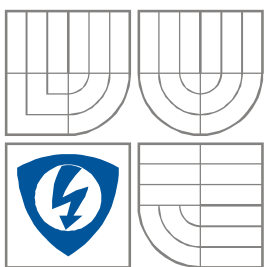




VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV BIOMEDICÍNSKÉHO INŽENÝRSTVÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF BIOMEDICAL ENGINEERING

FILTRACE EKG SIGNÁLŮ VE VLNKOVÉ OBLASTI

EKG SIGNAL FILTERING IN THE WAVELET DOMAIN

BAKALÁRSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

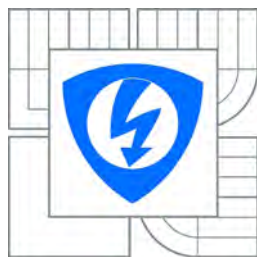
Vlastimil Zedníček

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Lukáš Smital

BRNO, 2012



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav biomedicínského inženýrství

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor

Biomedicínská technika a bioinformatika

Student: Vlastimil Zedník

ID: 70331

Ročník: 3

Akademický rok: 2011/2012

NÁZEV TÉMATU:

Filtrace EKG signálů ve vlnkové oblasti

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1) Prostudujte základní koncepty vlnkové transformace s diskretním měřítkem (DTWT) a dále se zaměřte na redundantní dyadickou vlnkovou transformaci a možnosti využití pro filtraci signálů EKG. 2) V programovém prostředí Matlab se seznamte s funkcemi pro vlnkovou transformaci a realizujte vlnkový filtr pro potlačení myopotenciálů v elektrokardiogramech využívající tvrdého a měkkého prahování. 3) Výsledky filtrace zhodnoťte na základě dosaženého poměru signál / šum (SNR). 4) Navržený filtr doplňte o další dostupné metody prahování. 5) Proveďte testování navrženého filtru na CSE databázi a pokuste se zjistit optimální nastavení stupně rozkladu vlnkové transformace, banky rozkladu a rekonstrukční filtr, metody prahování a nastavení prahu. 6) Dosažené výsledky srovnajte s výsledky dosaženými pomocí jiné filtrační metody.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] KOZUMPLÍK, J. Vlnkové transformace a jejich využití pro filtraci signálů EKG. Habilitační práce ÚBMT FEKT VUT v Brně, 2004.

[2] RAJMÍČEK, P. Exact risk analysis of wavelet spectrum thresholding rules, Electronics, Circuits and Systems, 2003. ICECS 2003. Proceedings of the 2003 10th IEEE International Conference on, vol.2, no., pp. 455- 458 Vol.2, 14-17 Dec. 2003.

Termín zadání: 6.2.2012

Termín odevzdání: 25.5.2012

Vedoucí práce: Ing. Lukáš Smital

Konzultanti bakalářské práce:

prof. Ing. Ivo Provazník, Ph.D.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

Prohlášení

Prohlašuji, že svůj semestrální projekt na téma Filtrace EKG signálů ve vlnkové oblasti 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 25. května 2012

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu semestrálního projektu Ing. Lukáši Smitalovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mého semestrálního projektu.

V Brně dne 25. května 2012

.....
podpis autora

Abstrakt

Cílem této práce bylo seznámení se s metodou filtrace signálu využívající vlnkové transformace. Naším úkolem bylo využití redundantní vlnkové transformace pro filtraci EKG signálů. Nejdříve jsme se seznámili s vlnkovou filtrací. V praktické části jsme realizovali filtr založený na redundantní DTWT v prostředí Matlab. Navržený filtr jsme otestovali na CSE databázi a pokusili jsme se optimalizovat nastavení filtru a to parametry stupeň rozkladu vlnkové transformace, banky rozkladových a rekonstrukčních filtrů, metody prahování a nastavení prahu. Výsledky jsme zhodnotili na základě dosaženého poměru signál / šum. jako poslední jsme dosažené výsledky srovnali s výsledky jiné filtrační metody.

Abstract

The aim of this work is introduction with the method of filtering the signal using wavelet transform. Our task was to use a redundant wavelet transform for filtering ECG signals. First we met with wavelet filtering. In the practical part, we implemented a filter based on redundant DTWT in Matlab. The results were evaluated based on the achieved signal / noise ratio. The proposed filter, we tested the CSE database, and we tried to optimize the filter parameters and the degree of decomposition of wavelet transform, the bank decomposition and reconstruction filters, thresholding methods and threshold setting. The results were evaluated based on the achieved signal / noise ratio. as a last resort, we compared the results obtained with the results of different filtering methods

Klíčová slova

Vlnková transformace, spojitá vlnková transformace, DTWT, redundantní DTWT, práh, prahování, banka filtrů, SNR, univerzální práh, empirický práh, tvrdé prahování, měkké prahování, hybridní prahování, hyperbolické prahování, poloměkké prahování.

Keywords

Wavelet transform, continuous wavelet transform, DTWT, redundant DTWT, threshold, thresholding, bank of filters, SNR, universal threshold, an empirical threshold, hard thresholding, soft thresholding, thresholding hybrid, hyperbolic thresholding, semi thresholding.

Bibliografická citace

ZEDNÍČEK, V. *Filtrace EKG signálů ve vlnkové oblasti*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2012. 40 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Lukáš Smítal.

OBSAH

1	Úvod	9
2	EKG signál	10
2.1	Vznik EKG signálu.....	10
2.2	Měření signálu EKG	10
2.3	Druhy záznamů EKG signálu a možné rušení.....	11
3	Vlnková transformace s diskretním časem	12
3.1	Vlnkové transformace spojitého signálu	12
3.2	Diskretní vlnková transformace.....	12
3.3	Reálná dyadická vlnková transformace s diskretním časem (DTWT).....	13
3.4	Inverzní transformace (IDTWT)	16
3.5	Redundantní DTWT	18
4	Filtrace signálu s využitím DTWT	19
4.1	Výběr typu DTWT	20
4.2	Prahování koeficientů reálné DTWT.....	20
4.2.1	Stanovení prahových hodnot pro vlnkovou filtraci.....	23
4.2.2	Rozptyl koeficientů DTWT bílého šumu.....	23
4.2.3	Univerzální práh	24
4.2.4	Empirický práh	25
4.2.5	Práh vycházející ze zobecněného Gaussova rozložení koeficientů.....	25
5	Filtrace EKG signálů ve vlnkové oblasti	26
5.1	Použité signály	27
5.2	Výsledky experimentů.....	28
5.2.1	Výběr banky rozkladových a rekonstrukčních filtrů.....	29
5.2.2	Prahové hodnoty	29
5.2.3	Porovnání jednotlivých metod prahování	31
5.3	Porovnání vlnkové transformace s lineární filtrací.....	36
6	Závěr	38
	Použitá literatura	39
	Seznam zkratk a symbolů	40

Seznam obrázků

Obrázek 1: Převodní systém srdce	10
Obrázek 2 Einthovenův trojúhelník	11
Obrázek 3: Vlevo: znázornění realizace třístupňové dyadické DTWT s využitím banky oktávových filtrů. Výstupy jsou podzvorkovány, což je dáno symbolem 2^{-m} . Tento symbol nám udává, že vybíráme každý 2^m -tý vzorek signálu. Výstupní posloupnosti jsou koeficienty dyadické DTWT. Vpravo: Modulové frekvenční charakteristiky ideálních oktávových filtrů.....	14
Obrázek 4: Filtry odvozené z ideálních dolních a horních propustí frekvenční transformací.....	14
Obrázek 5: Oktávové filtry pro třístupňovou DTWT odvozené z transformovaných filtrů	15
Obrázek 6: Třístupňová dyadická DTWT s filtry odvozenými ze zrcadlových dolních a horních propustí	15
Obrázek 7: Realizace třístuňové rychlé dyadické DTWT se zrcadlovými dolními a horními propustmi	15
Obrázek 8: Princip IDTWT pro třístupňovou DTWT. Blok $\uparrow 2$ realizuje expanzi posloupnosti, F_d (resp. F_h) je rekonstrukční dolní (horní) propust. Vstup - koeficienty obr.6.....	16
Obrázek 9: Dvoukanálová banka filtrů	16
Obrázek 10: Přímá a zpětná redundantní DTWT, 2 stupně rozkladu.....	18
Obrázek 11: Dvoukanálová banka rozkladových a rekonstrukčních filtrů redundantní DTWT	18
Obrázek 12: Rozložení vstupního signálu do jednotlivých pásem po provedení DTWT. bylo použito.	19
Obrázek 13 Grafické znázornění prahování, vlevo tvrdé, vpravo měkké, prahová hodnota $\lambda = 1$	21
Obrázek 14 Grafické znázornění metod prahování, vlevo hybridní, vpravo poloměkké, prahová hodnota $\lambda = 1$	22
Obrázek 15 Grafické znázornění hyperbolického prahování, prahová hodnota $\lambda = 1$	22
Obrázek 16 Grafické znázornění průběhů prahovacích metod, prahové hodnoty $\lambda = 1$, pro poloměkké $\lambda_1 = 1$, $\lambda_2 = 2$	23
Obrázek 17: Průběh signálu MO1_003_12_f, svod č.1	27
Obrázek 18: Záznam aditivního šumu tvořícího myopotenciály, signál EMG_model.mat	27
Obrázek 19: Vstupní zašuměný signál, SNR_dB_in=10	28
Obrázek 20: Rozložení signálu do jednotlivých pásem	28
Obrázek 21 2. rozkladové pásmo, banka filtru coif2, použití univerzálního prahu.....	30
Obrázek 22 2. rozkladové pásmo, banka filtru coif2, použití empirické hodnoty prahu K=3.....	30
Obrázek 23 2. rozkladové pásmo, banka filtru coif2, použití empirické hodnoty prahu K=2,8.....	31
Obrázek 24: Vyfiltrováný signál EKG, odfiltrováný šum, měkké prahování, nahoře: červeně - vyfiltrováný signál, zeleně- vstupní zašuměný signál, dole - odfiltrováný šum.....	32
Obrázek 25: Tvarové změny signálu po měkkém prahování, zelený - vstupní zašuměný signál, modrý - originální signál, červený - filtrovaný signál.....	32
Obrázek 26 Vyfiltrováný signál EKG, odfiltrováný šum, tvrdé prahování, nahoře: červeně -vyfiltrováný signál, zeleně- vstupní zašuměný signál, dole - odfiltrováný šum	33
Obrázek 27: Tvarové změny signálu po tvrdém prahování, zelený - vstupní zašuměný signál, modrý - originální signál, červený - filtrovaný signál.....	34
Obrázek 28: Vyfiltrováný signál EKG, odfiltrováný šum, hybridní prahování, nahoře: červeně - vyfiltrováný signál, zeleně- vstupní zašuměný signál, dole - odfiltrováný šum.....	34
Obrázek 29 Tvarové změny signálu po hybridním prahování, zelený - vstupní zašuměný signál, modrý - originální signál, červený - filtrovaný signál.....	35
Obrázek 30 Vyfiltrováný signál EKG, odfiltrováný šum, hybridní prahování, nahoře: červeně - vyfiltrováný signál, zeleně- vstupní zašuměný signál, dole - odfiltrováný šum.....	35
Obrázek 31 Úsek signálu po hybridním prahování, zelený - vstupní zašuměný signál, modrý - originální signál, červený - filtrovaný signál	36
Obrázek 32 Výsledné průběhy vlnkové filtrace (nahore), a lineární filtrace (dole), SNR_dB_in=15	37
Obrázek 33 Detail výsledných signálů vlnkové filtrace (nahore), a lineární filtrace (dole), SNR_dB_in=15, modrá - původní signál, červená - filtrovaný signál, zelená - zašuměný signál	37

1 Úvod

Vlnková transformace se v dnešní době hojně využívá k filtraci signálů a obrazů pro své poměrně dobré výsledky. Pro filtraci signálů se tato metoda používá proto, že lze odstranit pouze nepotřebnou složku obsaženou v signálu, aniž by se změnila užitečná část.

Čtenář se dozví základní informace o metodě filtrace signálů pomocí vlnkové transformace a její použití při filtraci myopotenciálů ze signálu EKG. Dále objasníme prahování, a to nejen metody, ale také správné stanovení prahů.

V praktické části se zaměříme na zhotovení filtru v prostředí MATLAB a pokusíme se o jeho optimalizaci pomocí parametrů stupně rozkladu vlnkové transformace, bank rozkladových a rekonstrukčních filtrů, metody prahování a prahových hodnot. Výsledky filtrace zhodnotíme na základě dosaženého poměru signál / šum.

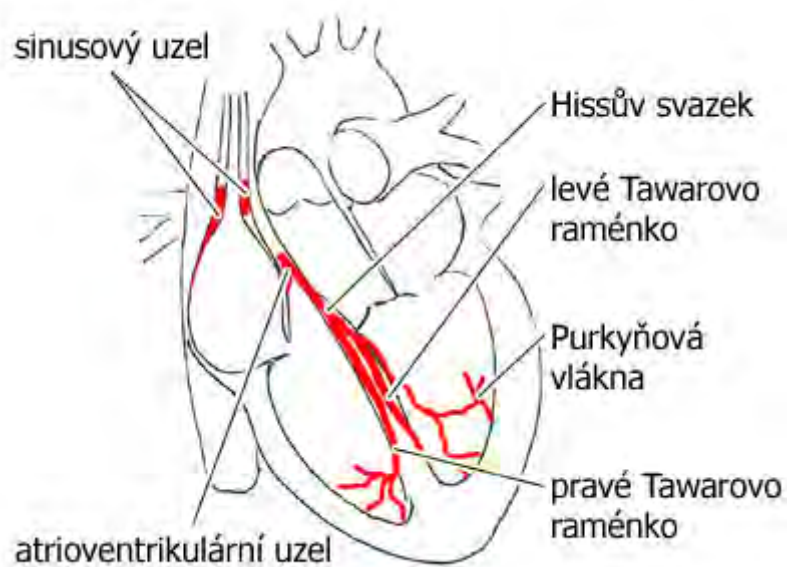
Jako poslední porovnáme vlnkovou filtraci s jinou filtrační metodou a to s lineární filtrací pomocí filtru FIR.

2 EKG signál

2.1 Vznik EKG signálu

Elektrokardiogram je nejčastěji snímaný signál v medicíně. Snímá se z povrchu těla pacienta, kde nám graficky zaznamenává potenciálové rozdíly vznikající při podráždění srdce. Udává nám informace o tepové frekvenci, rytmu, původu a šíření vzruchů a o repolarizaci a poruchách těchto jevů [1].

Srdce má autonomní převodní systém. Podráždění myokardu obvykle začíná v sinusovém uzlu. Z něj se šíří po obou síních až k atrioventrikulárnímu uzlíku a pokračuje přes Hissův svazek, Tawarovými raménky do Purkyňových vláken, která podráždí myokard komor.



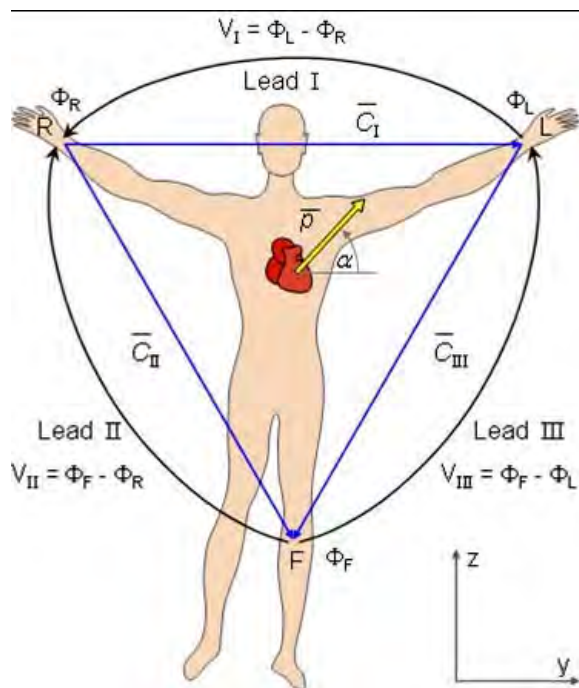
Obrázek 1: Převodní systém srdce

2.2 Měření signálu EKG

Běžný elektrokardiografický záznam se skládá z 12-ti svodů. Získávají se ze čtyř končetinových elektrod a šesti hrudních elektrod. Tyto elektrody dále dělíme do tří skupin [8]:

- bipolární Einthovenovy svody (I, II, III)
- unipolární Goldbergovy svody (aVL, aVR, aVF)
- unipolární hrudní svody (V1 až V6)

Za základní elektrody považujeme RA (pravá ruka), LA (levá ruka), LL (levá noha) a RL (pravá noha). Svody RA, LA, LL tvoří Einthovenův trojúhelník, Obrázek 2.



Obrázek 2 Einthovenův trojúhelník

2.3 Druhy záznamů EKG signálu a možné rušení

Elektrokardigram snímáme pro různé druhy vyšetření s jinými požadavky na filtraci. Jelikož snímáme signál z povrchu těla, projevuje se zde rušení, a to nejčastěji[10]:

- Síťový brum - harmonické rušení 50 Hz
- Kolísání nulové izolinie (drift) - elektrochemická reakce na rozhraní elektroda-kůže (cca do 0,8 Hz), dýchání (do 0,5 Hz) a pomalé pohyby pacienta (do 2 Hz).
- Myopotenciály - tento šum vzniká aktivitou svalů pacienta. U klidového snímání zahrnuje pásmo od 100 Hz.

Klidové EKG

Nejčastější snímání EKG signálu, kdy pacient leží na lůžku. Zájmová frekvenční oblast u tohoto snímání je do 125 Hz (děti až do 150 Hz). Filtrováním odstraňujeme především síťový brum a drift. U dětí ještě myopotenciály.

Zátěžové EKG

Metoda je založena na snímání aktivity srdce při předem definované zátěži, která se v průběhu měření zvyšuje v pravidelných intervalech. Při tomto měření je třeba počítat s významnějším rušením myopotenciály a driftem.

Dlouhodobé EKG

Toto měření je využíváno především na jednotkách intenzivní péče u vážně nemocných pacientů.

V dnešní době se hojně využívá tzv. Holterovského měření, které spočívá v tom, že pacient má u sebe měřicí přístroj (holter) a je průběžně snímána celodenní srdeční aktivita.

3 Vlnková transformace s diskrétním časem

3.1 Vlnkové transformace spojitého signálu

Vlnková transformace se spojitým časem (WT - Wavelet Transform) signálu $x(t)$ je definována [2] jako

$$y(a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \Psi^* \left(\frac{t-b}{a} \right) dt. \quad (3.1)$$

Jedná se o časově frekvenční rozklad. Můžeme jej interpretovat jako korelaci signálu $x(t)$ s funkcemi odvozenými z obecně komplexní mateřské vlnky $\Psi(t)$. Funkce $\Psi(t)$ musí mít nulovou střední hodnotu, její tvar připomíná vlnku. Symbol $*$ značí komplexně sdruženou funkci. Vlnky mohou být komplexní. Výsledná funkce $y(a, b)$ je popsána dvěma parametry: časovým posunutím b a dilatací a (určuje frekvenční spektrum příslušné vlnky).

3.2 Diskrétní vlnková transformace

Diskrétní vlnkovou transformaci (Discrete Wavelet Transform \rightarrow DWT) získáme záměnou parametrů a, b z rovnice (3.1) za následující parametry: $a = a_0^m$, $b = a_0^m kT$, kde $a_0 > 1, T > 0$ a m, k jsou celočíselné. Nejčastěji se používá Dyadická DWT pro koeficienty $a = 2^m$, $b = 2^m kT, m > 0$ [3].

$$y(m, k) = \frac{1}{\sqrt{2^m}} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \Psi^*(2^{-m}t - kT) dt. \quad (3.2)$$

Kmitočtové měřítko je reprezentováno indexem m , časové měřítko indexem k . Hustotu vzorkování koeficientů na časové ose pro jednotlivé kmitočtové úrovně dané indexem m určuje konstanta T .

Charakteristické pro dyadickou DWT je oktávová podoba spekter soustavy vlnek. Zvýšením indexu m se krok a zvýší 2^m -krát. Z toho vyplývá, že vzniklá množina koeficientů $y(m, k)$ je nerovnoměrně rozložena v časově-frekvenční rovině.

Jiného vyjádření dyadické DWT můžeme dosáhnout zavedením substituce do (3.2)

$$2^m t - kT = 2^{-m} \tau \Rightarrow \tau = t - 2^m kT, d\tau = dt, \quad (3.3)$$

Rovnice (3.2) bude mít po zavedení substituce (3.3) tvar:

$$y(m, k) = \frac{1}{\sqrt{2^m}} \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau + 2^m kT) \psi^*(2^{-m} \tau) d\tau = \frac{1}{\sqrt{2^m}} \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) \psi^*(2^{-m} \tau - 2^m kT) d\tau. \quad (3.4)$$

Touto substitucí dochází ke korelaci signálu $x(t)$ s jednotlivými vlnkami. Tuto korelaci můžeme zrealizovat konvolucí s časově reverzními funkcemi:

$$y(m, k) = x(t) * \psi_m^*(2^m kT - t) = x(t) * h_m(2^m kT - t) \quad (3.5)$$

Dyadickou DWT poté můžeme vyjádřit jako

$$y(m, k) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) h_m(2^m kT - \tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} h_m(\tau) x(2^m kT - \tau) d\tau. \quad (3.6)$$

Realizaci provedeme rozkladem signálu pomocí banky lineárních spojitých oktávových filtrů, které budou mít impulzní charakteristiku rovnu $h_m(t)$.

3.3 Reálná dyadická vlnková transformace s diskretním časem (DTWT)

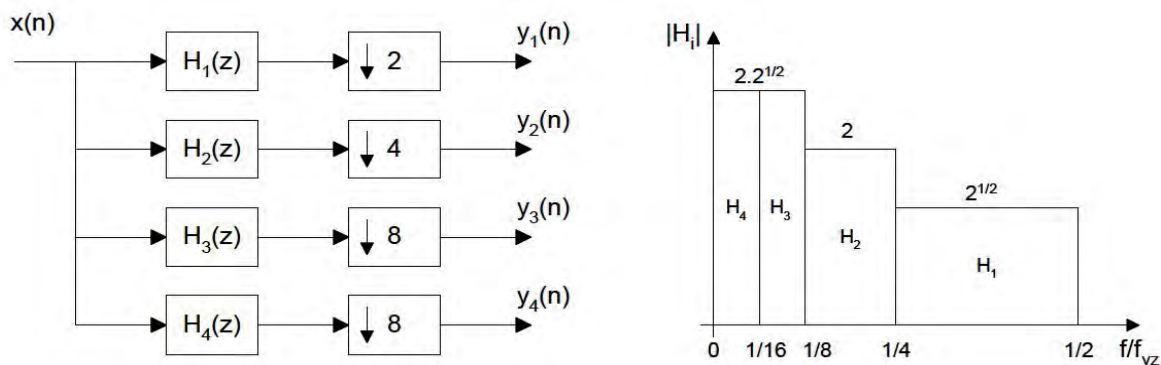
Dyadickou DTWT $y_m(n)$ diskretního signálu $x(n)$ můžeme definovat analogicky k rovnici (3.6) diskretní konvolucí,

$$y_m(n) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x_i(i) h_m(2^m n - i) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} h_m(i) x(2^m n - i). \quad (3.7)$$

Rozklad signálu zajistíme bankou oktávových filtrů, které budou mít impulzní charakteristiky $h_m(n)$. Tyto filtry jsou odvozeny ze základní dvojice filtrů: dolní propustí pro kmitočtové pásmo od 0 do $f_{vz}/4$ a horní propustí s pásmem od $f_{vz}/4$ do $f_{vz}/2$.

Použitím filtrů s reálnými impulsními charakteristikami bude vzorkovací frekvence signálu $y_m(n)$ na výstupu m -tého filtru 2^m -krát nižší než vzorkovací frekvence f_{vz} signálu $x(n)$.

Provedeme-li transformaci s třístupňovým rozkladem $M=3$ a modulové frekvenční charakteristiky odpovídajících ideálních oktávových filtrů máme zobrazené na obrázku 3.



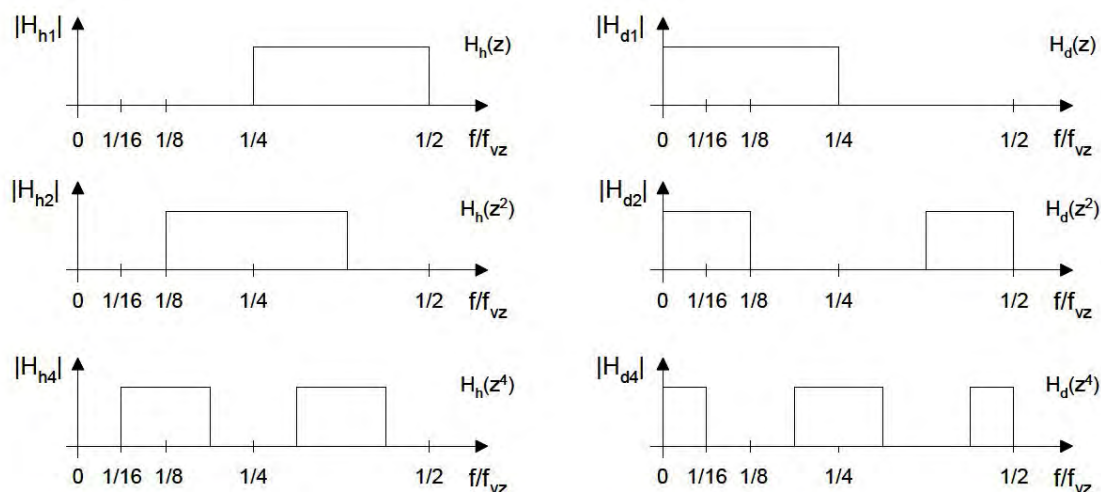
Obrázek 3: Vlevo: znázornění realizace třístupňové dyadické DTWT s využitím banky oktavových filtrů. Výstupy jsou podvzorkovány, což je dáno symbolem $\downarrow 2^m$. Tento symbol nám udává, že vybíráme každý 2^m -tý vzorek signálu. Výstupní posloupnosti jsou koeficienty dyadické DTWT. Vpravo: Modulové frekvenční charakteristiky ideálních oktavových filtrů.

Koeficienty dyadické DTWT tvoří výstupní vzorky banky filtrů. Podvzorkováním výstupů filtrů, vyplývá z pravé strany (3.7), docílíme toho, že počet koeficientů transformace je shodný s počtem vzorků vstupního signálu $x(n)$.

Za předpokladu dvojice zrcadlových filtrů - ideální dolní propust H_d a ideální horní propust H_h s moulóvými charakteristikami navzájem symetrických okolo $\omega_{vz}/4 = \pi/2$,

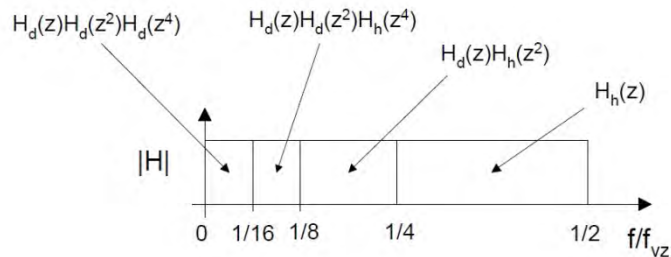
$$|H_d(e^{j\omega})| = \begin{cases} 1 & \text{pro } \omega \in \langle 0, \pi/2 \rangle \\ 1/2 & \text{pro } \omega = \pi/2 \\ 0 & \text{pro } \omega \in (\pi/2, \pi) \end{cases}, \quad |H_h(e^{j\omega})| = \begin{cases} 0 & \text{pro } \omega \in \langle 0, \pi/2 \rangle \\ 1/2 & \text{pro } \omega = \pi/2 \\ 1 & \text{pro } \omega \in (\pi/2, \pi) \end{cases}. \quad (3.8)$$

Zavedeme-li substituci $z \rightarrow z^k$ do přenosové funkce $H(z)$, dostaneme systém $H(z^k)$ s k -krát „stlačenou“ frekvenční charakteristikou. Na obrázku 4 máme naznačeny frekvenční charakteristiky filtrů odvozených z ideálních dolních a horních propustí (3.8).

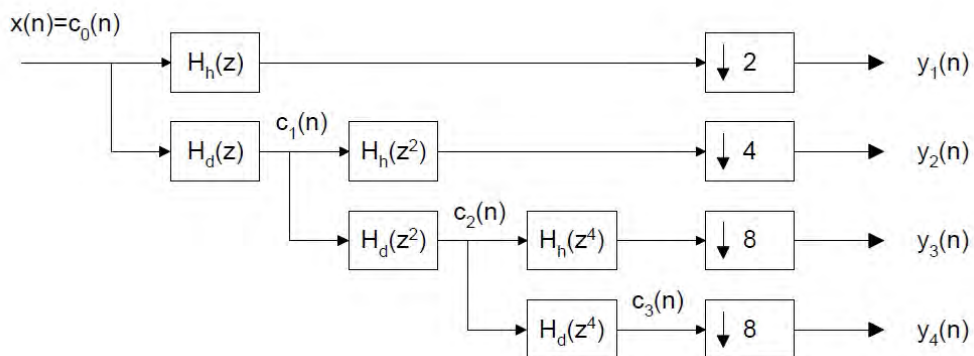


Obrázek 4: Filtry odvozené z ideálních dolních a horních propustí frekvenční transformací

Na Obrázku 5 jsou oktávové filtry pro třístupňovou DTWT. Konstrukce těchto filtrů vychází z dvojice zrcadlových filtrů. Na obrázku 6 je znázorněna Realizace třístupňové dyadické DTWT s odvozenými filtry.

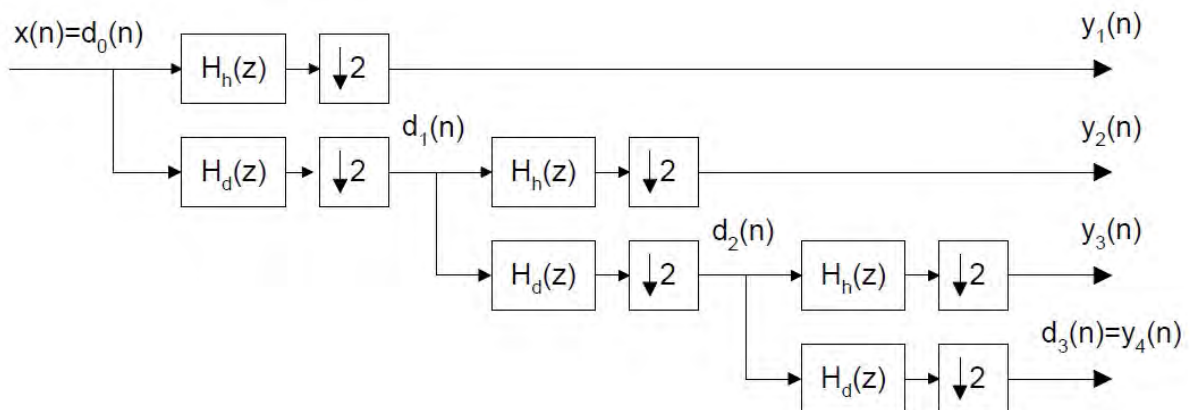


Obrázek 5: Oktávové filtry pro třístupňovou DTWT odvozené z transformovaných filtrů



Obrázek 6: Třístupňová dyadická DTWT s filtry odvozenými ze zrcadlových dolních a horních propustí

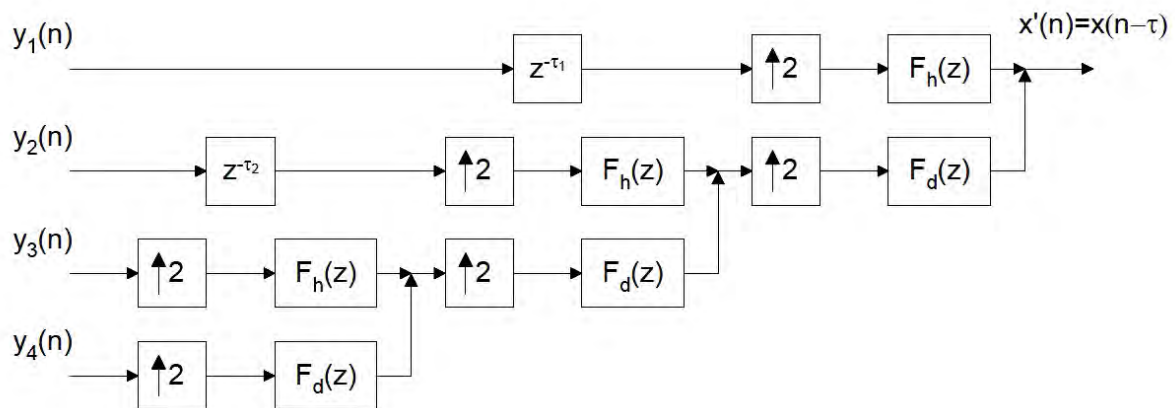
Substituce $z \rightarrow z^k$ v přenosové funkci se projeví „zředěním“ impulsní charakteristiky filtru. To spočívá ve vložení $k - 1$ nulových vzorků mezi jednotlivé vzorky impulsní charakteristiky výchozího filtru. Filtr $H_h(z^2)$ na Obrázek 6 díky zředěné impulsní charakteristice počítá v každém taktu jen s každým druhým vstupním vzorkem $c_1(n)$ a výstup je následně podvzorkován s faktorem 4. Podvzorkování tudíž můžeme realizovat postupně tak, že výstup každého filtru v sérii podvzorkujeme s faktorem 2. Tím dosáhneme dvojice zrcadlových filtrů H_d a H_h [2]. Schéma Obrázek 6 tedy může vypadat následovně:



Obrázek 7: Realizace třístuňové rychlé dyadické DTWT se zrcadlovými dolními a horními propustmi

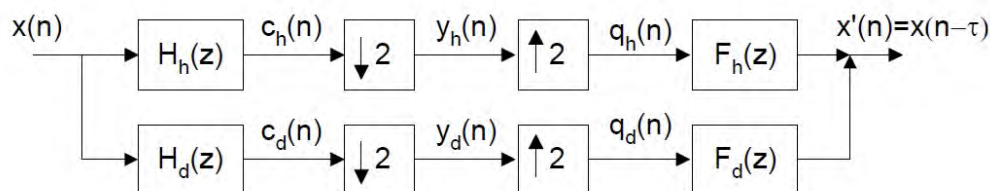
3.4 Inverzní transformace (IDTWT)

Na Obrázek 8 máme znázorněn princip inverzní transformace. Podvzorkované posloupnosti je nutné interpolovat. Každý interpolátor tvoří expander (vkládá nulové vzorky mezi sousední vzorky posloupnosti) a interpolační (rekonstrukční) filtr, kterým je buď dolní nebo horní propust. Daný rekonstrukční filtr musí být vhodným protějškem korespondujícího filtru rozkladového. Pro dodržení kauzality musíme použít zpožďovací členy.



Obrázek 8: Princip IDTWT pro třístupňovou DTWT. Blok $\uparrow 2$ realizuje expanzi posloupnosti, F_d (resp. F_h) je rekonstrukční dolní (horní) propust. Vstup - koeficienty obr.6.

Základem transformace DTWT a IDTWT je dvoukanálová banka rozkladových (H_h, H_d) a rekonstrukčních (F_h, F_d) filtrů viz. Obrázek 9.



Obrázek 9: Dvoukanálová banka filtrů

Tyto filtry musí splňovat podmínku inverzibility zajišťující totožný výstupní signál se zpožděným vstupním signálem, $x'(n) = x(n - \tau)$. Pro skutečné filtry s neideálními frekvenčními charakteristikami povede po podvzorkování k aliasingu.

Obrazy výstupních signálů rozkladových filtrů jsou

$$C_i(z) = H_i(z)X(z), \quad i = h, d. \quad (3.9)$$

Podvzorkováním obdržíme signály které mají obrazy

$$Y_i(z) = \frac{1}{2} \left[C_i \left(z^{1/2} \right) + C_i \left(-z^{1/2} \right) \right], \quad i = h, d. \quad (3.10)$$

Po expanzi získáme tyto obrazy signálů

$$Q_i(z) = Y_i(z^2) = \frac{1}{2} [C_i(z) + C_i(-z)] = \frac{1}{2} [H_i(z)X(z) + H_i(-z)X(-z)], \quad i = h, d. \quad (3.11)$$

obraz výstupního (rekonstruovaného) signál

$$\begin{aligned} X'(z) &= F_d(z)Q_d(z) + F_h(z)Q_h(z) = \\ &= \frac{1}{2} [F_d(z)H_d(z) + F_h(z)H_h(z)]X(z) + \frac{1}{2} [F_d(z)H_d(-z) + F_h(z)H_h(-z)]X(-z) \end{aligned} \quad (3.12)$$

První člen by měl korespondovat se zpožděným vstupním signálem. Druhý člen nám udává vliv aliasingu, pro potlačení aliasingu musí být tento člen nulový.

Pro věrnou rekonstrukci vstupního signálu musí být splněny následující podmínky

$$F_d(z)H_d(z) + F_h(z)H_h(z) = 2z^{-\tau}, \quad (3.13)$$

a

$$F_d(z)H_d(-z) + F_h(z)H_h(-z) = 0, \quad (3.14)$$

když τ je fázové zpoždění filtrů $F_d(z)H_d(z)$ a $F_h(z)H_h(z)$. Z této podmínky můžeme vybrat následující antialiasingové filtry

$$F_d(z) = H_h(-z) \quad \text{a} \quad F_h(z) = -H_d(-z) \quad (3.15)$$

nebo

$$F_d(z) = -H_h(-z) \quad \text{a} \quad F_h(z) = H_d(-z) \quad (3.16)$$

Po zavedení jednoho z antialiasingového filtru (3.15) nebo (3.16) do (3.13) můžeme tuto rovnici upravit na

$$F_d(z)H_d(z) - F_d(-z)H_d(-z) = P_d(z) - P_d(-z) = 2z^{-\tau}, \quad (3.17)$$

Filtry $P_d(z)$ a $P_d(-z)$ jsou zrcadlovými filtry, kde $P_d(z)$ je dolní propust a $P_d(-z) = P_h(z)$ je horní propust. Za předpokladu kauzální dolní propusti $P_d(z)$ s impulsní charakteristikou

$$p_d(n) = \{p_d(0), p_d(1), p_d(2), p_d(3), p_d(4), p_d(5), p_d(6)\}, \quad (3.18)$$

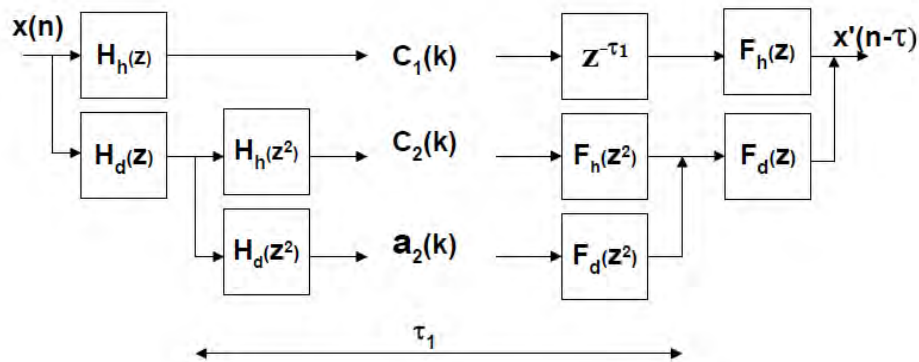
Horní propust $P_d(-z) = P_h(z)$ poté musí mít impulsní charakteristiku s opačnými znaménky u každého vzorku s lichým indexem.

$$p_d(n) = \{p_d(0), -p_d(1), p_d(2), -p_d(3), p_d(4), -p_d(5), p_d(6)\}, \quad (3.19)$$

Abychom obdrželi po odečtení přenosových funkcí $P_d(z)$ a $P_d(-z)$ výraz $2z^{-3}$, musí být vzorky s lichými indexy s výjimkou vzorku $p_d(3)$ nulové. Vzorek $p_d(3)$ by měl být $p_d(3) = 1$. Abychom dosáhli konstantního zpoždění u obou zrcadlových filtrů, musí být jejich impulsní charakteristiky symetrické. Těmto podmínkám vyhovují tzv. půlpásmové filtry (halfband filters).

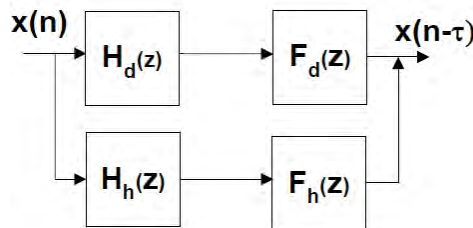
3.5 Redundantní DTWT

Redundantní DTWT je varianta transformace bez podvzorkování výstupů filtrů [2], viz Obrázek 10.



Obrázek 10: Přímá a zpětná redundantní DTWT, 2 stupně rozkladu

Množství koeficientů u tohoto typu transformace narůstá úměrně s počtem pásem na která je signál rozkládán. Na Obrázek 11 jsou zachyceny podmínky, které musí takový filtr splňovat pro správnou zpětnou rekonstrukci signálu.



Obrázek 11: Dvoukanálová banka rozkladových a rekonstrukčních filtrů redundantní DTWT

Ze schéma na obr.10 vyplývá

$$Y(z) = [F_d(z)H_d(z) + F_h(z)H_h(z)]X(z), \quad (3.20)$$

odkud

$$F_d(z)H_d(z) + F_h(z)H_h(z) = 2z^{-\tau}, \quad (3.21)$$

Uvažujeme-li platnost rekonstrukční podmínky DTWT s decimací

$$F_d(z) = H_h(-z) \quad \text{a} \quad F_h(z) = -H_d(-z) \quad (3.22)$$

nebo

$$F_d(z) = -H_h(-z) \quad \text{a} \quad F_h(z) = H_d(-z) \quad (3.23)$$

poté bude pro půlpásmové filtry platit

$$P_d(z) - P_h(z) = z^{-\tau} \quad (3.24)$$

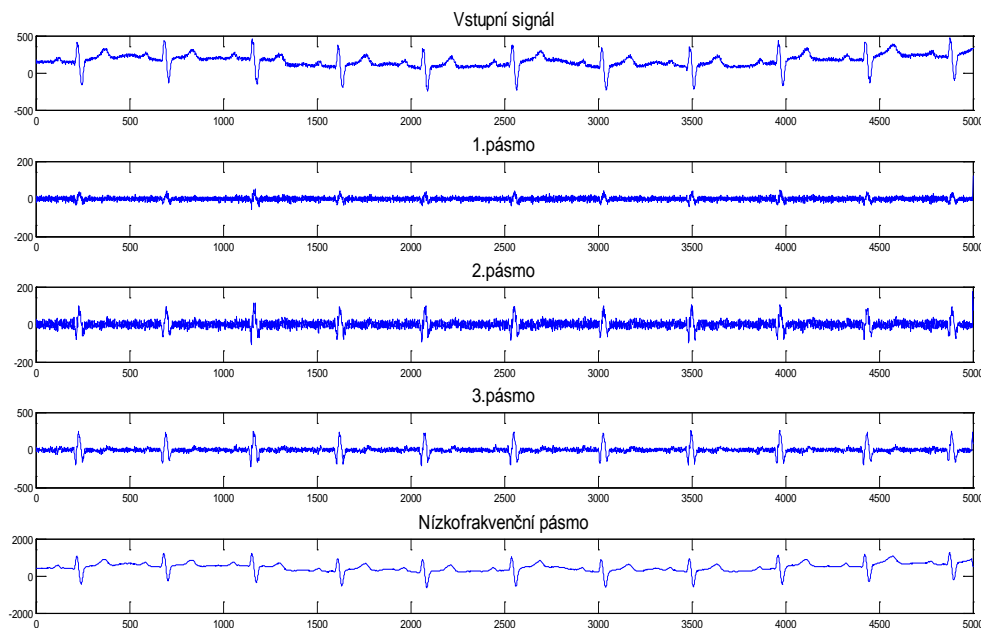
Porovnáním podmínek(3.24) a (3.17) pro DTWT s decimací je patrné, že pro věrnou rekonstrukci vstupního signálu je až na chybějící konstantu 2 na pravé straně (3.24) stejná jako u DTWT s decimací. Modul přenosu dolních propustí na $\omega = 0$ (horních propustí $\omega = \pi$) musí být 1 a nikoliv $2^{1/2}$ jako u DTWT s decimací.

Koeficienty redundantní DTWT nejsou závislé na posunutí vstupního signálu. Z tohoto důvodu je redundantní DTWT vhodnější pro filtraci signálů nebo detekci charakteristických útvarů v signálech.

4 Filtrace signálu s využitím DTWT

Filtraci signálu používáme pro odstranění šumu z užitečného signálu, aniž bychom poškodili informaci obsaženou v užitečném signálu. Pro zpracování signálu s nestacionárním charakterem, za který lze považovat signál EKG, lze poměrně dobře aplikovat metodu vlnkové transformace.

Tato metoda nám rozloží signál do jednotlivých frekvenčních pásem. Vzniklé koeficienty DTWT jsou poté vhodně upravovány (prahováním) a poté zpětně transformovány.



Obrázek 12: Rozložení vstupního signálu do jednotlivých pásem po provedení DTWT. bylo použito

Při návrhu takového filtru musíme vzít v úvahu dva problémy:

- a) výběr vhodného typu DTWT
- b) volba vhodné strategie úpravy koeficientů DTWT

4.1 Výběr typu DTWT

Výběr metody DTWT provádíme z následujících hledisek

Objem dat

- klasická DTWT s decimovanými výstupy rozkladových filtrů,
- redundantní DTWT

Rozkladových a rekonstrukčních filtrů mezi

- filtry s reálnými impulsními charakteristikami,
- filtry s komplexními impulsními charakteristikami.

Rozkladového stromu

- dyadickou DTWT,
- paketovou DTWT (s úplným či neúplným rozkladovým stromem)

Při porovnání filtrací DTWT s decimací a redundantní DTWT má lepší výsledky redundantní DTWT oproti DTWT s decimací. To je dáno citlivostí filtrů na použitých bankách filtrů. U DTWT je mnohem vyšší než-li u redundantní DTWT.

4.2 Prahování koeficientů reálné DTWT

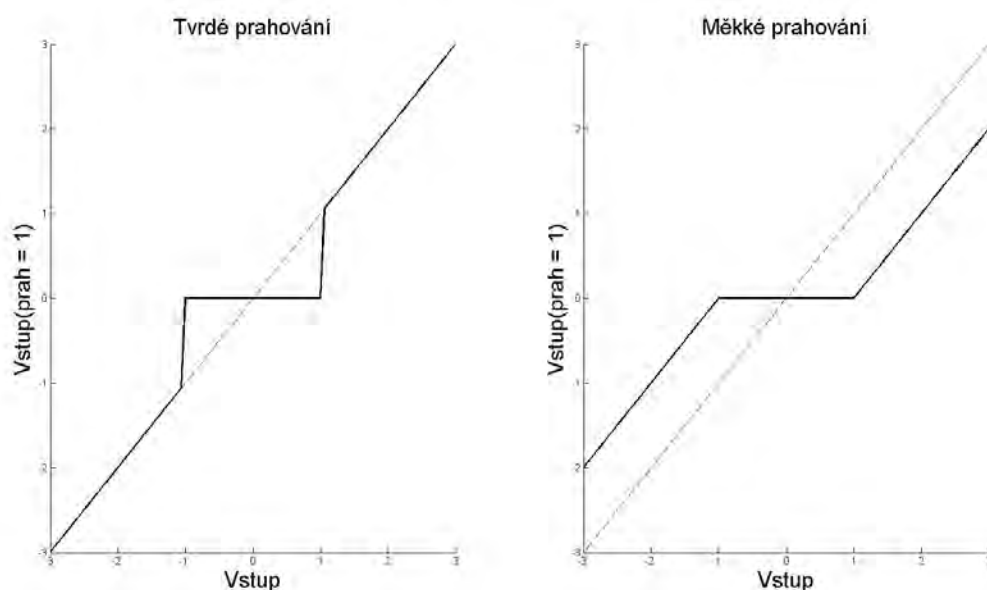
Základními typy prahování koeficientů DTWT jsou tvrdé a měkké prahování. Označme x vstupní hodnota, λ práh, λx výstupní hodnota. Pro tvrdé prahování platí [5]:

$$\lambda_x = \begin{cases} x & \text{pro } |x| > \lambda \\ 0 & \text{pro } |x| \leq \lambda \end{cases} \quad (4.1)$$

Pro měkké prahování

$$\lambda_x = \begin{cases} \text{sign}(x)(|x| - \lambda) & \text{pro } |x| > \lambda \\ 0 & \text{pro } |x| \leq \lambda \end{cases} \quad (4.2)$$

Grafické znázornění těchto způsobů prahování je na Obrázek 13



Obrázek 13 Grafické znázornění prahování, vlevo tvrdé, vpravo měkké, prahová hodnota $\lambda = 1$

Další metody prahování mohou být poloměkké, hybridní (nezáporná garota) a hyperbolické. Pro poloměkké prahování platí podmínky:

$$\lambda x = \begin{cases} 0 & \text{pro } |x| \leq \lambda_1 \\ \text{sign}(x) \frac{\lambda_2(|x| - \lambda_1)}{\lambda_2 - \lambda_1} & \text{pro } \lambda_1 < |x| \leq \lambda_2 \\ x & \text{pro } |x| > \lambda_2 \end{cases} \quad (4.3)$$

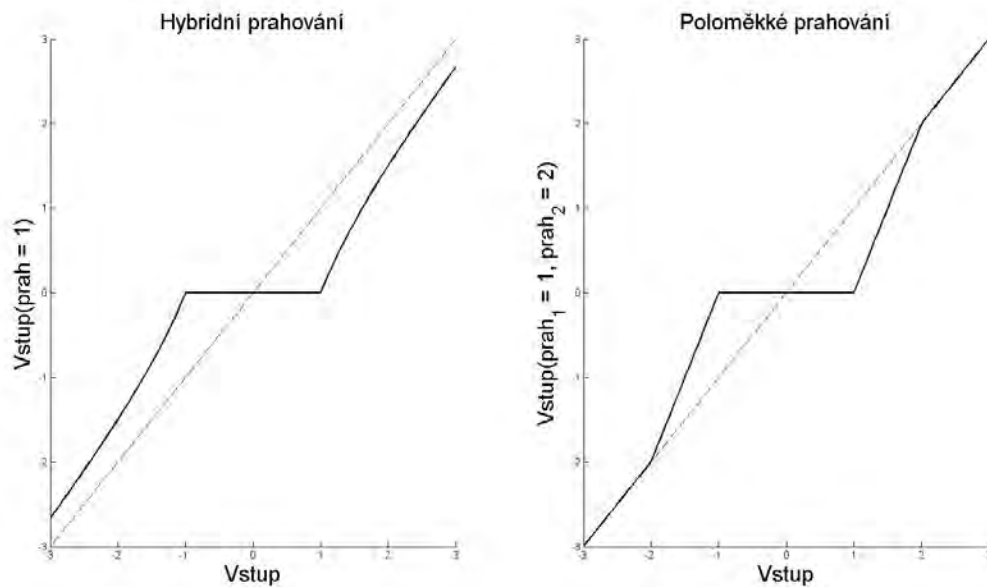
Pro hybridní metodu prahování platí podmínky:

$$\lambda x = \begin{cases} 0 & \text{pro } |x| \leq \lambda \\ x - \frac{\lambda^2}{x} & \text{pro } |x| > \lambda \end{cases} \quad (4.4)$$

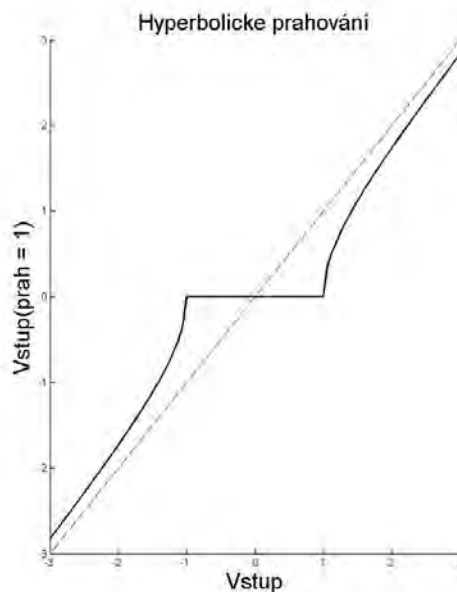
Pro hyperbolické prahování platí podmínky

$$\lambda x = \begin{cases} 0 & \text{pro } |x| < \lambda \\ \text{sign}(x) \sqrt{x^2 - \lambda^2} & \text{pro } |x| > \lambda \end{cases} \quad (4.4)$$

Na Obrázek 13 a Obrázek 14 máme tyto metody graficky znázorněny

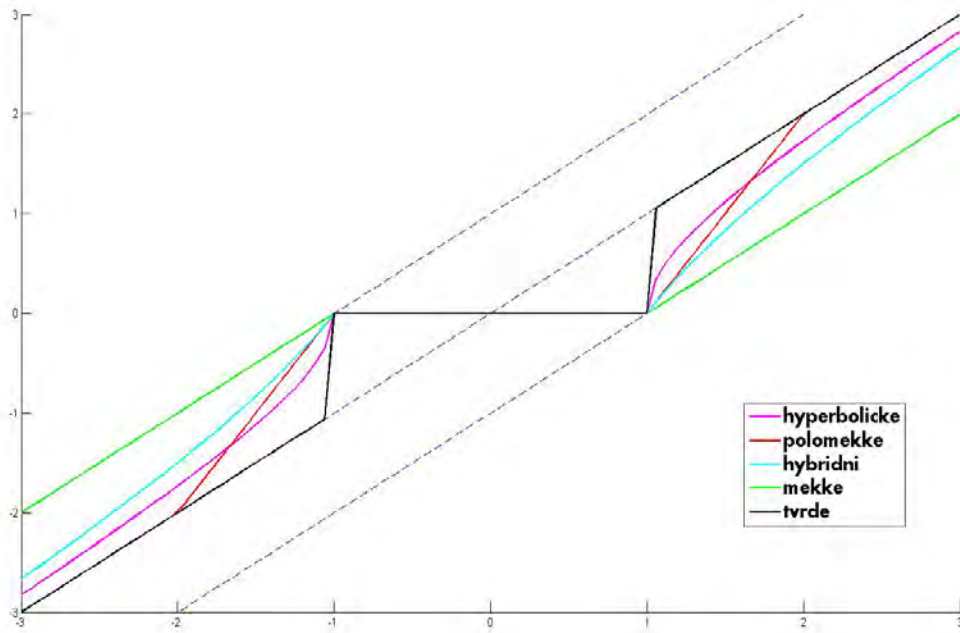


Obrázek 14 Grafické znázornění metod prahování, vlevo hybridní, vpravo poloměkké, prahová hodnota $\lambda = 1$



Obrázek 15 Grafické znázornění hyperbolickeho prahování, prahová hodnota $\lambda = 1$

Na Obrázek 16 máme v jednom grafu vyobrazeny všechny průběhy více zmíněných prahovacích metod. Jak můžeme sledovat, tak se prahové hodnoty pohybují v rozmezí ohraničené měkkým a tvrdým prahováním. Můžeme říci, že hybridní, hyperbolicke a poloměkké prahování tvoří kompromis mezi měkkým a tvrdým prahováním. Nevýhodou u poloměkkého prahování je, že musíme nastavovat dvě prahové hodnoty. Určení optimálních hodnot je algoritmicky i výpočetně velmi náročné.



Obrázek 16 Grafické znázornění průběhů prahovacích metod, prahové hodnoty $\lambda = 1$, pro polomečkové $\lambda_1 = 1$, $\lambda_2 = 2$.

4.2.1 Stanovení prahových hodnot pro vlnkovou filtraci

Prahové hodnoty nastavujeme s ohledem na úroveň šumu. Při nižší úrovni šumu nastavíme i menší prahové hodnoty, tím se sníží poškození užitečného signálu.

Řekněme že máme aditivní směs $x(n)$ užitečného signálu $s(n)$ a šumu $w(n)$

$$x(n) = s(n) + w(n) \quad (4.5)$$

Označením koeficientů DTWT vstupního signálu $x(n) \rightarrow y_m(n)$, užitečného signálu $s(n) \rightarrow u_m(n)$ a šum $w(n) \rightarrow v_m(n)$, kde n je index koeficientů m -té úrovně rozkladu, můžeme díky linearitě DTWT říci

$$y_m(n) = u_m(n) + v_m(n) \quad (4.6)$$

4.2.2 Rozptyl koeficientů DTWT bílého šumu

Z Parsevalova teorému můžeme zjistit rozptyl koeficientů DTWT samotného bílého šumu v jednotlivých pásmech

$$\begin{aligned}
\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} w^2(n) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} w(n) \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} W(\omega) e^{j\omega n} d\omega \\
&= \frac{1}{2\pi N} \int_0^{2\pi} W(\omega) \sum_{n=0}^{N-1} w(n) e^{j\omega n} d\omega \\
&= \frac{1}{2\pi N} \int_0^{2\pi} W(\omega) W(-\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi N} \int_0^{2\pi} |W(\omega)|^2 d\omega.
\end{aligned} \tag{4.7}$$

Levá strana (4.8) představuje (pro konečné N) odhad rozptylu bílého šumu $w(n)$, na pravé straně integrál přes periodu jeho výkonového spektra $|W(\omega)|^2$.

Průchod bílého šumu s výkonovým spektrem $R_{ww}(\omega) = \sigma_w^2$ lineárním filtrem s frekvenční charakteristikou $H(\omega)$ získáme na výstupu signál s výkonovým spektrem $\sigma_w^2 |H(\omega)|^2$. S přihlédnutím ke známým frekvenčním charakteristikám bank ideálních rozkladových filtrů pro dyadickou DTWT, můžeme dosazením výstupních výkonových spekter do pravé strany (4.8) dospět k rozptylům koeficientů dyadické DTWT v jednotlivých pásmech.

- Koeficienty dyadické DTFT s decimací mají charakteristiky ve všech pásmech shodný rozptyl

$$\sigma_w^2 = \sigma_{v_m}^2 \quad \text{pro } m = 1, 2, \dots, M \tag{4.8}$$

- Koeficienty dyadické redundantní DTFT mají charakteristiky v každém následujícím pásmu rozptyl o polovinu nižší

$$\sigma_w^2 = 2\sigma_{v_1}^2 = 4\sigma_{v_2}^2 = 8\sigma_{v_3}^2 = \dots \tag{4.9}$$

4.2.3 Univerzální práh

Hodnota prahu pro bílý šum s Gaussovým rozložením je odvozena [2]:

$$\lambda = \sigma_w \sqrt{2 \ln(N)}, \tag{4.10}$$

kde N je počet vzorků signálu \rightarrow práh roste s délkou signálu.

V některých praktických aplikacích je univerzální práh používán pro každé m -té pásmo zvlášť, zejména jedná-li se o šum barevný,

$$\lambda_m = \sigma_{v_m} \sqrt{2 \ln(N_m)}, \tag{4.11}$$

4.2.4 Empirický práh

Pokud pomocí univerzálního prahu nedosáhneme uspokojivých výsledků, jako další možnost máme násobit směrodatnou odchylku šumu empirickou konstantou K , prahová hodnota je potom dána [3]

$$\lambda = K\sigma_w, \quad (4.12)$$

popř. pro každé pásmo

$$\lambda_m = K_m\sigma_{v_m}. \quad (4.13)$$

4.2.5 Práh vycházející ze zobecněného Gaussova rozložení koeficientů

Rozložení koeficientů DTWT v jednotlivých pásmech lze u obecných obrazů popsat zobecněným Gaussovým rozložením. Zvláštní případy tohoto rozložení jsou Laplaceovo a Gaussovo. Na základě statistického modelu minimalizujeme podmíněnou střední kvadratickou odchylku filtrovaného signálu od signálu užitečného. Prahové hodnoty pro jednotlivá pásma jsou dány podílem rozptylu šumu a směrodatné odchylky užitečného signálu v m -tém pásmu[3]:

$$\lambda_m = \frac{\sigma_{v_m}^2}{\sigma_{u_m}}. \quad (4.14)$$

Z (2.16) vyplývá:

- Převažuje-li v m -tém pásmu směrodatná odchylka signálu užitečného nad šumovou, $\sigma_{v_m}/\sigma_{u_m} < 1$, práh stanovíme $\lambda_m < \sigma_{v_m}$
- Převažuje-li v m -tém pásmu směrodatná odchylka šumu nad odchylkou signálu užitečného, $\sigma_{v_m}/\sigma_{u_m} > 1$, práh stanovíme $\lambda_m > \sigma_{v_m}$.

Robustní odhad směrodatné odchylky šumu je výpočet dle vzorce (4.16)

$$\bar{\sigma}_{v_m} = \frac{\text{median}(|v_m|)}{0,6745}. \quad (4.15)$$

Tento odhad je někdy počítán pouze pro koeficienty DTWT v nejvyšším pásmu $m = 1$, protože v tomto pásmu očekáváme přítomnost šumu.

Směrodatnou odchylku koeficientů užitečného signálu v m -tém pásmu lze za předpokladu nezávislosti šumu a užitečného signálu psát

$$\sigma_{y_m}^2 = \sigma_{u_m}^2 + \sigma_{v_m}^2, \quad (4.17)$$

Odhad rozptylu koeficientů m -tého pásma signálu před filtrací lze

$$\bar{\sigma}_{y_m}^2 = \frac{1}{N_m} \sum_{n=0}^{N_m-1} y_m^2(n), \quad (4.18)$$

Z (4.15) odhad směrodatné odchylky koeficientů m -tého pásma užitečného signálu je

$$\bar{\sigma}_{u_m} = \sqrt{\max(\bar{\sigma}_{y_m}^2 - \bar{\sigma}_{v_m}^2, 0)}. \quad (4.19)$$

Výsledný odhad prahové hodnoty je

$$\bar{\lambda}_m = \frac{\bar{\sigma}_{v_m}^2}{\bar{\sigma}_{u_m}}. \quad (4.20)$$

5 Filtrace EKG signálů ve vlnkové oblasti

Za úkol máme v prostředí MATLAB realizovat vlnkový filtr pro potlačení myopotenciálů v elektrokardiogramech a testováním nalézt optimální nastavení a to pomocí stupně rozkladu vlnkové transformace, použitím vhodných bank rozkladových a rekonstrukčních filtrů, různými metodami prahování a nastavením prahů. Následné výsledky filtrace zhodnotíme pomocí dosaženého poměru signál / šum (SNR).

Poskytnuté signály pro testování pochází z databáze CSE, které jsou určeny pro testování různými filtračními metodami. Z této databáze jsme pro filtraci vybrali tyto signály : *MO1_001_12_f*, *MO1_003_12_f*, *MO1_008_12_f*, *MO1_015_12_f*, *MO1_042_12_f*. Jedná se o dvanácti svodový záznam signálu EKG. Z těchto 12-ti svodů jsme vybrali jeden svod, ke kterému jsme přidali aditivní šum odpovídající myopotenciálům. Pro následovné odstranění šumu jsme použili redundantní dyadickou DTWT. Zašuměný signál jsme rozložili do pásem podle stupně rozkladu.

Pro rozložení signálu do jednotlivých pásem jsme mohli využít několik předdefinovaných bank filtrů. Jednotlivé typy filtrů mají různě dlouhé impulsní charakteristiky (ICH). Delší impulzní charakteristiku mají např. Daubechiesové *db5*, kratší např. *db1*, *haar*.

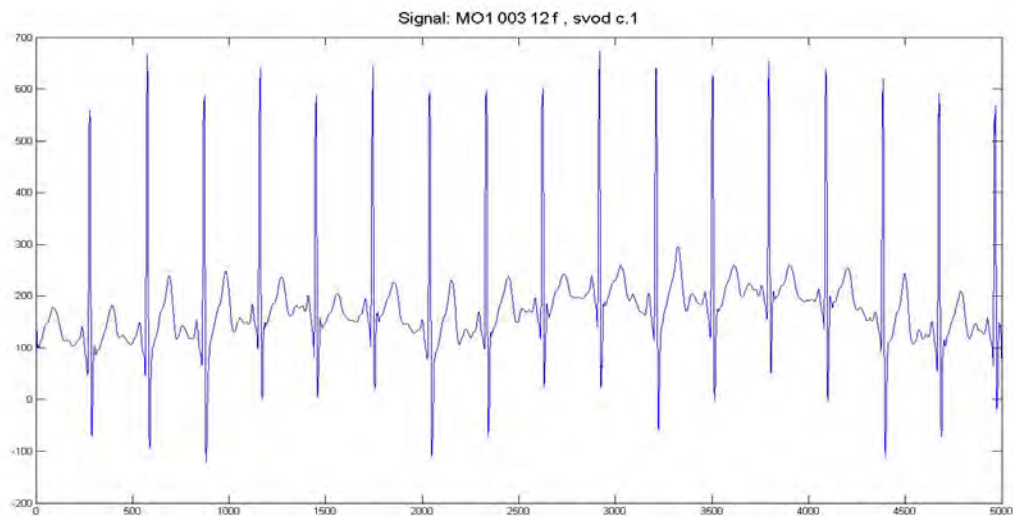
Dále jsme volili mezi měkkým, tvrdým, hybridním a hyperbolickým prahováním koeficientů. Hodnotu prahu jsme si stanovili jednak jako univerzální $\lambda = \sigma_w \sqrt{2 \ln(N)}$, a také jako empirický $\lambda = K \sigma_w$. Směrodatnou odchylku jsme určili pomocí hrubého odhadu pro

jednotlivá pásma v úsecích mezi R vlnami. Po prahování jsme provedli inverzní DTWT a z výsledného signálu vypočítali SNR pro jednotlivé metody pomocí vzorce (5.1).

$$SNR = 10 \log_{10} \frac{\sum_{n=1}^{N-1} [s(n)]^2}{\sum_{n=1}^{N-1} [\lambda y(n) - s(n)]^2} [dB] \quad (5.1)$$

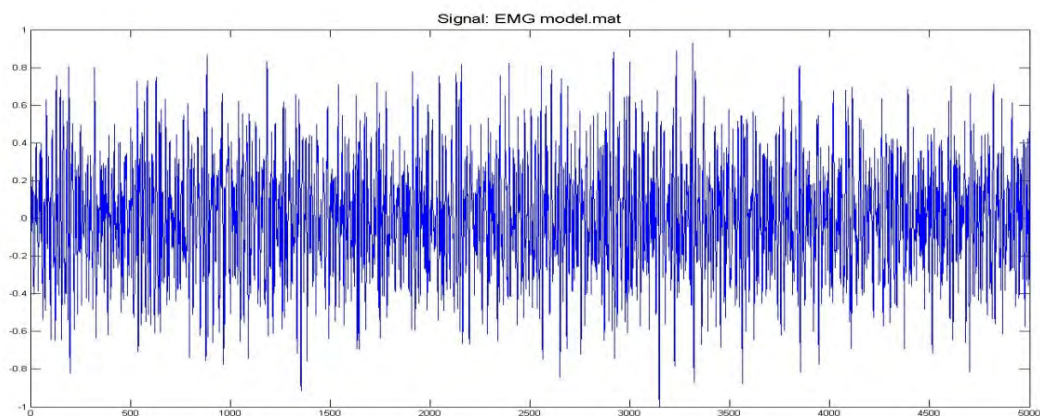
5.1 Použité signály

Pro testování filtru jsme vybrali z každého záznamu první svod z dvanácti svodového záznamu EKG, se kterými budeme dále pracovat. Na Obrázek 17 je znázorněn průběh záznamu signálu MO1_003_12_f.



Obrázek 17: Průběh signálu MO1_003_12_f, svod č.1

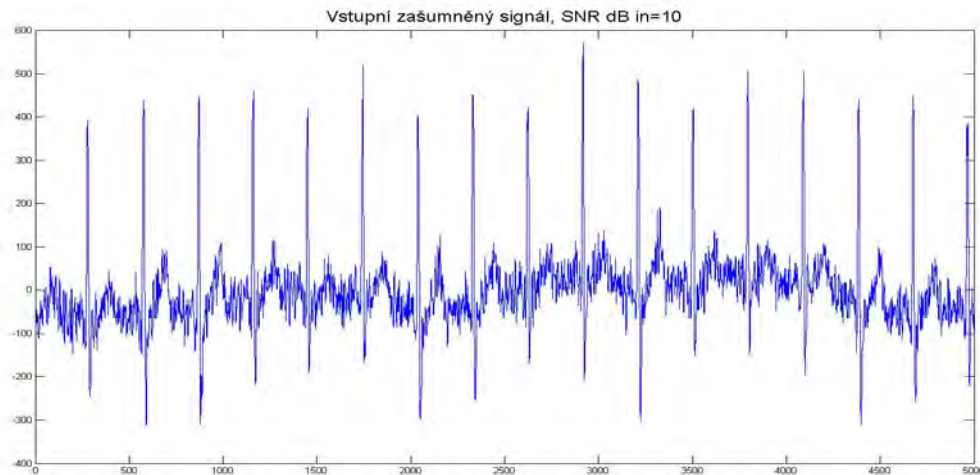
K těmto signálům jak již bylo zmíněno přičítáme šum odpovídající myopotenciálům. Tento šum jsme získali ze signálu *EMG_model.mat*. Jeho průběh je znázorněn na Obrázek 18.



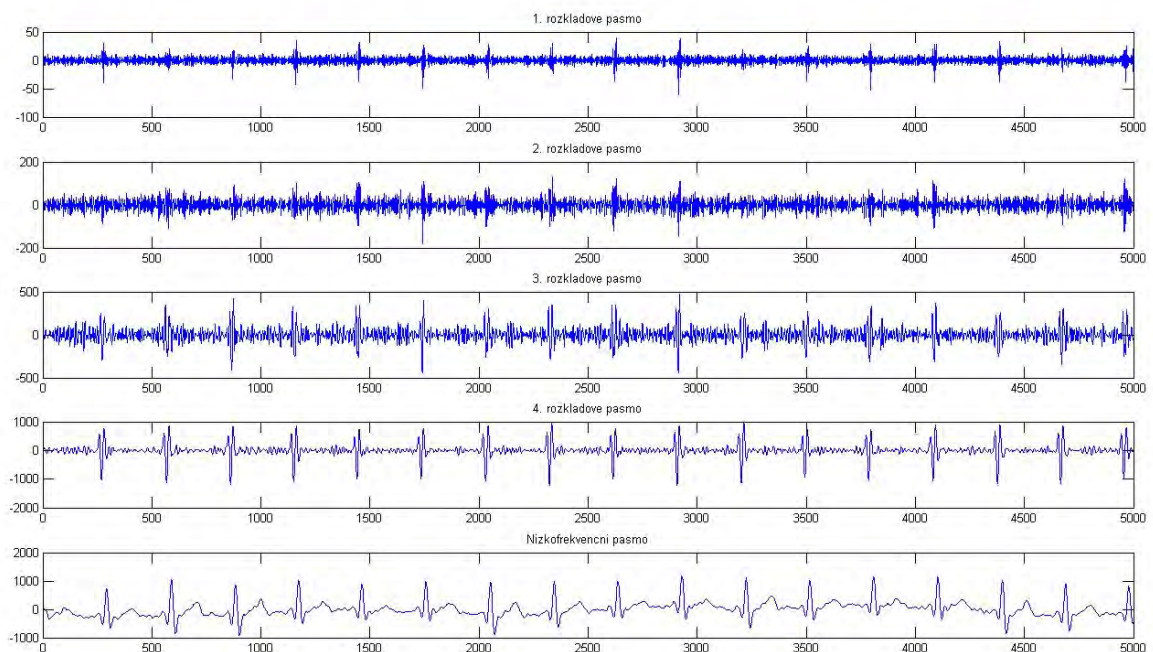
Obrázek 18: Záznam aditivního šumu tvořícího myopotenciály, signál EMG_model.mat

5.2 Výsledky experimentů

Pro naše experimenty jsme využili výše zmíněné signály a šumovou složku *EMG_model.mat*. Při přičtení šumového signálu jsme nastavili několik vstupních hodnot poměru signál/šum. Pomocí funkce *SWT* v prostředí Matlab jsme pomocí rozkladových bank filtrů signál rozložili na jednotlivá pásma. Z těchto pokusů nám vyšlo jako nejideálnější nastavení stupeň rozkladu do 4 pásem. Na Obrázek 19 je znázorněn zašuměný signál. Obrázek 19 nám ukazuje rozložení tohoto signálu do 4 pásem.



Obrázek 19: Vstupní zašuměný signál, SNR_{dB in}=10



Obrázek 20: Rozložení signálu do jednotlivých pásem

Na Obrázek 20 je zobrazeno i páté pásmo rozkladu. S tímto nízkofrekvenčním pásmem nepracujeme, jelikož v něm předpokládáme minimální výskyt rušení. Jeho úpravou bychom mohli navíc ovlivnit nízkofrekvenční část daného signálu.

5.2.1 Výběr banky rozkladových a rekonstrukčních filtrů

Pro zjištění relativně nejlepší banky filtrů jsme využili tvrdé prahování s univerzální hodnotou prahu. Měli jsme na výběr z mnoha bank rozkladových a rekonstrukčních filtrů a to jak s krátkou impulsní charakteristikou (haar, db2,...) tak s delší impulsní charakteristikou (db8,sym8,...). V tabulce 1 jsou uvedeny průměrné hodnoty pro výsledné výstupní poměry signál/šum zvolených bank filtrů. Z těchto hodnot můžeme říci že nejlepších výsledků dosáhly banky *db2* a *coif2*. Pro další práci jsme si zvolili filtr *coif2*.

Tabulka 1 Účinnost jednotlivých bank vlnkových filtrů

SNR_in	SNR_dB_out _{průměr}									
	haar	db2	db8	bior1.5	bior5.5	sym2	sym8	coif2	dmey	rbior1.3
5	14,29	15,69	13,63	15,09	14,75	14,58	14,78	14,95	14,08	14,45
10	18,17	19,13	17,15	18,38	18,68	19,13	18,49	19,30	16,61	18,85
15	22,22	23,38	21,55	22,42	22,90	23,38	22,50	23,49	19,84	22,98
20	25,68	26,96	25,70	26,27	26,85	26,96	26,11	27,15	23,78	27,13
průměr	20,09	21,29	19,51	20,54	20,80	21,01	20,47	21,22	18,58	20,85

5.2.2 Prahové hodnoty

Vhodný výběr prahové hodnoty je pro vlnkovou filtraci zásadní. Při použití příliš malé hodnoty prahu vzhledem k šumu může dojít k nedostatečné úpravě koeficientů, které představují především šum, a tím pádem se ve výsledném signálu opět projeví šum v užitečném signálu. Naopak při příliš vysoká hodnota prahu může odstranit užitečnou část signálu EKG s šumovou.

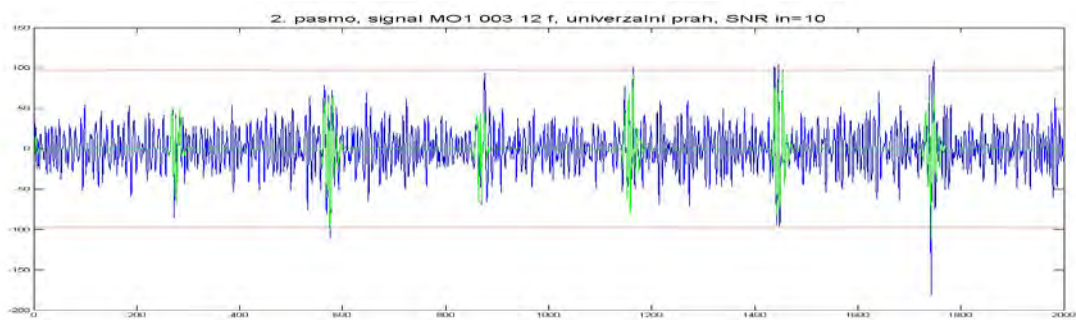
Prahovou hodnotou budeme upravovat koeficienty v jednotlivých pásmech rozloženého signálu. Pro výpočet prahových hodnot využijeme univerzálního a empirického výpočtu prahu. Jak již bylo výše zmíněno, směrodatnou odchylku šumu jsme určili pro každé pásmo zvlášť v úsecích mezi R-R intervalem pomocí metody hrubého odhadu. Pro zjištění výskytu R vlny jsme použili detektor R vln. Prahovou hodnotu jsme určili obdobně jako banku vlnkového filtru, kdy jsme vlnkový filtr *coif2* a tvrdé prahování. V tabulce 2 jsou uvedeny průměrné výsledné hodnoty poměru signál/šum pro jednotlivé prahové hodnoty.

Tabulka 2 Průměrné hodnoty signál/šum pro jednotlivé prahové hodnoty

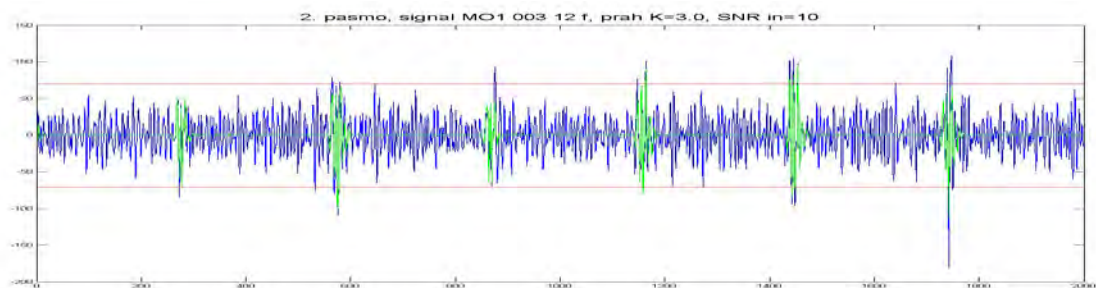
SNR_in	SNR_dB_out _{průměr}				
	univerzální	K=2,8	K=3	K=3,5	K=3,8
5	15,26	15,66	15,69	15,50	15,21
10	19,85	19,44	19,86	19,74	18,81
15	23,77	23,84	23,91	23,75	23,68
20	27,55	27,74	27,79	27,52	27,35
průměr	21,61	21,67	21,81	21,63	21,26

Z Tabulka 2 můžeme vyčíst že nejlepších hodnot výsledného SNR dosáhneme při použití empirického prahování s hodnotou $K=3$.

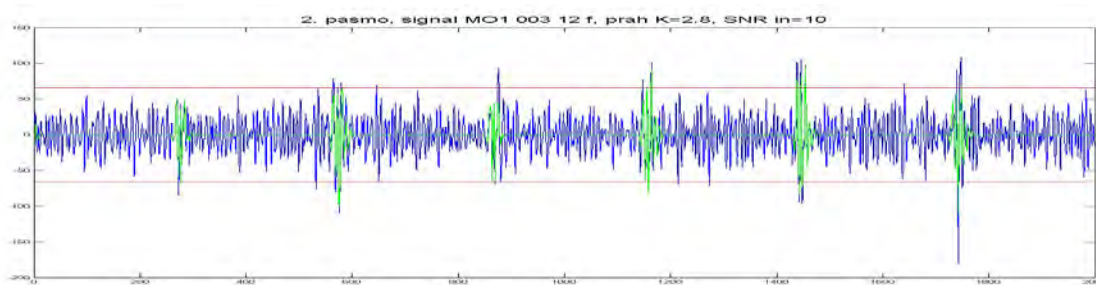
Na Obrázek 20, Obrázek 21, Obrázek 22 můžeme vidět jak se projeví jednotlivé prahové hodnoty na koeficienty signálu v rozloženém pásmu, v našem případě pro druhé pásmo signálu MO1_003_12_f se vstupním SNR = 10dB. Červená čára označuje prahové hodnoty, zelená je užitečný signál a modrá zašuměný signál. Můžeme vidět, že šum dosahuje velikosti užitečného signálu.



Obrázek 21 2. rozkladové pásmo, banka filtru coif2, použití univerzálního prahu



Obrázek 22 2. rozkladové pásmo, banka filtru coif2, použití empirické hodnoty prahu $K=3$



Obrázek 23 2. rozkladové pásmo, banka filtru *coif2*, použití empirické hodnoty prahu $K=2,8$

5.2.3 Porovnání jednotlivých metod prahování

Dalším krokem jsme zjišťovali nejlepší metodu prahování. Pro tyto experimenty jsme zvolili vlnkový filtr *coif2*, a empirickou prahovou hodnotu s $K=3$. Výsledné hodnoty filtru s těmito parametry se v našem případě jeví jako nejlepší. Nyní budeme testovat a porovnávat jednotlivé metody prahování. Těmi budou měkké, tvrdé, hybridní a hyperbolické. V Tabulka 3 můžeme porovnat výsledné poměry SNR jednotlivých metod

Tabulka 3 Využití jednotlivých metod prahování

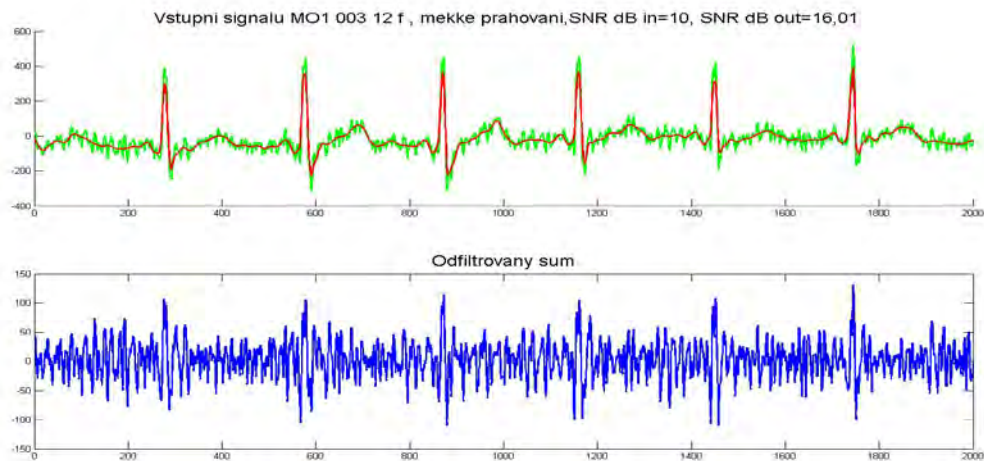
SNR_DB_in	měkké	tvrdé	hybridní	hyperbolické
5	12,84092	15,69374	14,28018	15,0872
8	14,6976	18,31162	16,78174	17,68938
10	16,00692	19,85796	20,49642	19,37462
12	17,36842	21,54828	20,22642	21,07052
15	19,4787	23,91392	22,8039	23,55278
20	23,00608	27,78644	26,82222	27,45226
průměr	17,23311	21,18533	20,23515	20,70446

Z Tabulka 3 vidíme že nejlepších hodnot dosahuje metoda tvrdého prahování. Nejhorší je na tom prahování měkké. Dále se podíváme na výsledné signály pro každou metodu zvlášť. Ukázkové signály jsou zatíženy vstupním šumem $SNR=10dB$.

Měkké prahování

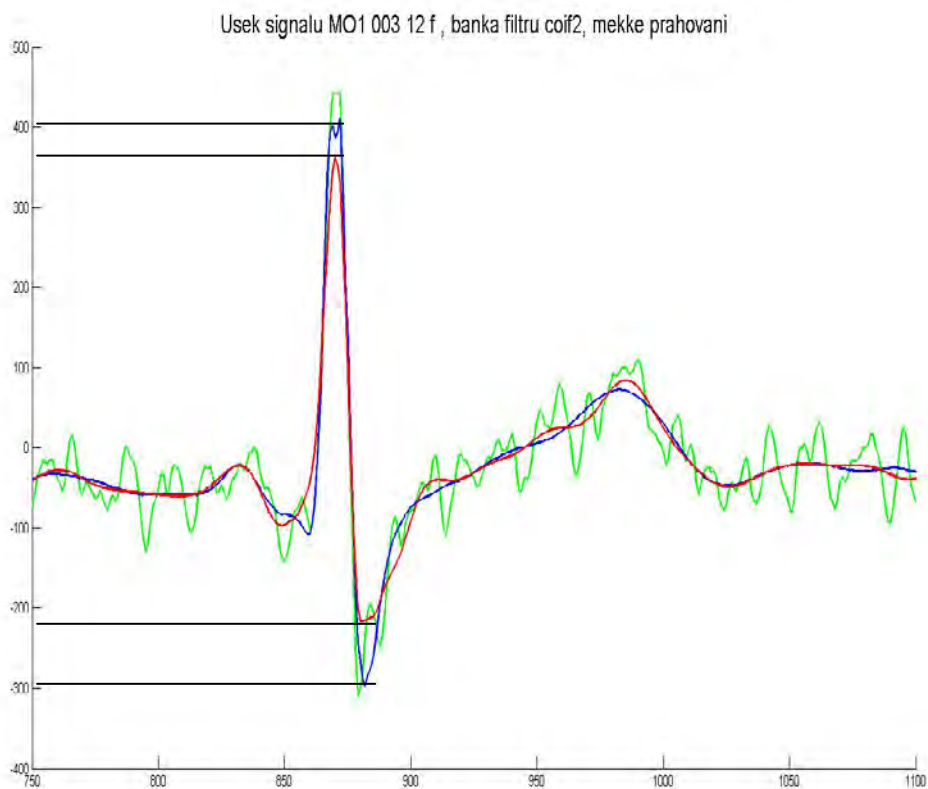
U měkkého prahování nám výsledná hodnota poměru signál/šum vyšla jako nejhorší. To je dáno velkým snížením extrému. Toto oříznutí můžeme pozorovat na horním průběhu v Obrázek 24. V případě tohoto průběhu signálu se jedná o vlnu R a také o vlnu S. Odfiltrované

R vlny můžeme pozorovat na dolním průběhu kde máme zobrazen odfiltrovaný šum.



Obrázek 24: Vyfiltrovaný signál EKG, odfiltrovaný šum, měkké prahování, nahore: červeně - vyfiltrovaný signál, zeleně- vstupní zašuměný signál, dole - odfiltrovaný šum

Obrázek 25 nám ukazuje výřez z úseku signálu a tvarové změny tohoto signálu po použití měkkého prahování. V grafu je vyznačen pokles R vlny a také oříznutí S vlny. Výsledný signál je poměrně dobře vyhlazen.

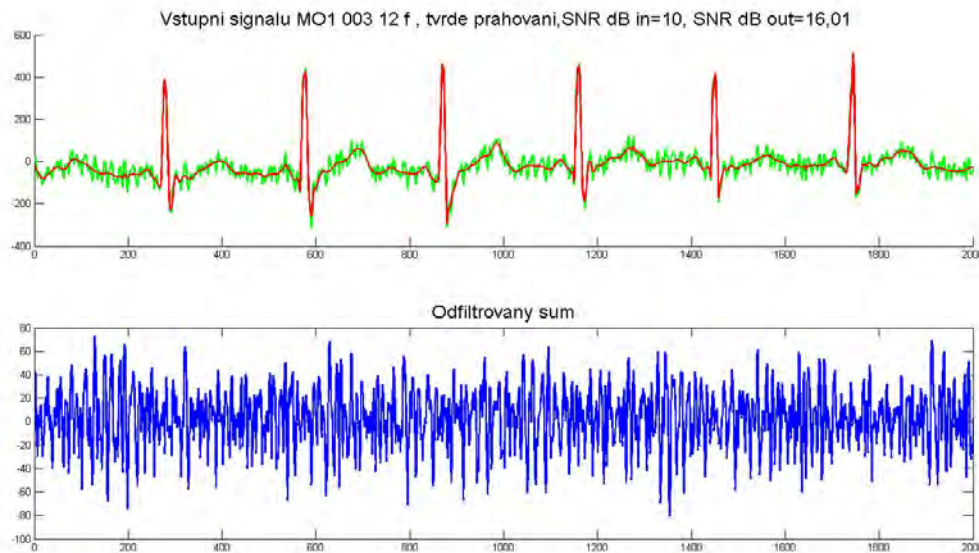


Obrázek 25: Tvarové změny signálu po měkkém prahování, zelený - vstupní zašuměný signál, modrý - originální signál, červený - filtrovaný signál

Dá se říci, že výhodou měkkého prahování je, že signál vyhladí i při velkých kmitech šumu, ale značně znehodnotí extrémní potlačením jejich velikosti.

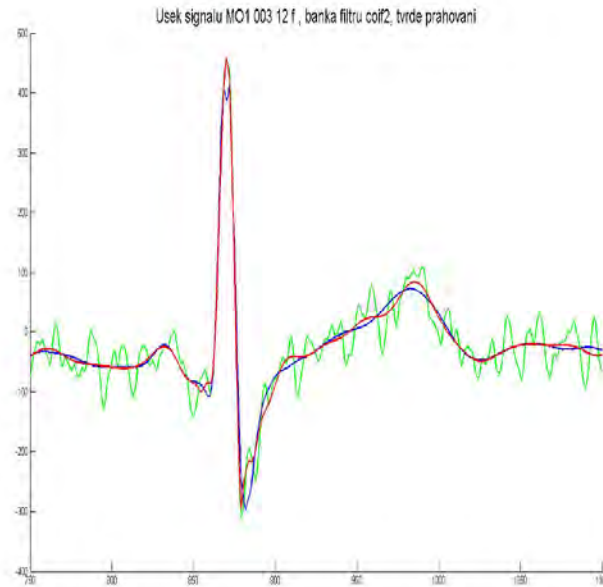
Tvrdé prahování

Podle výsledných poměrů signál/šum z Tabulka 3 můžeme říct, že tvrdé prahování je z těchto metod nejlepší. Úsek signálu po tvrdém prahování máme znázorněn na Obrázek 26. U tvrdého prahování můžeme pozorovat, že extrémní jsou zachovány nebo pouze mírně oříznuty.



Obrázek 26 Vyfiltrováný signál EKG, odfiltrováný šum, tvrdé prahování, nahoře: červeně - vyfiltrováný signál, zeleně- vstupní zašuměný signál, dole - odfiltrováný šum

Na Obrázek 27 máme znázorněny tvarové změny výstupního signálu. Můžeme zde vidět zvýšení a tvarové zkreslení R vlny oproti původnímu signálu, to je dáno ponecháním šumové složky. Tvarové zkreslení postihlo i S vlnu, navíc jsou zde patrné mírné zákmity. Ze signálu je navíc odstraněn zákmit Q na začátku R vlny.

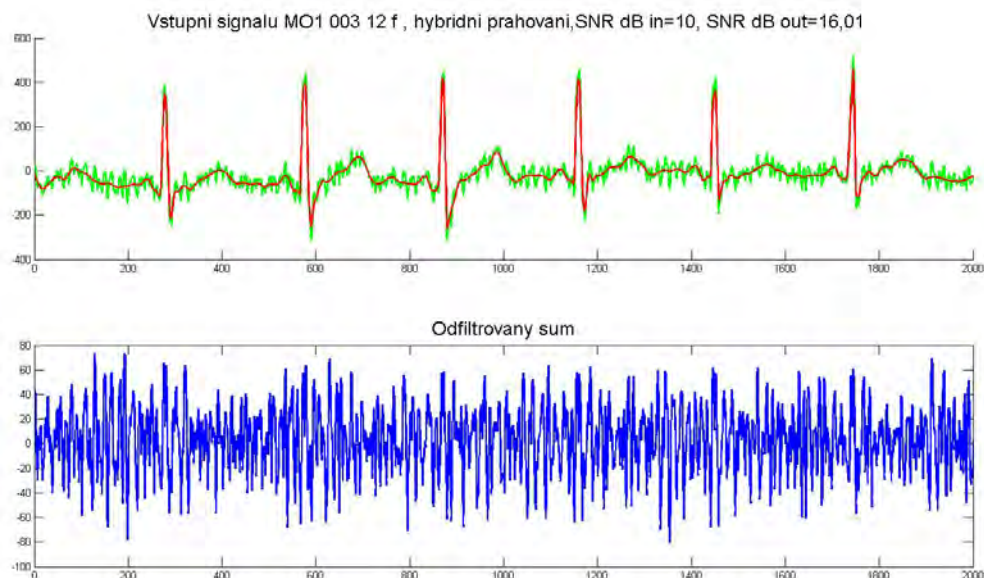


Obrázek 27: Tvarové změny signálu po tvrdém prahování, zelený - vstupní zašuměný signál, modrý - originální signál, červený - filtrovaný signál

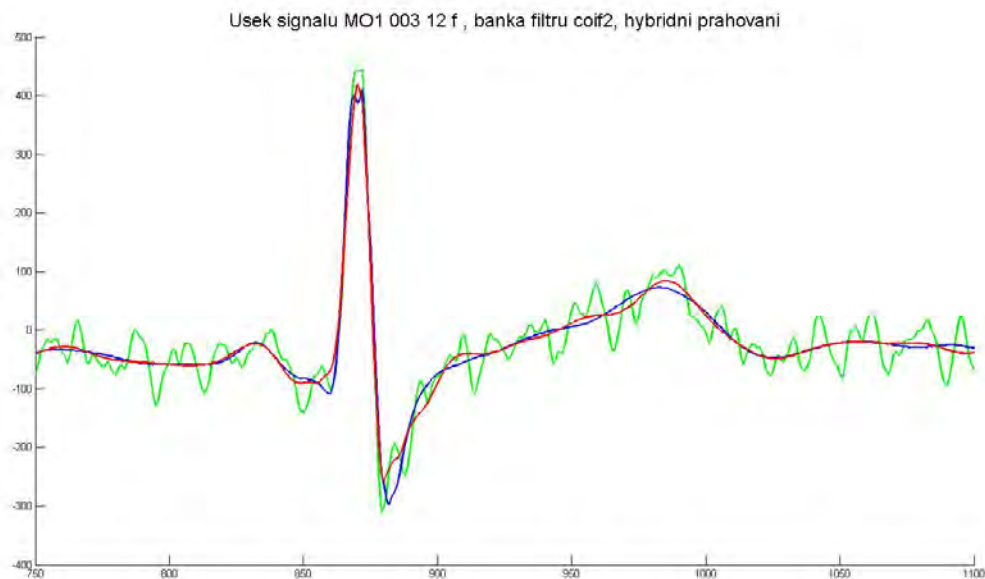
Dalšími typy prahování jsou hybridní, tzv. non-negative garrote a hyperbolické. Tyto typy se vyznačují jakýmsi kompromisem mezi měkkým a tvrdým prahováním. Jako kompromis se myslí přijetí toho nejlepšího z předchozích metod. Od měkkého prahování dobré vyhlazení. Od tvrdého potom zachování QRS komplexu.

Hybridní prahování

Obrázek 28 nám ukazuje výstupní signál. Na výřezu úseku signálu na Obrázek 28 můžeme pozorovat zanechání velikosti R vlny ale mírného tvarového zkreslení.



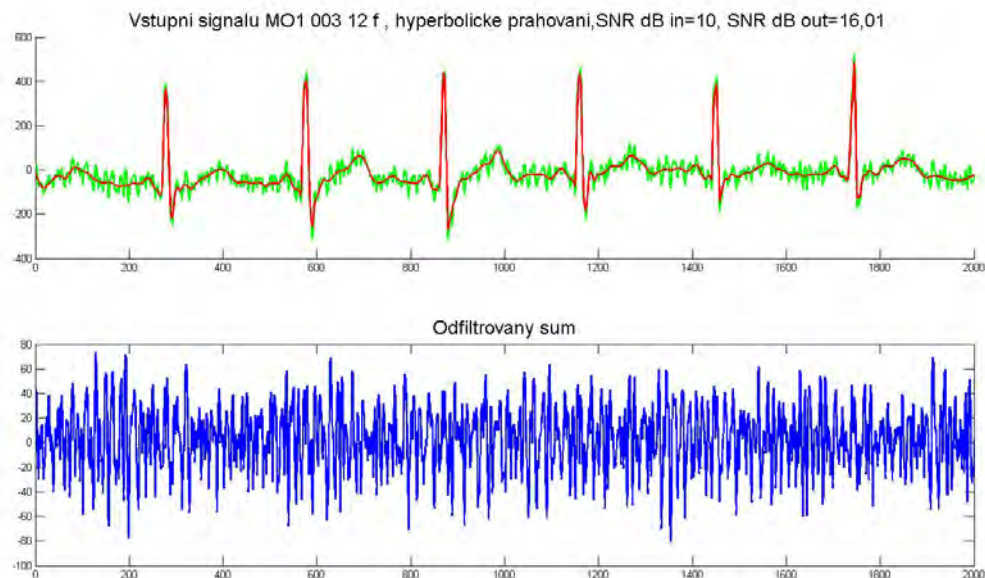
Obrázek 28: Vyfiltrovaný signál EKG, odfiltrováný šum, hybridní prahování, nahoře: červeně - vyfiltrovaný signál, zeleně- vstupní zašuměný signál, dole - odfiltrováný šum



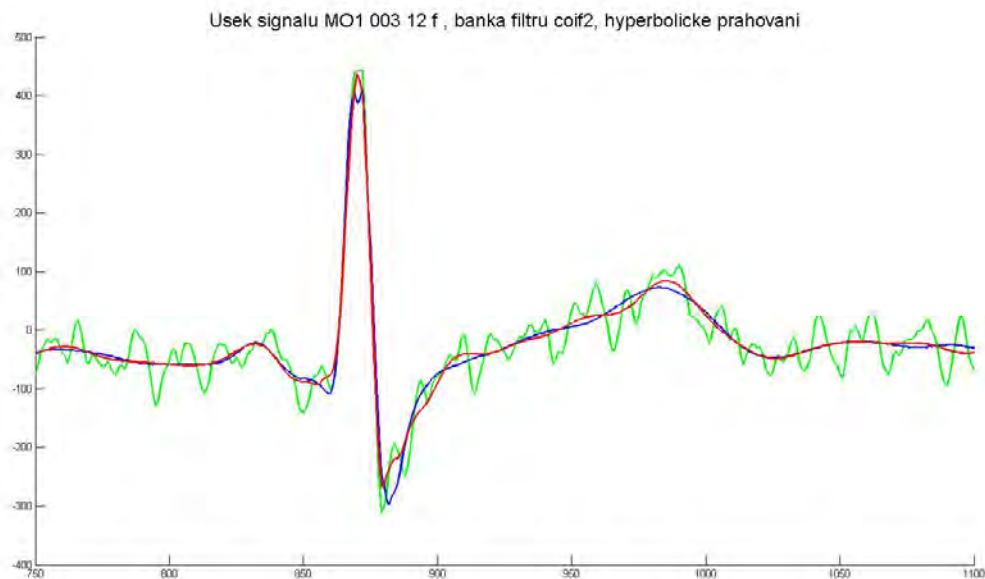
Obrázek 29 Tvarové změny signálu po hybridním prahování, zelený - vstupní zašuměný signál, modrý - originální signál, červený - filtrovaný signál

Hyperbolické prahování

Hyperbolické prahování je hodně podobné hybridnímu. Vlny R mají zachovanou velikost, což můžeme pozorovat na Obrázek 31. Dále je zde opět vidět vymizení zákmitu Q. Jinak je signál poměrně dobře vyhlazen.



Obrázek 30 Vyfiltrovaný signál EKG, odfiltrováný šum, hybridní prahování, nahoře: červeně - vyfiltrovaný signál, zeleně- vstupní zašuměný signál, dole - odfiltrováný šum



Obrázek 31 Úsek signálu po hybridním prahování, zelený - vstupní zašuměný signál, modrý - originální signál, červený - filtrovaný signál

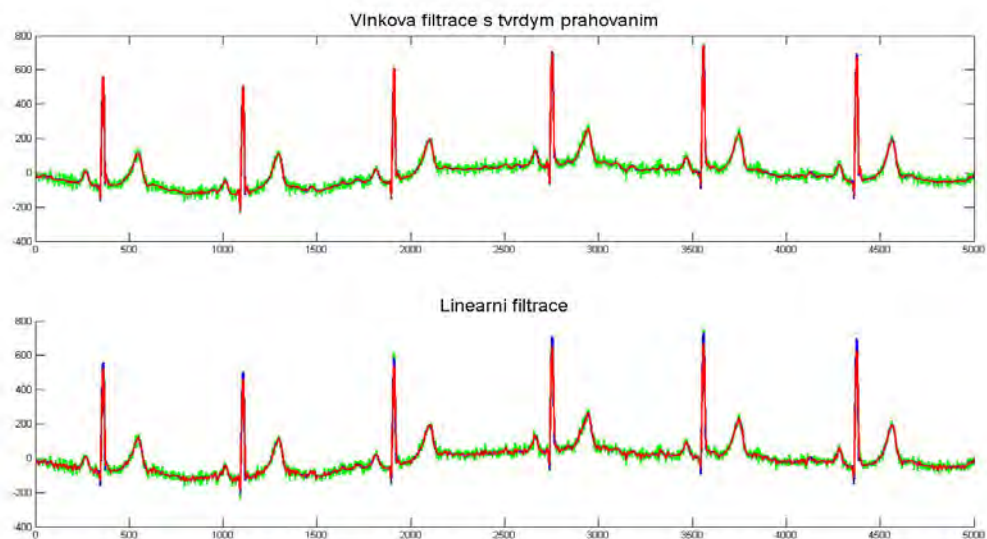
5.3 Porovnání vlnkové transformace s lineární filtrací

Jako poslední úkol máme porovnat filtraci pomocí vlnkové transformace a jinou filtrační metodou. Filtrační metodu jsme si zvolili lineární filtraci. V Matlabu jsme vytvořili filtr typu dolní propust s konečnou impulzní charakteristikou (FIR), s mezním kmitočtem 30Hz. Ve srovnání s vlnkovou transformací má blízké výsledky výstupního poměru signál šum s měkkým prahováním. Ostatní prahovací metody mají podstatně vyšší hodnoty poměru SNR.

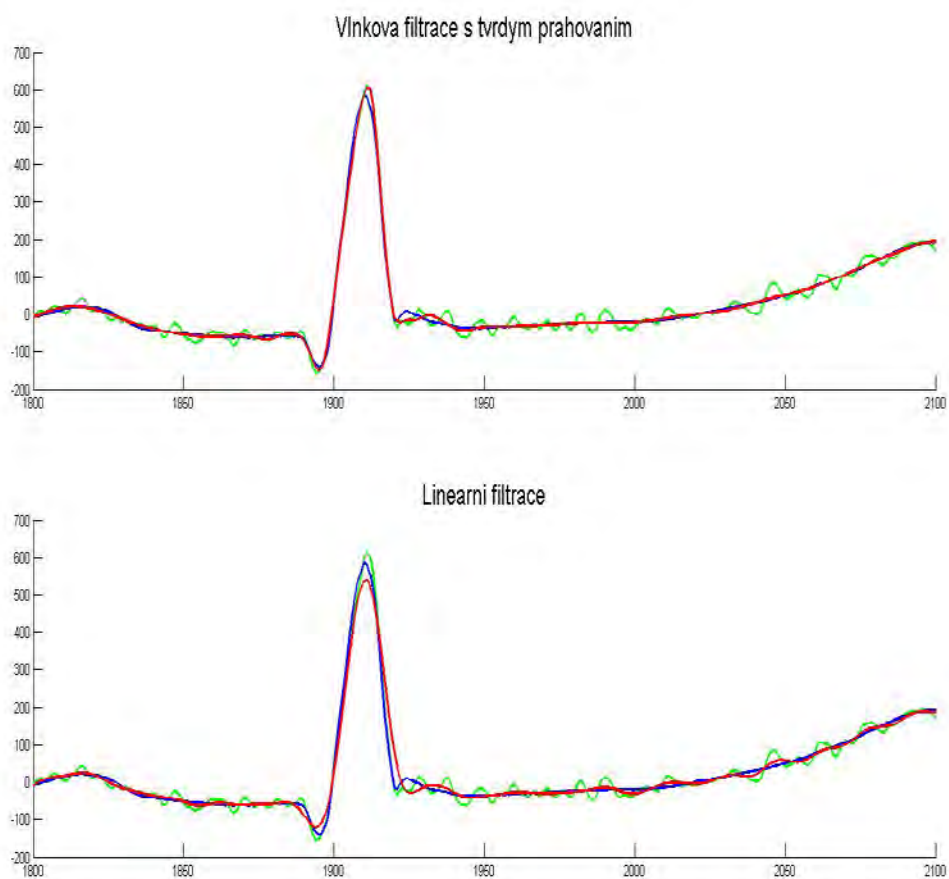
Tabulka 4 Srovnání lineární filtrace s vlnkovou

SNR_DB_in	Lineární	měkké	tvrdé	hybridní	hyperbolické
5	10,44	12,84092	15,69374	14,28018	15,0872
8	12,89	14,6976	18,31162	16,78174	17,68938
10	14,34	16,00692	19,85796	20,49642	19,37462
12	15,62	17,36842	21,54828	20,22642	21,07052
15	17,75	19,4787	23,91392	22,8039	23,55278
20	20,43	23,00608	27,78644	26,82222	27,45226
průměr	18,294	17,23311	21,18533	20,23515	20,70446

Na Obrázek 32 jsou zobrazeny výsledné průběhy. Můžeme vidět že vlnková filtrace s tvrdým prahováním zachovává velikost R vlny oproti lineární filtraci. Na detailu Obrázek 33 můžeme vidět hlavní rozdíl mezi vlnkovou filtrací a lineární. Vlnková filtrace více kopíruje originální signál. Lineární filtrace kolísá kolem originálního signálu.



Obrázek 32 Výsledné průběhy vlnkové filtrace (nahore), a lineární filtrace (dole), $SNR_{dB_in}=15$



Obrázek 33 Detail výsledných signálů vlnkové filtrace (nahore), a lineární filtrace (dole), $SNR_{dB_in}=15$, modrá - původní signál, červená - filtrovaný signál, zelená - zašuměný signál

6 Závěr

Měli jsme za úkol seznámit se s filtrační metodou využívající vlnkové transformace a navrhnout filtr využívající redundantní DTWT k odstranění myopotenciálů. V kapitole 1 je stručný úvod do problematiky. Kapitoly 2-4 se zaměřují na teorii k dané problematice. V páté kapitole jsou shrnuty výsledky našich experimentů. Výsledky jsme hodnotili pomocí výstupního poměru signál/šum.

Experimenty jsme došli k závěru, že nejlepší filtrační schopnost, dle výstupní hodnoty SNR, má na signálech EKG zarušenými myopotenciály vlnkový filtr s tvrdým prahováním. Musíme však vzít v úvahu jaké změny na důležitých úsecích signálu má tato filtrace. Především změny komplexu QRS. Tato metoda filtrace většinou sníží velikost R vlny, nebo z něj odstraní Q nebo S vlnu. To se dá považovat jako poměrně velké ovlivnění výsledného signálu. Za těchto okolností musíme naše výsledky považovat za neprůkazné.

Dalším faktorem ovlivňující průkaznost prováděných testů je počet použitých vzorků. Jelikož jsme testovali malé množství vzorků, nelze objektivně hodnotit výsledek. Pro vyšší objektivnost našich experimentů by bylo zapotřebí otestovat tento filtr na větším množství signálů.

Nastavení prahových hodnot a volba banky rozkladových a rekonstrukčních filtrů má na výsledek zásadní vliv. Jelikož je každý snímaný signál různý, bylo by potřeba pro každý signál nastavit jednotlivě každý parametr filtrace.

Jako poslední jsme srovnali vlnkový filtr s lineárním filtrem. Výsledné hodnoty nám vyšli u lineárního filtru o poznání nižší než u filtru vlnkového. Filtraci jsme provedli pomocí jednoduchého lineárního filtru typu dolní propust. Z parametrů tohoto filtru, především mezní frekvence 30 Hz je patrné, že nemůžeme touto metodou dosáhnout stejných výsledků jako s metodou vlnkové filtrace, protože spektrum QRS komplexu sahá až ke 125 Hz.

Použitá literatura

- [1] SILBERNAGL S., DESPOPOULOS A., *Atlas fyziologie člověka*, Grada, 2004.
- [2] KOZUMPLÍK, J. *Vlnkové transformace a jejich využití pro filtraci signálů EKG*. Habilitační práce, ÚBMI FEKT VUT v Brně, 2004.
- [3] KOZUMPLÍK J.: *Multitaktní systémy*. Elektronická skripta. Brno: FEKT VUT v Brně, 2005. s. 1-57.
- [4] RAJMIC, P., Exact risk analysis of wavelet spectrum tresholding rules, Electronics, Circuits and Systems, 2003. ICECS 2003. *Proceedings of the 2003 10th IEEE International conference on*, vl.2,no.,pp.455-458 Vol.2,14-17 Dec 2003.
- [5] RAJMIC, P., *Využití waveletové transformace a matematické statistiky pro separaci signálu a šumu*, Edice PhD Thesis,sv.289, UTKO FEKT VUT v Brně, 2004
- [6] DONOHO, D.L., *De-noising by soft thresholding*. IEEE Trans. on Inform, Vol.41, No.3, 1995, pp.425-455
- [7] JAN, J. *Číslicová filtrace, analýza a restaurace signálů*, VUT v Brně, nakl. VUTIUM, 2002
- [8] KOLÁŘ, R. *Lékařská diagnostická technika*, Elektronická skripta. Brno: FEKT VUT v Brně, 2006. s 1-92.
- [9] FARINA, D. *Comparison of algorithms for estimation of EMG variables during voluntary isometric contractions*, Journal of Electromyography and Kinesiology October 2000 (Vol. 10, Issue 5, Pages 337-349)
- [10] KOZUMPLÍK, J., *Analýza biologických signálů*, Elektronická skripta, Brno : VUT FEKT v Brně, 2011.

Seznam zkratk a symbolů

WT	vlnková transformace se spojitým časem
DWT	diskrétní vlnková transformace
DTWT	vlnková transformace s diskrétním časem
SNR	poměr signál/šum signálu
a, b	dilatace vlnky, časový posun vlnky
$e(n)$	chybový signál, $e(n)=y(n)-s(n)$
$F_d(z), f_d(n)$	přenosová funkce a impulsní charakteristika rekonstrukční dolní propusti
$F_h(z), f_h(n)$	přenosová funkce a impulsní charakteristika rekonstrukční horní propusti
$H_d(z), h_d(n)$	přenosová funkce a impulsní charakteristika rozkladové dolní propusti
$H_h(z), h_h(n)$	přenosová funkce a impulsní charakteristika rozkladové horní propusti
m	index pásma DTWT
M	počet stupňů rozkladu v DTWT
n	index vzorku diskrétního signálu
N	délka posloupnosti (impulsní charakteristiky nebo signálu)
$P_d(z)$	přenosová funkce kauzální půlpásmové dolní propusti
$P_h(z)$	přenosová funkce kauzální půlpásmové horní propusti
$R_{xx}(\omega)$	výkonové spektrum vstupu
$s(n)$	užitečný diskrétní signál na vstupu
t	spojitě proměnný čas
$u_m(n)$	koeficienty DTWT užitečného signálu $s(n)$ v m -tém pásmu
$v_m(n)$	koeficienty DTWT šumu $w(n)$ v m -tém pásmu
$w(n)$	diskrétní šum na vstupu
$x(t)$	vstupní spojitý signál
$x(n)$	vstupní diskrétní signál
$y(a,b)$	výstup WT $\{x(t)\}$
$y(m,k)$	výstup DWT $\{x(t)\}$ (m je kmitočtové měřítko, k je časové měřítko)
$y_m(n)$	koeficienty DTWT $\{x(n)\}$ v m -tém pásmu
$y(n)$	výstupní signál
$\lambda y(n)$	výstup IDTWT po úpravě koeficientů DTWT
λ, λ_m	prahová hodnota, prahová hodnota v m -tém pásmu DTWT
σ_2	rozptyl šumových koeficientů m -tého pásma DTWT
τ	fázové zpoždění filtru