných, standardních oken předdefinovaných v Matlabu) pro omezení délky impulzní charakteristiky. Průměrné výstupní SNR po provedení filtrace je pak 38,46 dB. Celkové průměrné zlepšení je tedy o 18,46 dB.

8.3 Návrh filtru interaktivním rozmíst'ováním nulových bodů a pólů v rovině “z”

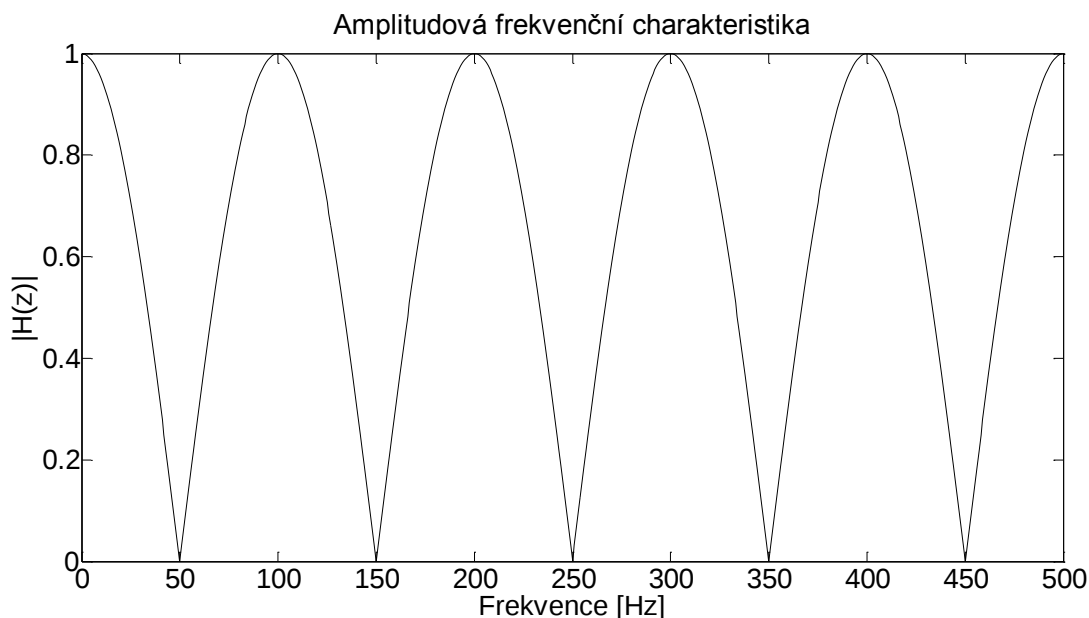
Pro porovnání s IIR filtrem je navržen FIR filtr naprosto stejně jako v kapitole 7.1 s tím rozdílem, že póly jsou z důvodu konečné impulzní charakteristiky umístěny ve středu jednotkové kružnice. Následně je upraven přenos filtru na hodnotách od 0 Hz po cca 20 Hz na 1, čímž se ale zvýší přenos všude jinde, s maximem přenosu na $f_{vz}/2$. (Obr. 8.5).



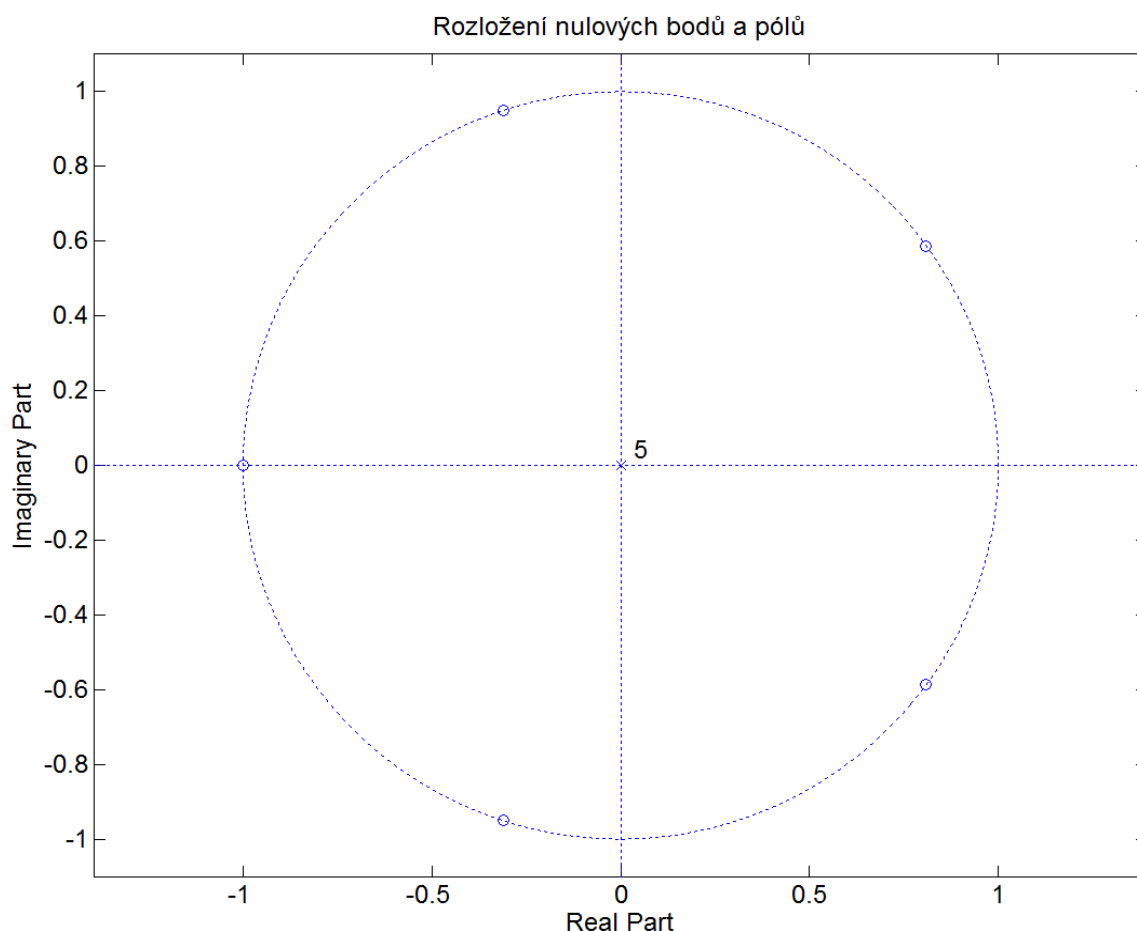
Obr. 8.5 Amplitudová frekvenční charakteristika FIR filtru 2. řádu.

Jak je patrné, od cca 80 Hz dochází k zesilování signálu, což způsobuje značné zkreslení. Výsledné průměrné zlepšení signálu, při vstupním SNR = 20 dB, je okolo -4 dB, jedná se tedy o zhoršení. Proto není tento způsob návrhu FIR filtru vhodný.

Pro upravení maxima přenosu je ještě použitý návrh FIR filtru s 5 nulovými body a 5 póly. Rozmístění nulových bodů a pólů je znázorněno na Obr. 8.7. Filtr sice nezesiluje, ale bohužel zase utlumuje i na frekvencích, které by měli zůstat bez útlumu. (Obr. 8.6).



Obr. 8.6 Amplitudová frekvenční charakteristika FIR filtru s 5 nulovými body a 5 póly.

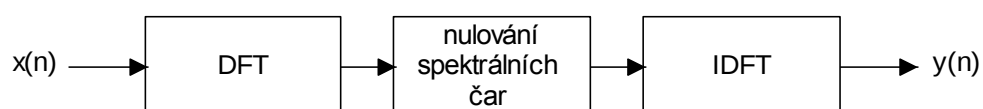


Obr. 8.7 Schématické rozložení nulových bodů (o) a pólů (x) na jednotkové kružnici.

Výsledek je ještě horší jak v případě filtru o dvou nulových bodech a pólech, z čehož vyplývá, že obecný návrh filtrů výše uvedenou metodou pro odstranění tohoto typu rušení nevede k požadovanému výsledku.

8.4 Nulování spektrálních čar

Tato metoda spočívá v nastavení nulové amplitudy spektrálních čar v místech, kde se ve spektru signálu objevuje daný typ rušení. V tomto případě na frekvenci 50 Hz. Nevýhoda tohoto způsobu odstraňování brumu spočívá v nutnosti nahrát celý signál do paměti, a poté provádět požadované úpravy, nelze jej tudíž aplikovat v reálném čase. (Obr. 8.8).



Obr. 8.8 Schéma postupu při nulování spektrálních čar.

Po nahrání celého signálu do paměti se na signál aplikuje DFT, vzdálenost jednotlivých spektrálních čar poté odpovídá vzorci:

$$\Delta f = \frac{f_{vz}}{N}, \quad (13)$$

kde Δf je vzdálenost jednotlivých spektrálních čar, f_{vz} vzorkovací frekvence a N počet vzorků v celém signálu. [6]

Jako nejvhodnější mezní frekvence byly použity možné frekvence kolísání síťového rušení a to od 49,5 Hz po 50,5 Hz.

8.5 Lynnova pásmová propust'

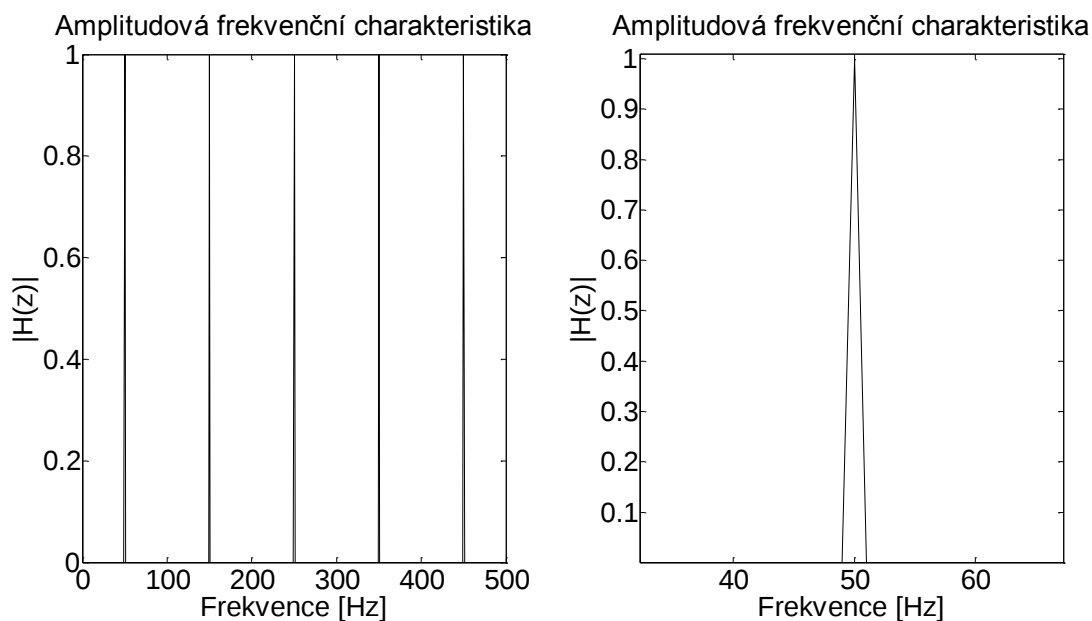
Lynnovy filtry vycházejí z hřebenových filtrů, je pro ně charakteristické rovnoměrné rozmístění nulových bodů po obvodu jednotkové kružnice a v místě, kde má docházet k propouštění daných frekvencí jsou v nulových bodech umístěny póly. Zbytek pólů je ve středu jednotkové kružnice.

Obecný vzorec frekvenční charakteristiky Lynnova filtru typu vícepásmové propusti pro sudé K je:

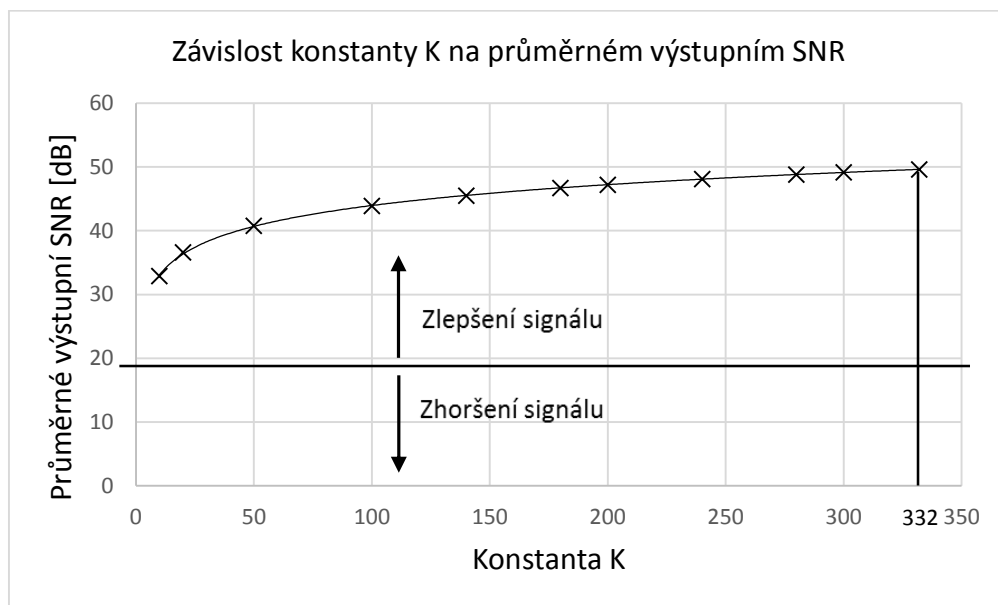
$$G(z) = \frac{1 - z^{-pK}}{K(1 + (z^{-p}))} = \frac{1}{K}(1 - z^{-p} + z^{-2p} - \dots - z^{-(pK-p)}) \quad , \quad (14)$$

kde p udává počet stejně vzdálených propustných pásem filtru a K je konstanta udávající šíři nepropustného pásma, platí, že čím vyšší, tím užší propustné pásmo. Konstanta K musí být v tomto případě sudá. [6]

Při realizaci filtru je počet stejně vzdálených propustných pásem filtru (p) nastaven na 5, z důvodu propuštění pouze frekvence 50 Hz, současně jsou ale propuštěny i frekvence 150 a 250 Hz. (Obr. 8.9). Po zvolení požadované šířky propustného pásma (pro 49 - 51 Hz je $K = 100$, pro užší 49,5 – 50,5 Hz je $K = 200$) je proveden výpočet koeficientů filtru dle výše uvedeného vztahu (14), následně je z poškozeného signálu odfiltrován pouze brum, který je poté odečten od vstupního znehodnoceného signálu. Závislost velikosti propustného pásma (konstanta K) na průměrném výstupním SNR je zobrazena na Obr. 8.10.



Obr. 8.9 Amplitudová frekvenční charakteristika navrhnutého Lynnova filtru s detailem pro $K = 100$.



Obr. 8.10 Závislost šířky propustného pásma (konstanty K) na průměrném výstupním SNR, při vstupním SNR = 20 dB.

Při posupném zvyšování konstanty K (snižování šířky propustného pásma) dochází ke zlepšování kvality filtrace na úkor doby trvání. Maximální možné K je 332, protože délka impulzní charakteristiky filtru je pak 1660 (qK) a nejdelší impulzní charakteristika filtru pro provedení sériové filtrace v programu Matlab (příkaz `filtfilt`) může být maximálně třetina z délky vstupního signálu, který má 5000 vzorků (10 s záznam s vzorkovací frekvencí 500 Hz), tedy 1660 vzorků.

9. Adaptivní filtrace síťového rušení

Adaptivní filtry mění v průběhu filtrace signálu své parametry za účelem dosažení co nejmenší energie chybového signálu. Používají se v případech, kdy jejich vstupní parametry nejsou příliš známé, ale je znám signál korelovaný buďto s užitečným signálem, nebo s rušením. Pro porovnávání účinnosti odstraňování rušení byly použity celkem dva typy adaptivních filtrů popsané níže.

9.1 Adaptivní filtr 1. typu

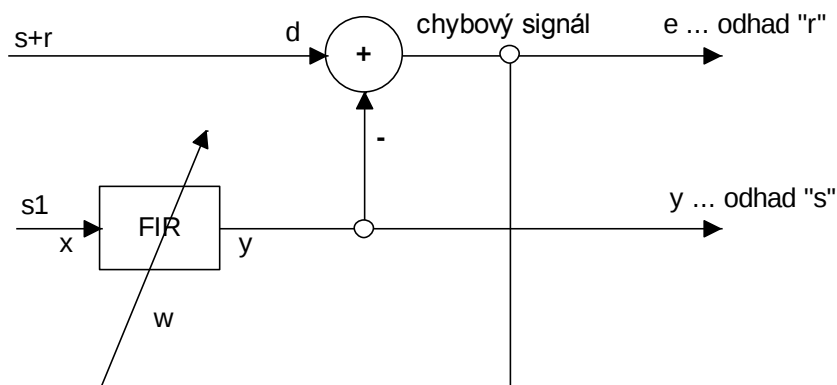
Na pomocný vstup filtru je přiveden signál s_1 , který je korelovaný se síťovým rušením s . Je použit harmonický kosinový signál se stejnou frekvencí. Po nastavení počátečních vah w se postupně berou úseky poškozeného signálu shodné délky jako je nastavená vstupní impulzní charakteristika filtru a podle vzorce (15) se odhaduje užitečný signál e a upravují se váhy w pomocného signálu s_1 :

$$e(k) = d(k) - \bar{w}_k^T * \bar{x}_k ,$$

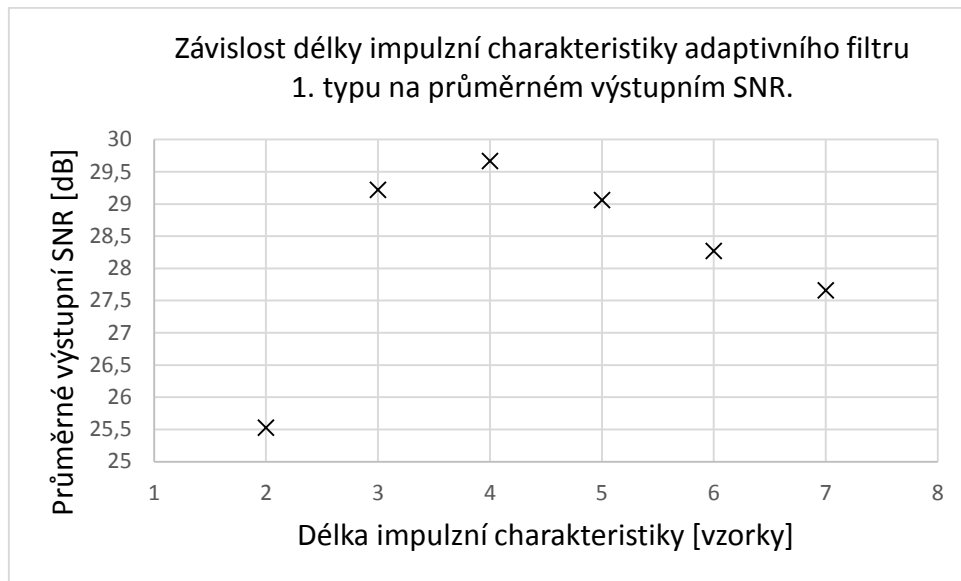
$$\bar{w}_{k+1} = \bar{w}_k + 2\mu e(k) \bar{x}_k ,$$
(15)

kde $e(k)$ je odhadovaný užitečný signál, $d(k)$ vstupní signál s rušením, w_k vektor vah v k -tém taktu, x_k úsek pomocného signálu a μ rychlost adaptace filtru. [6]

Schéma zpracovávání signálů tohoto typu adaptivního filtru je zobrazeno na Obr. 9.1. Jako ideální délka impulzní charakteristiky se jeví 4 vzorky, rychlost adaptace pak 0,002. Závislost délky impulzní charakteristiky na výstupním SNR je uvedena Obr. 9.2 .



Obr. 9.1 Schéma adaptivního filtru s jedním vektorem vah. (převzato z [6]).

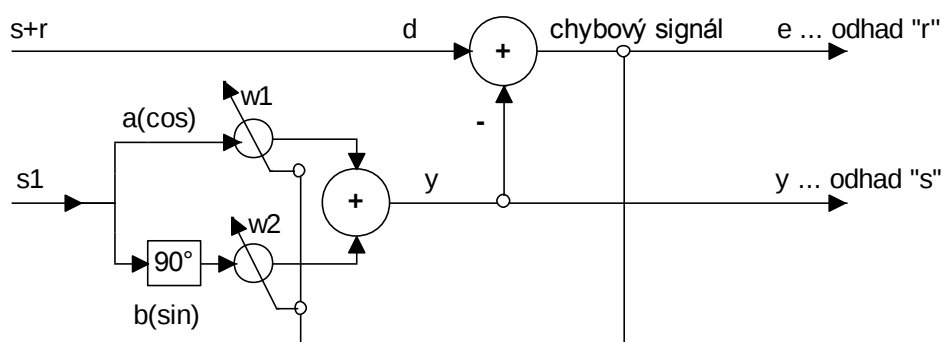


Obr. 9.2 Vliv délky impulzní charakteristiky na průměrném výstupním SNR, při vstupním SNR = 20 dB a rychlosti adaptace filtru = 0,002.

Pozn. nejedná se pouze o přechodný jev, s rostoucí délkou impulzní charakteristiky klesá účinnost filtrace touto metodou.

9.2 Adaptivní filtr 2. typu

Pracuje podobně jako filtr 1. typu s tím rozdílem, že pomocný korelovaný signál se síťovým rušením je složen ze dvou harmonických signálů stejné frekvence, vzájemně posunutých (například o $\pi/2$). Může se proto jednat o součet sinusového a kosinového signálu. (Obr. 9.3). U obou signálů se v průběhu filtrace upravuje jejich amplituda a odečítají se od poškozeného signálu dle vzorce (16).

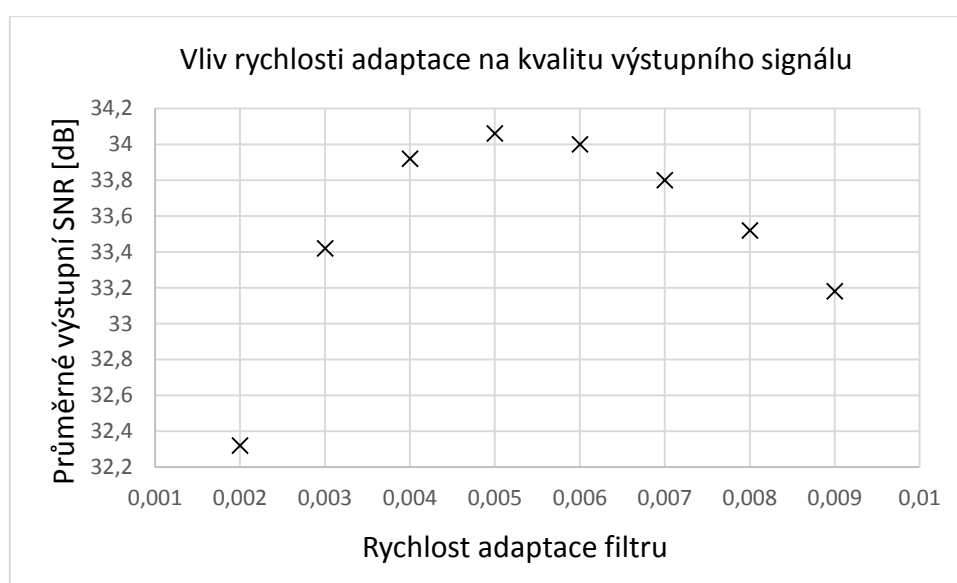


Obr. 9.3 Schéma adaptivního filtru s pomocným signálem složeným ze dvou harmonických signálů. (převzato z [6]).

$$\begin{aligned}
 w_1(k+1) &= w_1(k) + 2\mu e(k)a(k) , \\
 w_2(k+1) &= w_2(k) + 2\mu e(k)b(k) , \\
 e(k) &= d(k) - [w_1(k)a(k) + w_2(k)b(k)] ,
 \end{aligned}
 \tag{16}$$

kde $e(k)$ je odhadovaný užitečný signál, $d(k)$ vstupní signál poškozený rušením, $w_1(k)$ a $w_2(k)$ jsou váhy k -tého taktu pomocných signálů a, b a μ rychlost adaptace filtru. [6]

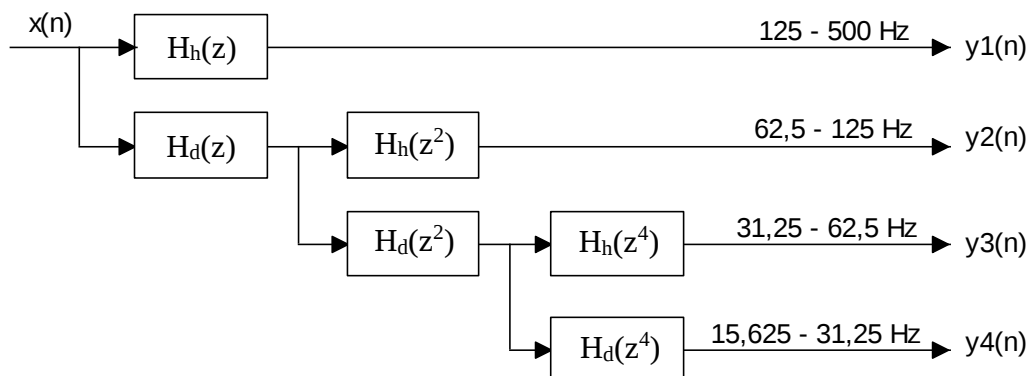
Vstupní parametry u tohoto typu filtru jsou počáteční váhy a rychlost adaptace filtru. Počáteční váhy jsou nastaveny na nulové hodnoty. Jako nejvhodnější rychlost adaptace pro odstranění síťového rušení se na základě testování jeví 0,005, jak je patrné na Obr. 9.4.



Obr. 9.4 Vliv rychlosti adaptace filtru na průměrném výstupním SNR, při vstupním SNR = 20 dB.

10. Vlnková filtrace síťového rušení

V práci je použita vlnková transformace s diskretním časem (DTWT), která využívá banku filtrů typu horní a dolní propusti k rozdělení frekvenčního spektra signálu na jednotlivé části. Toto rozdělení může být dvojího typu, buď paketové nebo dyadické. Pro tuto práci byla použita dyadická stacionární DTWT. (Obr. 10.1). Impulzní charakteristiku filtru dělicí signál na jednotlivá pásma tvoří vlnky různého typu (symetrické, biortogonální...). Vliv typu vlnky na výstupní poměr SNR je uveden v Tab. 6.



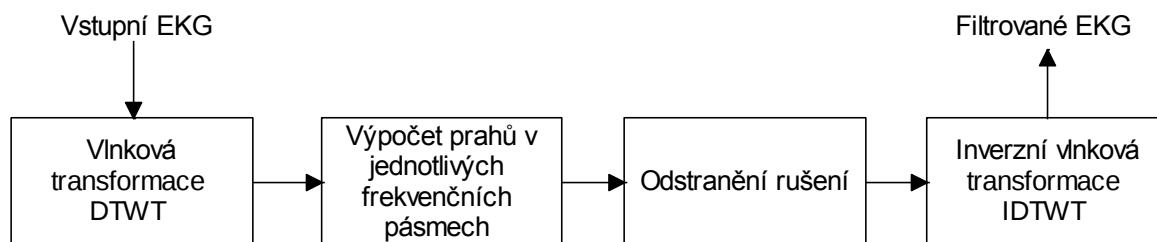
Obr. 10.1 Schéma realizace dyadické DTWT se třemi stupni rozkladu. (Převzato z [11])

Po rozdělení EKG signálu na jednotlivá frekvenční pásma se odstraňuje brum z každého pásma zvlášť, protože mezní frekvence použitých filtrů typu HP a DP se vzájemně prolínají. Odstraňování probíhá pomocí prahů, které byly pro každé frekvenční pásmo individuální. Výpočet prahů je realizován podle vzorce (17). Veškerý šum nacházející se pod prahem byl vymazán (tvrdé prahování).

$$p = E \frac{\text{median}|y_m|}{0,6745} \quad , \quad (17)$$

kde p je práh, E je empirická konstanta a y_m je signál po aplikaci DTWT v jednotlivých frekvenčních pásmech. [6]

Po odstranění rušení je aplikována inverzní vlnková transformace (IDTWT) na všechna frekvenční pásma, čímž je získán odfiltrovaný signál. Celý postup je zobrazen na Obr. 10.2. Filtrace probíhá v programovém prostředí Matlab s využitím funkcí swt a iswt.

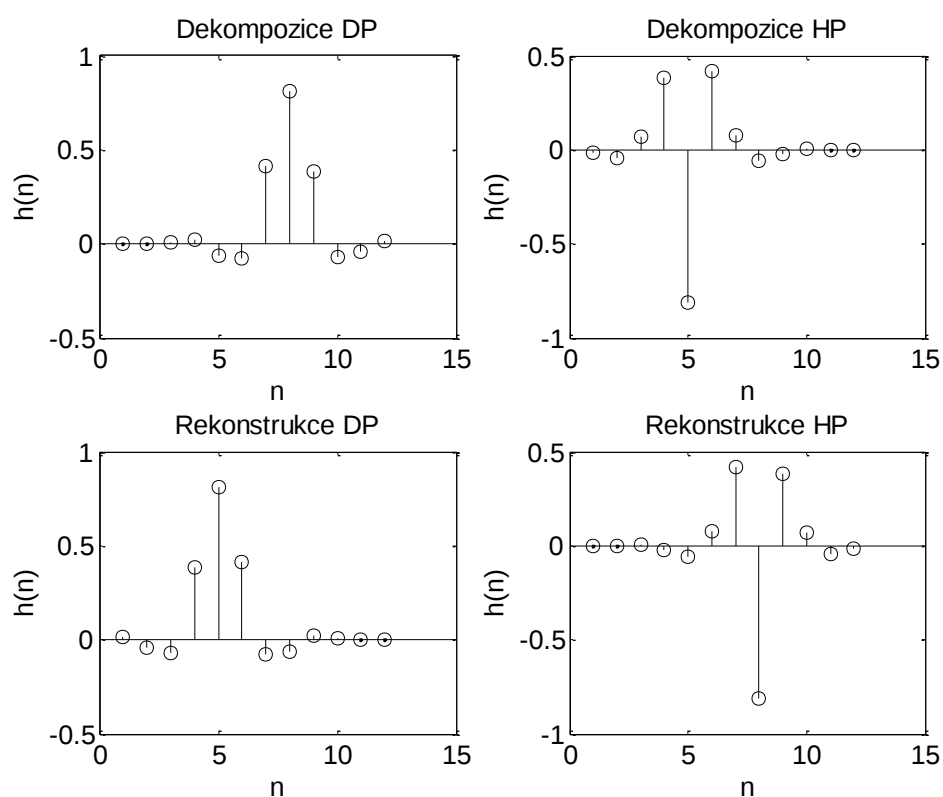


Obr. 10.2 Blokové schéma vlnkové filtrace.

Tab. 6 Vliv typu vlnky na výstupním SNR, při vstupním SNR = 20 dB.

Typ vlnky	Výstupní SNR [dB]	Typ vlnky	Výstupní SNR [dB]
Haarova	28,28	coif4	30,92
sym2	30,38	coif5	30,78
sym3	30,94	bior1.3	28,57
sym4	31,21	bior1.5	28,59
sym5	31,15	bior2.2	30,93
sym6	31,11	bior2.4	31,08
db4	31,00	bior2.6	31,06
db5	30,92	bior2.8	31,01
db6	30,78	diskrétní Meyerova	30,13
coif1	30,44	rbio1.3	30,91
coif2	31,21	rbio1.5	31,20
coif3	31,09	rbio2.2	29,26

Jedná se o vybrané vlnky, jež jsou předdefinovány v programu Matlab. Jak je z tabulky patrné, nejlepší vlnky ze zkoušených jsou sym4 a coif2. U první trvá filtrace databáze CSE 88 s, u druhé 72 s. Impulzní charakteristika filtrů odvozená z vlnky coif2 je zobrazena na Obr. 10.3. Volba empirické konstanty je vhodná v rozmezích 1,2 až 1,8, ale výstupní SNR ovlivňuje jen nepatrně (desetiny či setiny dB), proto byla použita pro všechny zkoušené vlnky konstanta 1,5.



Obr. 10.3 Impulzní charakteristiky filtrů odvozených z vlnky coif2.

11. Porovnání účinnosti navržených metod

Po zjištění optimálních charakteristik výše zmíněných filtrů, byly tyto filtry aplikovány na uměle poškozenou databázi CSE, s konstantním vstupním poměrem SNR = 20 dB. Výsledky po filtraci 3750 EKG (zhruba 10,5 hodin záznamu) jsou zobrazené v Tab. 7.

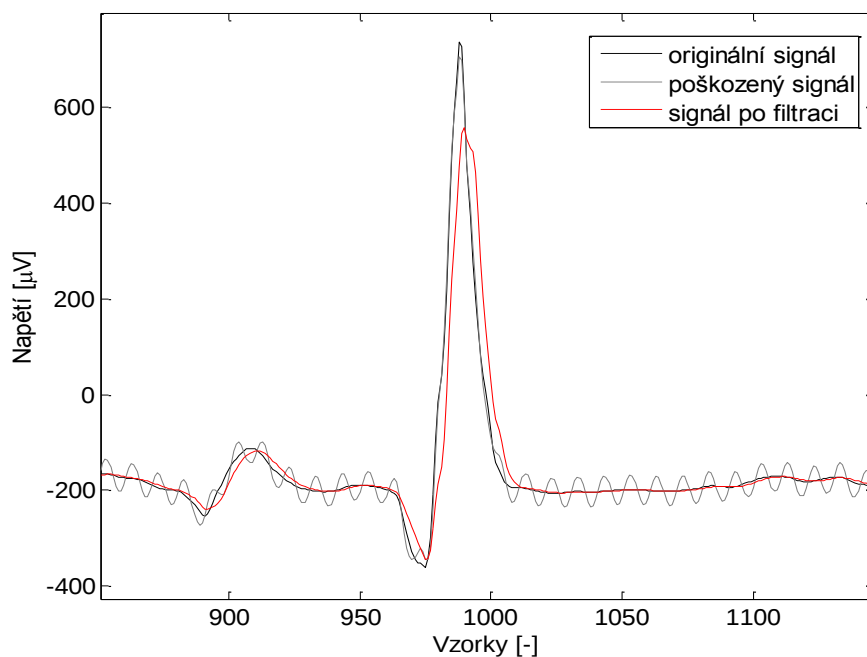
Tab. 7 Porovnání účinnosti navrhovaných filtrů dle průměrného dosaženého výstupního poměru SNR.

Filtr	Typ metody	Průměrné výstupní SNR [dB]	Průměrné zlepšení signálu [dB]	Doba trvání filtrace [s]	Délka impulzní charakteristiky filtru [vzorky]
IIR	IIR 2. řádu	28,181	8,181	7	∞
	Butterworthův 2. řádu	34,468	14,468	9	
	Čebyševův 1. druhu	34,468	14,468	14	
	Čebyševův 2. druhu	34,427	14,427	18	
	Eliptický	34,474	14,474	17	
FIR	Vzorkování frekvenční charakteristiky a filtrace v časové oblasti	36,689	16,689	36	500
	Vzorkování frekvenční charakteristiky a filtrace ve spektrální oblasti	35,926	15,926	5	500
	Váhování impulzní charakteristiky	38,456	18,456	45	500
	Návrh filtru s dvěma nulovými body a póly	15,752	-4,249	5	500
	Nulování spektrálních čar	38,277	18,278	16	-
	Lynnova pásmová propust'	49,601	29,601	234	1660
	Lynnova pásmová propust'	43,905	23,905	41	500
	Vzorkování frekvenční charakteristiky (fir2)	32,795	12,795	43	500
	Návrh filtru s pěti nulovými body a póly	12,880	-7,119	5	500
Nelineární filtrace	Adaptivní filtr 1. typu	29,667	19,667	124	4
	Adaptivní filtr 2. typu	34,065	14,065	25	-
	Vlnková filtrace	31,21	11,21	72	12

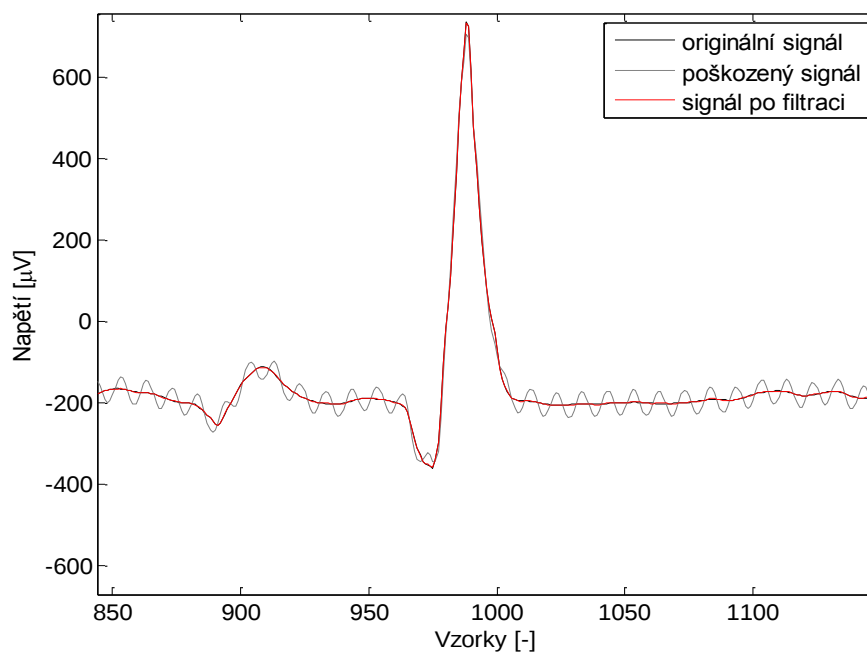
Jako nejúčinnější filtr se jeví Lynnova pásmová propust'. Pro dosažení maximálního zlepšení (Obr. 11.2) však filtrace touto metodou trvá poměrně dlouho, kvůli délce impulzní charakteristiky. Kvalitních výsledků, ale dosahuje i s kratší impulzní charakteristikou. Dobrý kompromis se zdá být metoda nulování spektrálních čar, která je rychlá a účinná, případně metoda založená na váhování impulzní charakteristiky či vzorkování frekvenční charakteristiky. Podobných výsledků dosahoval i adaptivní filtr 2. typu. Pokud by bylo třeba odstranit brum co nejrychleji a přitom docela efektivně,

filtry pracující s bilineární transformací jsou dobrou volbou, nejlépe Butterworthův filtr 2. řádu, je však nutné myslet na skutečnost, že IIR filtry způsobují fázové zkreslení. Vlnkovou filtraci lze použít, ale vzhledem k době trvání filtrace není nejvhodnější řešení.

Naopak naprosto nevhodné filtry k odstraňování síťového rušení jsou FIR filtry vzniklé interaktivním rozmisťováním nulových bodů. Kromě brumu odstraní i značnou část užitečného signálu (Obr. 11.1). Průměrný výsledný poměr signálu k šumu je ještě horší než na vstupu do systému.



Obr. 11.1 Zkreslení signálu při použití FIR filtru s 5 nulami a 5 póly.



Obr. 11.2 Zkreslení signálu při použití Lynnova filtru s maximálním $K = 334$.

12. Závěr

Cílem této bakalářské práce je seznámit se s vlastnostmi EKG signálu, především se vznikem a projevy jeho nejběžnějších rušení a prostudovat různé lineární i nelineární filtry pro odstranění síťového rušení z EKG signálů. Poté navrhnout tyto metody v programovém prostředí Matlab, provést filtraci uměle rušených EKG signálů z databáze CSE a porovnat jejich vlastnosti na základě dosaženého poměru signálu a šumu. Následně provést diskusi použitelnosti navržených metod a doporučit metodu nejúčinnější.

V práci je úspěšně realizováno 16 různých metod, které jsou hodnoceny na základě doby trvání filtrace a průměrného poměru signálu k šumu po filtraci originálních signálů z databáze CSE uměle znehodnocených síťovým rušením s frekvencí 50 Hz. Celkem je pracováno s 3750 záznamy EKG o celkové délce 10,5 hodin. Metody byly před porovnáváním optimalizovány pro dosažení jejich nejvyšší účinnosti.

Nejlépších výsledků dosahovala filtrace Lynnovou pásmovou propustí brumu s jeho následným odečtením od poškozeného signálu. Výsledek je však závislý na délce použité impulzní charakteristiky, při délce 500 vzorků je průměrné výstupní $\text{SNR} = 43,9$ dB a filtrace trvá 43 s, při použití maximální délky (1/3 počtu vzorků signálu, kterých je 5000) je výstup již 49,6 dB, ale filtrace trvá 234 s. Velmi účinné se jeví i filtrace založené na metodách nulování spektrálních čar (průměrné výstupní $\text{SNR} = 38,3$ dB s dobou filtrace pouhých 16 s) a váhování impulzní charakteristiky (38,5 dB, 45 s). Podobných výsledků dosahoval i adaptivní filtr 2. typu a filtr navržený metodou vzorkování frekvenční charakteristiky. V případě, že by uživatel potřeboval odstranit brum co nejrychleji a nevadil by mu výstupní poměr signálu a šumu o zhruba 4 dB nižší, jsou dobrou volbou i IIR filtry odvozené z analogových, nejlépe Butterworthův filtr 2. řádu. Lze použít i vlnkovou filtraci, ale vzhledem k dosaženým průměrným výsledkům ($\text{SNR} = 31,2$ dB, doba filtrace 72 s) bych ji příliš nedoporučoval k odstranění rušení tohoto typu.

13. Literatura

- [1] Číslíková filtrace: základy. ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI. *Katedra informatiky a výpočetní techniky* [online]. Plzeň, 2014 [cit. 2014-11-17]. Dostupné z: http://www-kiv.zcu.cz/~mautner/Azs/Azs7_Cisliciva_filtrace_zaklady.pdf
- [2] FAYN, J., P. RUBEL a P.W. MACFARLANE. Can the lessons learned from the assessment of automated electrocardiogram analysis in the Common Standards for quantitative Electrocardiography study benefit measurement of delayed contrast-enhanced magnetic resonance images. *Journal of Electrocardiology*. 2007, roč. 40, č. 3, s. 246–250. ISSN 0022-0736.
- [3] HAMAN, P. *Výukový web EKG* [online]. Plzeň [cit. 2014-10-23]. Dostupné z: <http://ekg.kvalitne.cz/system.htm>
- [4] JAN, J. Číslíková filtrace, analýza a restaurace signálů. VUT v Brně, nakl. VUTIUM, 2002.
- [5] KOZUMPLÍK, J., KOLÁŘ, R., JAN, J. Číslíkové zpracování signálů v prostředí Matlab. Skripta FEKT VUT v Brně, 2001.
- [6] KOZUMPLÍK, J. Přednášky z předmětu AABS, FACS, FEKT VUT v Brně, 2014
- [7] KREJSA, J. Stochastické signály: opáčko. In: [online]. Ústavu mechaniky těles, mechatroniky a biomechaniky, VUT v Brně [cit. 2014-11-16]. Dostupné z: <http://www.umt.fme.vutbr.cz/~ruja/vyuka/ZZS/DSP11.pdf><http://www.umt.fme.vutbr.cz/~ruja/vyuka/ZZS/DSP11.pdf>
- [8] MALMIVUO, J., PLONSEY, R. Bioelectromagnetism, Principles and Applications of Bioelectric and Biomagnetic Fields. Oxford University Press, 1995.
- [9] MOUREK, J. Fyziologie, Učebnice pro studenty zdravotnických oborů. 2., doplněné vydání. Praha: Grada Publishing, a. s., 2012. 224 stran. ISBN 978-80-247-3918-2
- [10] Pravidla provozování distribučních soustav: Kvalita elektřiny v distribuční soustavě, způsoby jejího zjišťování a hodnocení (příloha č.3). [online]. s. 42 [cit. 2014-10-28]. Dostupné z: http://www.eon-distribuce.cz/file/cs/electricity/regulations/PPDS_2009_3.pdf
- [11] SMITAL, L., VÍTEK, M., KOZUMPLÍK, J. a PROVAZNÍK, I. Adaptive Wavelet Wiener Filtering of ECG Signals. Pages: 437 - 445. DOI: 10.1109/TBME.2012.2228482. From: <http://ieeexplore.ieee.org>
- [12] VÍTEK, M. Materiály ke cvičení z předmětu AZSO, FEKT VUT v Brně, 2013.
- [13] WILLEMS, J., M. a kol. Assessment of the performance of electrocardiographic computer programs with the use of a reference data base. s. 13. DOI: ISSN 1524-4539. Dostupné z: <http://circ.ahajournals.org/content/71/3/523.full.pdf>
- [14] WILLEMS, J., M. a kol. Establishment of a reference library for evaluating computer ECG measurement programs. *Computers and Biomedical Research*. 1985, roč. 18, č. 5, s. 439–457. ISSN 0010-4809.