



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 SIGNÁLŮ EKG POMOCÍ VLNKOVÉ TRANSFORMACE

WAVELET FILTERING OF ECG SIGNAL

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. PAVEL SLEZÁK

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. LUKÁŠ SMITAL

BRNO 2010



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav biomedicínského inženýrství

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Biomedicínské a ekologické inženýrství

Student: Bc. Pavel Slezák

ID: 77828

Ročník: 2

Akademický rok: 2009/2010

NÁZEV TÉMATU:

Filtrace signálů EKG pomocí vlnkové transformace

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navržený vlnkový filtr pro potlačení myopotenciálů v signálech EKG z předcházejícího semestrálního projektu testujte pro různé úrovně prahu při prahování vlnkových koeficientů. Dále zhodnoťte vliv použití odlišných typů rozkladových a rekonstrukčních filtrů na výsledek filtrace. Seznamte se s metodou pilotního odhadu, realizujte ji v prostředí Matlab a porovnejte výsledky dosažené touto metodou s předešlými.

Práce musí obsahovat :

teoretický rozbor problematiky, popis navrhovaných metod filtrace EKG signálů, zhodnocení dosažených výsledků.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] Kozumplík, J.: Multitaktní systémy. Elektronická skripta FEKT VUT v Brně, 2005

https://www.feec.vutbr.cz/et/skripta/ubmi/Multitaktni_systemy_S.pdf

[2] Kozumplík, J.: Vlnkové transformace a jejich využití pro filtraci signálů EKG. Habilitační práce ÚBMI FEKT VUT v Brně, 2004.

Termín zadání: 12.10.2009

Termín odevzdání: 21.5.2010

Vedoucí práce: Ing. Lukáš Smital

prof. Ing. Jiří Jan, CSc.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

Tato práce pojednává o možnosti využití vlnkové transformace v aplikacích zabývajících se potlačováním šumu, zejména pak v oblasti filtrace EKG signálů. Jedná se především o zhodnocení vlivu nastavení různých parametrů samotné filtrace, jako je způsob prahování vlnkových koeficientů, nastavení prahové hodnoty a výběr rozkladových a rekonstrukčních bank filtrů. K porovnání jsou zde uvedeny i výsledky lineární filtrace.

Dále jsou popsány výsledky vlnkové wienerovské filtrace s pilotním odhadem, kde se testují především kombinace použitých bank rozkladových a rekonstrukčních filtrů.

Veškeré zde popsané metody filtrace jsou testovány na reálných EKG záznamech s aditivním rušením myopotenciálového charakteru a realizovány v programovém prostředí Matlab.

Klíčová slova:

signál EKG, vlnková transformace, vlnková filtrace, wienerovská vlnková filtrace

ABSTRACT

The thesis deals with possibilities of using wavelet transform in applications dealing with noise reduction, primarily in the field of ECG signals denoising. We assess the impact of the various filtration parameters setting as the thresholding wavelet coefficients method, thresholds level setting and the selection of decomposition and reconstruction filter banks.. Our results are compared with the results of linear filtering.

The results of wavelet Wieners filtration with pilot estimation are described below. Mainly, we tested a combination of decomposition and reconstruction filter banks.

All the filtration methods described here are tested on real ECG records with additive myopotential noise character and are implemented in the Matlab environment.

Klíčová slova:

ECG signal, wavelet transform, wavelet filtering, Wiener filtering in wavelet domain

Bibliografická citace:

SLEZÁK, P. *Filtrace signálů EKG pomocí vlnkové transformace*: diplomová práce. Brno: FEKT VUT v Brně, 2010. 63 s., 1 příl. Vedoucí diplomové práce Ing. Lukáš Smital.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma "Filtrace signálů EKG pomocí vlnkové transformace" jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

V Brně dne

.....
(podpis autora)

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Lukáši Smitalovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne

.....
(podpis autora)

OBSAH

ÚVOD.....	6
1. VLNKOVÁ TRANSFORMACE.....	7
1.1 SPOJITÁ VLNKOVÁ TRANSFORMACE	7
1.2 DISKRÉTNÍ VLNKOVÁ TRANSFORMACE.....	7
1.3 REÁLNÁ DYADICKÁ VLNKOVÁ TRANSFORMACE S DISKRÉTNÍM ČASEM	8
1.3.1 Inverzní transformace (IDTWT).....	10
1.3.2 Odvození filtrů pro biortogonální DTWT.....	12
1.3.3 Filtry pro ortogonální DTWT.....	15
1.4 REDUNDANTNÍ DTWT	16
2. VYUŽITÍ DTWT PRO FILTRACI SIGNÁLŮ EKG	18
2.1 SIGNÁL EKG	18
2.2 FILTRACE SIGNÁLŮ POMOCÍ DTWT	19
2.2.1 Prahování koeficientů DTWT.....	19
2.2.1.1 Tvrdé prahování	19
2.2.1.2 Měkké prahování.....	20
2.2.2 Stanovení prahových hodnot	20
2.2.2.1 Univerzální práh.....	21
2.2.2.2 Empirický práh.....	21
2.3 WIENEROVSKÁ FILTRACE	21
2.3.1.1 Hybridní prahování.....	22
2.3.1.2 Metoda pilotního odhadu.....	23
3. VLNKOVÁ FILTRACE EKG	25
3.1 VOLBA TYPU DTWT	25
3.2 VOLBA PRAHOVÉ HODNOTY	25
3.3 TESTOVANÉ SIGNÁLY A MODEL RUŠENÍ.....	25
3.4 KRITÉRIA.....	27
3.5 VÝSLEDKY VLNKOVÉ FILTRACE	27
3.5.1 Experimenty s prahováním.....	28
3.5.2 Vliv nastavení prahové hodnoty	33
3.5.3 Vliv použití různých bank filtrů	39
3.5.4 Srovnání s lineární filtrací	43
3.6 VÝSLEDKY VLNKOVÉ FILTRACE S PILOTNÍM ODHADEM	46
3.6.1 Prahování pilotního odhadu.....	46
3.6.2 Experimenty s bankami filtrů na pozicích WT1/WT2	50
4. ZÁVĚR.....	59
SEZNAM LITERATURY	60
SEZNAM ZKRATEK A SYMBOLŮ.....	61
PŘÍLOHY	62

ÚVOD

Elektrické signály spontánně produkované lidským tělem jsou pro lékaře jakýmsi vodítkem při posuzování zdravotního stavu pacientů. Mezi nejčastěji měřené a sledované signály patří elektrická aktivita mozku – elektroencefalogram (EEG), srdce – elektrokardiogram (EKG), svalů – elektromyogram (EMG), žaludku – elektrogastrogram (EEG). EKG signál slouží např. k diagnostice poruch srdečního rytmu, aktivace komor mimo srdeční rytmus – extrasystola, ischemických chorob srdečních a její nejzávažnější formy – infarktu. Při hodnocení elektrokardiogramu (EKG) se posuzuje zejména trvání jednotlivých úseků, jejich amplituda a změny tvaru vln a kmitů. Proto je důležité vyhodnocovat pouze užitečný signál bez rušení, které se vyskytuje takřka u všech EKG záznamů.

Vlnková transformace je moderní nástroj pro zpracování signálů. Své uplatnění nachází především v oblasti komprese obrazů. V poslední době je díky svým schopnostem (např. zachytit rychlé změny nebo nespojitosti) hojně využívána při potlačování šumu v signálech.

Práce je zaměřena na využití vlnkové transformace (s diskretním časem - DTWT) při filtraci elektrokardiografických signálů.

V první části práce je uvedena teorie vlnkové transformace. Je zde definována přímá a inverzní dyadická vlnková transformace s příslušnými podmínkami. Zároveň je tu zmínka o dvou používaných bankách rozkladových a rekonstrukčních filtrů.

V další části jsou krátce shrnuty informace o samotném EKG signálu a především jsou zde popsány parametry nastavované u vlnkové filtrace ovlivňující dosažený výsledek filtrace. Mezi ně patří způsob prahování vlnkových koeficientů, stanovení prahové hodnoty a možnost pilotního odhadu signálu.

Poslední část práce shrnuje dosažené výsledky při různých experimentech s nastavením parametrů vlnkové filtrace. Jsou zde uvedeny jak číselné hodnoty vyjadřující získaný výstupní poměr signálu k šumu (SNR – *Signal to noise ratio*), tak grafické výstupy filtrace získané v programovém prostředí Matlab.

1. VLNKOVÁ TRANSFORMACE

Vlnková transformace (WT – wavelet transform) je jednou z mnoha typů transformací se společnými rysy, které se liší tvarem zvolené báze funkce – vlnky. Podnětem pro vznik vlnkové transformace byla snaha získat *časově-frekvenční* popis signálu, čehož není možné dosáhnout při použití Fourierovy transformace (s výjimkou spektrogramu – Gabor-Fourierova transformace). U vlnkové transformace má každá báze funkce (vlnka) nenulové hodnoty pouze na konečném časovém intervalu. Její hodnoty mimo tento interval jsou zanedbatelně malé. To znamená, že kterákoli hodnota spektra založená na využití této vlnky, je ovlivněna pouze odpovídajícím úsekem analyzovaného signálu, což je základní vlastností WT. Informace o celém analyzovaném signálu je zachována, protože vlnkové báze funkce pokrývají po částech celý časový rozsah [1][5].

1.1 SPOJITÁ VLNKOVÁ TRANSFORMACE

Základní vlastnosti jsou nejlépe patrné z popisu *spojité vlnkové transformace* (CWT – continuous wavelet transform), která je definovaná jako

$$y(a,b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \psi \left(\frac{t-b}{a} \right) dt \quad (1.1)$$

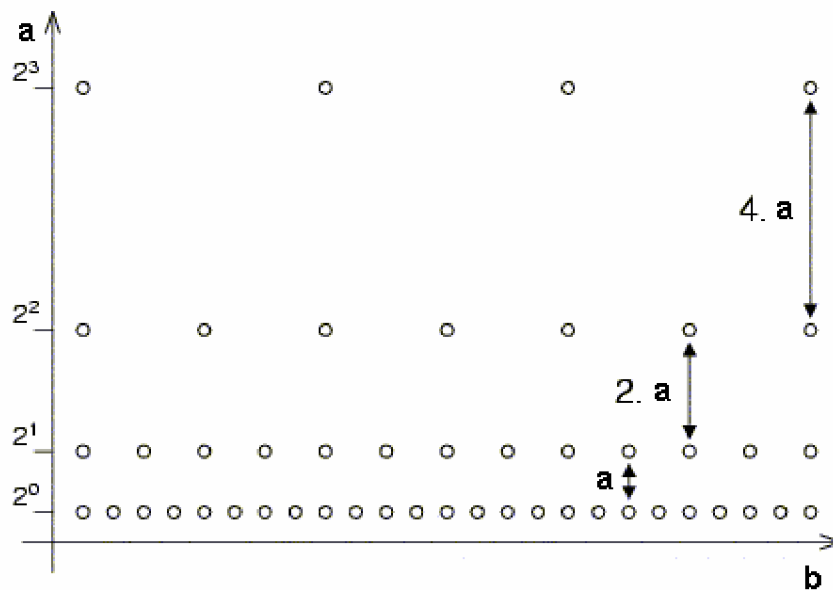
Jedná se o časově frekvenční rozklad, který je dán korelačním integrálem mezi analyzovaným signálem $x(t)$ a báze funkcí odvozenou z obecně komplexní mateřské vlnky $\psi(t)$. Skutečný tvar konkrétní vlnky $\psi_{a,b}(t)$, která musí mít nulovou střední hodnotu, závisí na obou parametrech výsledné funkce $y(a,b)$. Parametr a označovaný jako *měřítko* (scale) ovládá časovou dilataci funkce (pro $a > 1$ je vlnka natažena a -krát). Parametr b ovlivňuje *časový posun* funkce podél časové osy, což umožňuje postupné pokrytí celého časového rozsahu analyzovaného signálu vlnkami určitého konečného trvání. Konstanta \sqrt{a} normalizuje energii jednotlivých vlnek, [5].

1.2 DISKRÉTNÍ VLNKOVÁ TRANSFORMACE

Pro číslicově vyjádřitelnou diskrétní spektrální reprezentaci je zapotřebí spojitou transformaci nějakým způsobem vzorkovat. Potom se jedná o *diskrétní vlnkovou transformaci* (DWT – discrete wavelet transform). Neredundantní dekompozici signálu zajistíme vhodnou závislostí parametrů a a b . Nejčastěji používané je *dyadické vzorkování*, při němž uzlové hodnoty parametrů jsou dány jako

$$a = 2^m, b = 2^m kT \quad \text{pro } m, k \text{ celé, } m \geq 1. \quad (1.2)$$

To znamená, že měřítko a je vzorkováno v dyadické (oktávové) posloupnosti, zatímco časová osa b je dělena rovnoměrně.

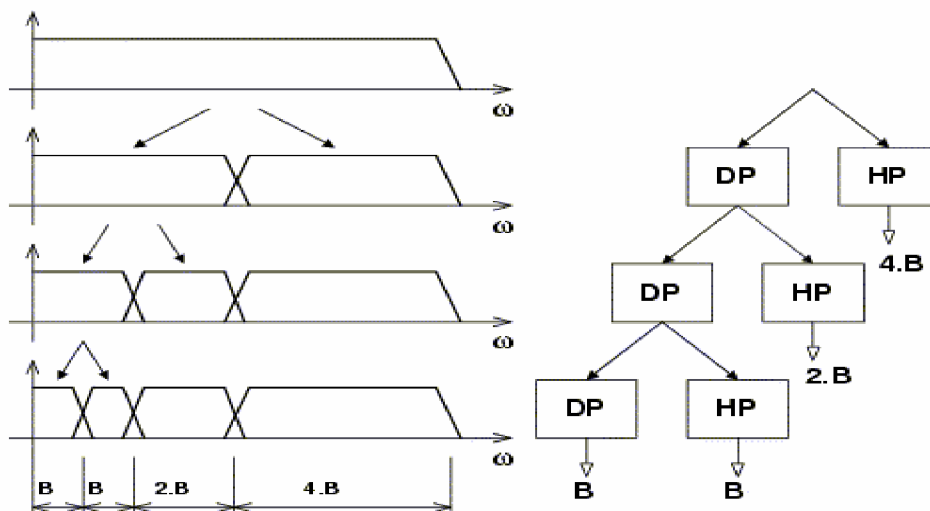


Obr. 1.1 Dyadické vzorkování v prostoru měřítko – čas.

Koeficienty dyadické DWT jsou:

$$y(m, k) = \frac{1}{\sqrt{2^m}} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \psi^*(2^{-m}t - kT) dt. \quad (1.3)$$

Kde index m reprezentuje kmitočtové měřítko a index k časové měřítko. Hustota vzorkování koeficientů na časové ose pro jednotlivé kmitočty je dána konstantou T . Ta je zároveň závislá na šířce pásma B mateřské vlnky (pokud $T=1/(2B)$).



Obr. 1.2 Frekvenční pohled na diskrétní vlnkovou transformaci.

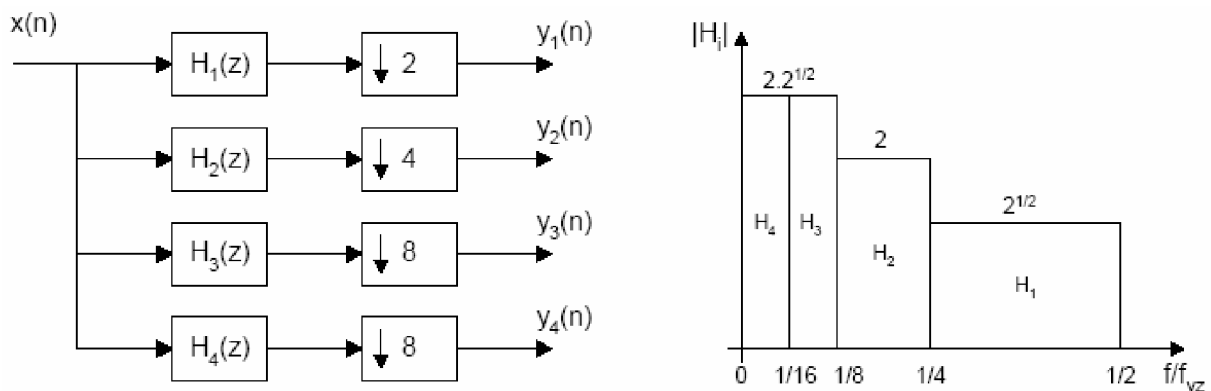
1.3 REÁLNÁ DYADICKÁ VLNKOVÁ TRANSFORMACE S DISKRÉTNÍM ČASEM

Dyadická vlnková transformace s diskretním časem (DTWT) $y_m(n)$ diskretního signálu $x(n)$ je definována diskretní konvolucí

$$y_m(n) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x(i)h_m(2^m n - 1) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} h_m(i)x(2^m n - 1). \quad (1.4)$$

Tím dojde k rozkladu signálu bankou diskretních oktákových filtrů s impulsními charakteristikami $h_m(n)$. Pokud se použijí filtry 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} vstupního signálu $x(n)$.

Na Obr. 1.3 je naznačena transformace s třístupňovým rozkladem společně s modulovou frekvenční charakteristikou jednotlivých ideálních oktákových filtrů. Je zde využito banky oktákových filtrů s podvzorkováním (decimací) výstupů. Koeficienty dyadické DTWT jsou dány výstupní posloupností. Výběr každého 2^m -tého vzorku signálu je zajištěn blokem označeným „ $\downarrow 2^m$ “.



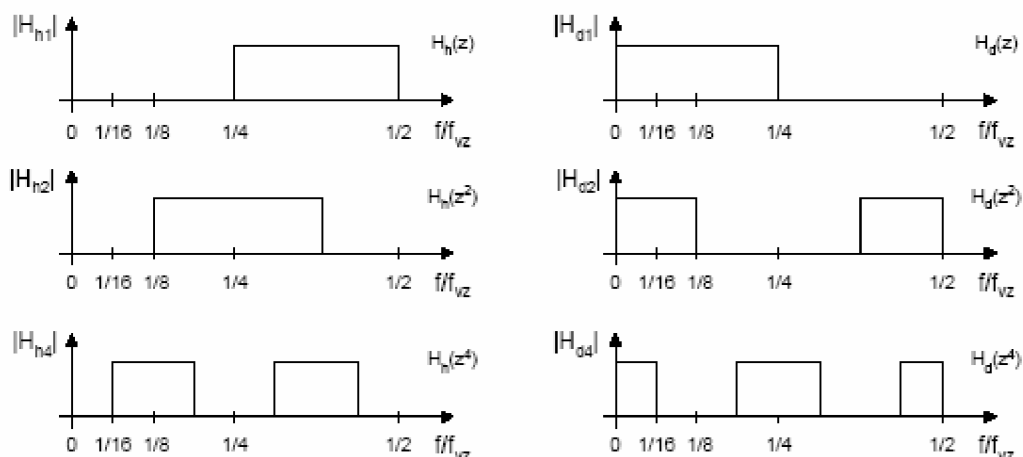
Obr. 1.3 Vlevo: realizace třístupňové dyadické DTWT bankou oktákových filtrů s podvzorkováním výstupů. Vpravo: modulové frekvenční charakteristiky ideálních oktákových filtrů.

Dyadická vlnková transformace s diskretním časem tedy vzniká rozkladem signálu bankou diskretních oktákových filtrů. Výstupní vzorky této banky filtrů tvoří jednotlivé koeficienty dyadické DTWT. Tyto výstupní vzorky jsou následně podvzorkovány. Pokud zanedbáme nevelký vliv (krátkých) přechodných jevů při filtraci, celkový počet koeficientů po takovéto filtraci je (téměř) roven původnímu počtu vzorků vstupního signálu $x(n)$.

Při výpočtu diskretní vlnkové transformace nachází své užití *kvadraturně zrcadlové filtry* (1.5). Jedná se o dva filtry (předpokládejme ideální dolní propust H_d a ideální horní propust H_h) s frekvenčními charakteristikami zrcadlově symetrickými kolem čtvrtiny vzorkovací frekvence ($\pi/2$).

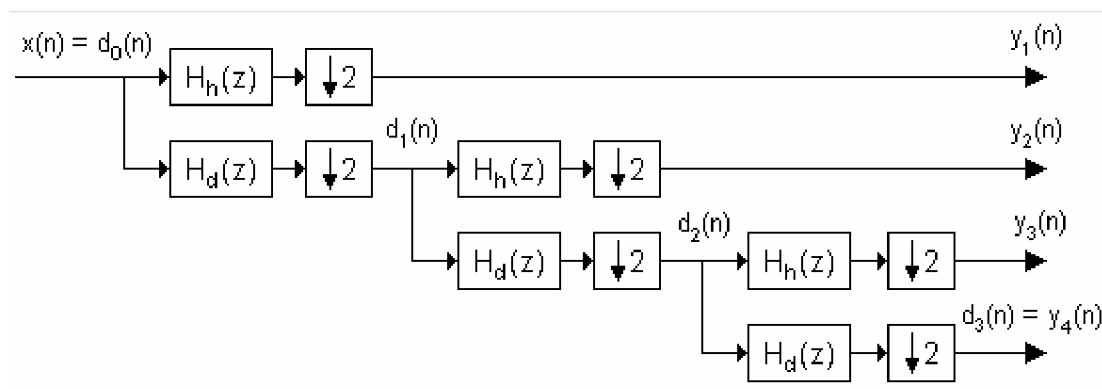
$$\left| H_d(e^{j\omega}) \right| = \begin{cases} 1 & \text{pro } \omega \in \langle 0, \pi/2 \rangle \\ 1/2 & \text{pro } \omega = \pi/2 \\ 0 & \text{pro } \omega \in \langle \pi/2, \pi \rangle \end{cases}, \quad \left| H_h(e^{j\omega}) \right| = \begin{cases} 0 & \text{pro } \omega \in \langle 0, \pi/2 \rangle \\ 1/2 & \text{pro } \omega = \pi/2 \\ 1 & \text{pro } \omega \in \langle \pi/2, \pi \rangle \end{cases} \quad (1.5)$$

Při zavedení substituce $z \rightarrow z^k$ v přenosové funkci $H(z)$ získáme systém $H(z^k)$, který má k -krát „stlačenou“ frekvenční charakteristiku. Z ideálních horních a dolních propustí za pomoci substituce se odvodili frekvenční charakteristiky zrcadlových filtrů, které jsou naznačeny na Obr. 1.4.



Obr. 1.4 Filtry odvozené z výchozích horních a dolních propustí frekvenční transformací za pomoci substituce.

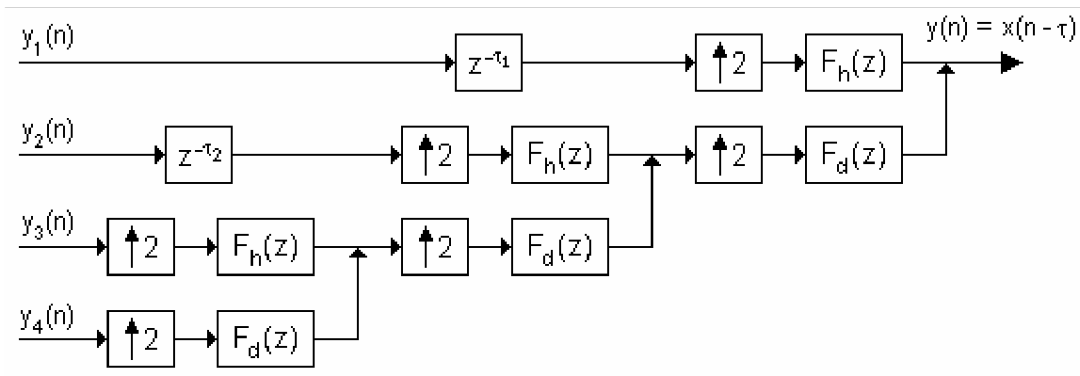
Třístupňový rozklad bankou oktávových filtrů tvořených dvojicí zrcadlových filtrů (ideální dolní propust H_d a ideální horní propust H_h), je možný realizovat podvzorkováním výstupů filtrů postupně tak, že výstup každého filtru v sérii podvzorkujeme s faktorem 2. Dosáhneme toho, že všechny použité filtry budou z dvojice zrcadlových filtrů H_d a H_h , jejichž frekvenční charakteristiky umožňují podvzorkování s faktorem 2. Takto vytvořená struktura filtrů bývá nazývána „rychlá DTWT“. Na Obr. 1.5 je zobrazena realizace rychlé dyadické DTWT pomocí stromové struktury bank filtrů.



Obr. 1.5 Přímá rychlá DTWT pro tři úrovně rozkladu.

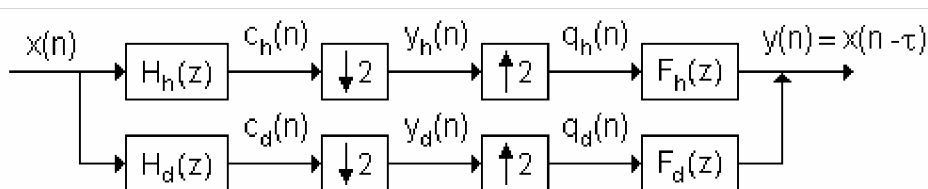
1.3.1 Inverzní transformace (IDTWT)

Princip inverzní transformace (pro tři úrovně rekonstrukce) je zachycen na Obr. 1.6. Podvzorkované posloupnosti (koeficienty transformace) je nutné interpolovat. Každý interpolátor je tvořen expanderem (který vkládá nulové vzorky mezi sousední vzorky posloupnosti) a interpolačním (resp. rekonstrukčním) filtrem, který je buď horní nebo dolní propust. Příslušný rekonstrukční filtr musí být vhodným protějškem korespondujícího filtru rozkladového. Uvažujeme-li pouze kauzální filtry, je nutné použít zpožďovací členy, jak je ukázáno na Obr. 1.6.



Obr. 1.6 Princip inverzní transformace (IDTWT) pro tři úrovně rekonstrukce.

Z Obr. 1.5 a Obr. 1.6 je zřejmé, že základem DTWT je dvoukanálová banka rozkladových (H_d, H_h) a rekonstrukčních (F_d, F_h) filtrů na Obr. 1.7. Zaměříme se nyní na podmínky, které musí splňovat čtveřice použitých filtrů z Obr. 1.7, abychom na výstupu získali signál totožný se zpožděným (díky kauzalitě filtrů) vstupním signálem, $y(n) = x(n - \tau)$. Tím stanovíme podmínky inverzibility transformace a zároveň potvrdíme správnost schématu pro IDTWT na Obr. 1.6.



Obr. 1.7 Dvoukanálová banka rozkladových (H_d, H_h) a rekonstrukčních (F_d, F_h) filtrů.

Zajímají nás podmínky věrohodné rekonstrukce vstupního signálu $x(n)$ pro skutečné filtry, proto upustíme od původní představy ideálních zrcadlových filtrů H_d, H_h . Použití filtrů s neideálními frekvenčními charakteristikami povede po podvzorkování ke vzniku aliasingu.

Podmínky věrohodné rekonstrukce vstupního signálu podle [2], kdy $y(n) = x(n - \tau)$, jsou

$$F_d(z)H_d(z) + F_h(z)H_h(z) = 2z^{-\tau} \quad (1.6)$$

a

$$F_d(z)H_d(-z) + F_h(z)H_h(-z) = 0, \quad (1.7)$$

když τ je fázové zpoždění filtrů $H_d(z)F_d(z)$ a $H_h(z)F_h(z)$. Podmínka (1.7) vede k výběru antialiasingových filtrů

$$F_d(z) = H_h(-z) \quad \text{a} \quad F_h(z) = -H_d(-z) \quad (1.8)$$

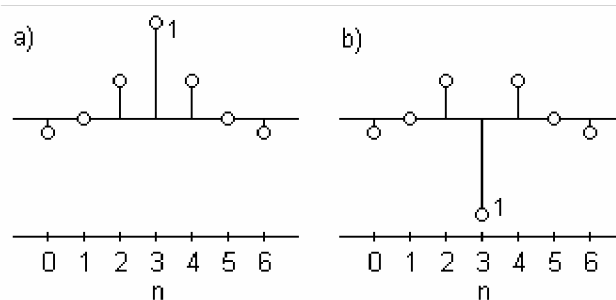
nebo
$$F_d(z) = -H_h(-z) \quad \text{a} \quad F_h(z) = H_d(-z). \quad (1.9)$$

Podmínkou (1.6) lze po zavedení antialiasingových filtrů (1.8) nebo (1.9) upravit do tvaru

$$F_d(z)H_d(z) - F_d(-z)H_d(-z) = P_d(z) - P_d(-z) = 2z^{-\tau}. \quad (1.10)$$

Filtry $P_d(z)$ a $P_d(-z)$ jsou zrcadlovými filtry, když $P_d(z)$ je dolní propust a $P_d(-z) = P_h(z)$ je horní propust.

Podívejme se nyní jak tyto filtry mohou vypadat a jaké vlastnosti musí mít. Předpokládejme kauzální dolní propust $P_d(z)$ s impulsní charakteristikou na Obr. 1.8a. Zrcadlová horní propust $P_d(-z) = P_h(z)$ musí mít opačná znaménka u lichých indexů impulsní charakteristiky (Obr. 1.8).



Obr. 1.8 Příklad impulsní charakteristiky zrcadlových filtrů $P_d(z)$ a $P_h(z)$.

Má-li být splněna podmínka (1.10) musí být vzorky s lichými indexy, s výjimkou centrálního vzorku, nulové, abychom po odečtení přenosových funkcí $P_d(z)$ a $P_d(-z)$ dostali výraz $2z^{-3}$ (prostřední vzorek by měl být 1). Aby bylo fázové zpoždění obou zrcadlových filtrů konstantní (v tomto případě 3), musí být jejich impulsní charakteristiky symetrické. Filtry, které uvedeným podmínkám vyhovují, nazvěme *půlpásmovými filtry*.

1.3.2 Odvození filtrů pro biortogonální DTWT

Jak již bylo zmíněno dříve, základem DTWT je dvoukanálová banka filtrů (Obr. 1.7). Jedná se o dva rozkladové filtry $H_h(z)$, $H_d(z)$ a dva rekonstrukční filtry $F_h(z)$, $F_d(z)$. Pro realizaci biortogonální DTWT je nutné aby platily podmínky (1.8) a (1.9) věrné rekonstrukce vstupního signálu $x(n)$.

Navrženou půlpásmovou dolní propust $P_d(z)$ převedeme na sériové spojení dolních propustí $H_d(z)F_d(z)$ a korespondující horní propusti $H_h(z)$ a $F_h(z)$ odvodíme z podmínek (1.8.) nebo (1.9).

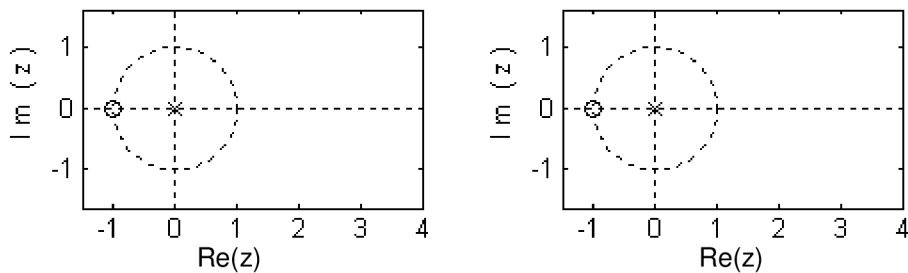
Nyní se pokusíme najít banky filtrů odvozených z půlpásmových dolních propustí ${}^{\tau}P_d(z)$ pro zpoždění $\tau = 1$ a $\tau = 3$, které vyhovují podmínkám věrné rekonstrukce.

Pro zpoždění $\tau = 1$:

Půlpásmový filtr ${}^1P_d(z)$ (1.11) převedeme na součin rozkladové a rekonstrukční dolní propusti ${}^1H_d(z)F_d(z)$ (1.12).

$${}^1P_d(z) = \frac{1}{2}(1 + 2z^{-1} + z^{-2}) \quad (1.11)$$

$${}^1P_d(z) = \frac{1}{2}(1 + 2z^{-1} + z^{-2}) = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 + z^{-1}) \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}(1 + z^{-1}) = {}^1H_d(z) \cdot {}^1F_d(z) \quad (1.12)$$

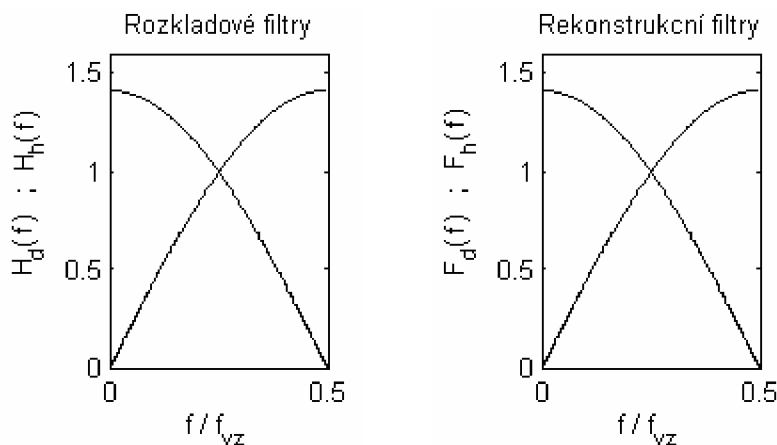


Obr. 1.9 Rozložení nulových bodů pro rozkladovou a rekonstrukční dolní propust odvozenou z půlpásmového filtru ${}^1P_d(z)$.

Z rovnice (1.12) i z Obr. 1.9 je zřejmé, že je rozkladová i rekonstrukční dolní propust shodná. Aplikujeme-li podmínky (1.9), obdržíme banku filtrů z Tab. 1.1, které bývají nazývány filtry typu Haar. Tento typ filtrů vyhovuje nejen podmínkám pro biortogonální transformaci, ale i přísnějším podmínkám pro transformaci ortogonální. Na Obr. 1.10 můžeme vidět jejich modulové frekvenční charakteristiky.

Tab. 1.1 Čtveřice rozkladových a rekonstrukčních filtrů vyhovující DTWT typu Haar .

${}^1H_d(z) = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 + z^{-1})$	${}^1F_d(z) = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 + z^{-1})$
${}^1H_h(z) = \frac{1}{\sqrt{2}}(-1 + z^{-1})$	${}^1F_h(z) = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - z^{-1})$



Obr. 1.10 Modulové frekvenční charakteristiky rozkladových (vlevo) a rekonstrukčních (vpravo) filtrů typu Haar .

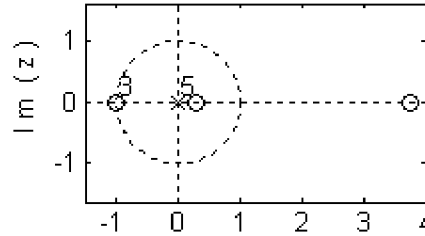
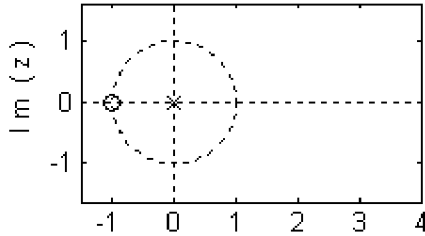
Pro zpoždění $\tau = 3$:

Odvození Půlpásmové dolní propusti podle Lagrangeova interpolačního vzorce pro $\tau = 3$ je:

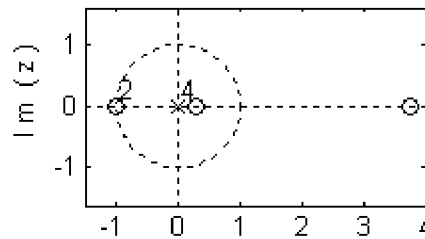
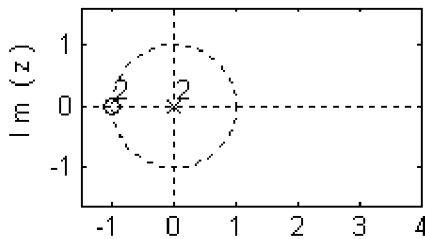
$${}^3P_d(z) = \frac{1}{16}(-1 + 9z^{-2} + 16z^{-3} + 9z^{-4} - z^{-6}). \quad (1.13)$$

Ze vzorce (1.13) odvodíme čtyři varianty dvojic rozkladových rekonstrukčních dolních propustí, jak můžeme vidět na Obr. 1.11. Půlpásmový filtr ${}^3P_d(z)$ je ve tvaru součinu přenosových funkcí ${}^3F_d(z){}^3H_d(z)$.

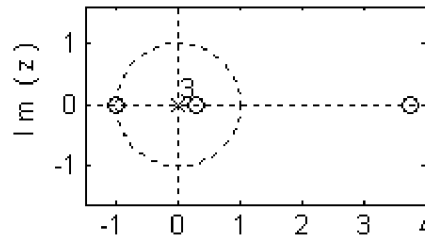
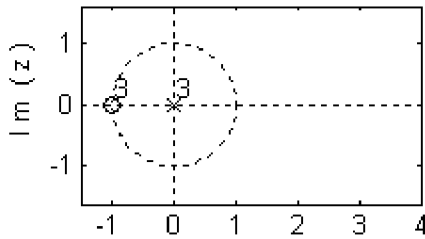
$${}^3P_d(z) = (1+z^{-1})(-1+z^{-1}+8z^{-2}+8z^{-3}+z^{-4}-z^{-5})/16$$



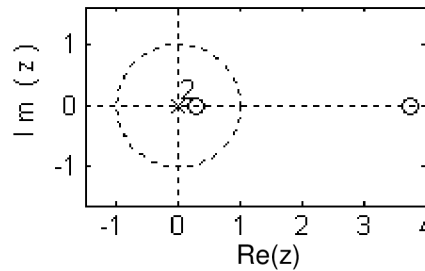
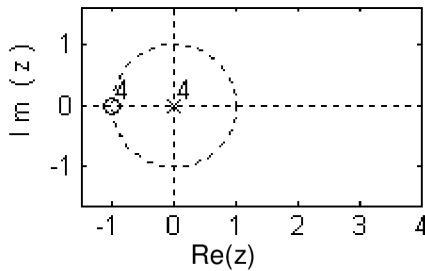
$${}^3P_d(z) = (1+z^{-1})^2(-1+2z^{-1}+6z^{-2}+2z^{-3}-z^{-4})/16$$



$${}^3P_d(z) = (1+z^{-1})^3(-1+3z^{-1}+3z^{-2}-1z^{-3})/16$$



$${}^3P_d(z) = (1+z^{-1})^4(-1+4z^{-1}-z^{-2})/16$$



Obr. 1.11 Rozložení nulových bodů pro 4 varianty dvojic rozkladových a rekonstrukčních dolních propustí odvozených z půlpásmového filtru ${}^3P_d(z)$.

Například odvodíme banku rozkladových a rekonstrukčních filtrů pro biortogonální DTWT z přenosové funkce:

$${}^3P_d(z) = \frac{1}{\sqrt{2}}(1+z^{-1}) \cdot \frac{1}{8\sqrt{2}}(-1+z^{-1}+8z^{-2}+8z^{-3}+z^{-4}-z^{-5}) = {}^3F_{d,1}(z) \cdot {}^3H_{d,3}(z), \quad (1.14)$$

kde indexy $d,1$ u ${}^3F_{d,1}(z)$ značí jeden nulový bod v $z = -1$ dolní propusti a $d,3$ u ${}^3H_{d,3}(z)$ znamenají tři nulové body. V Matlabu se právě podle počtu nulových bodů v $z = -1$ u

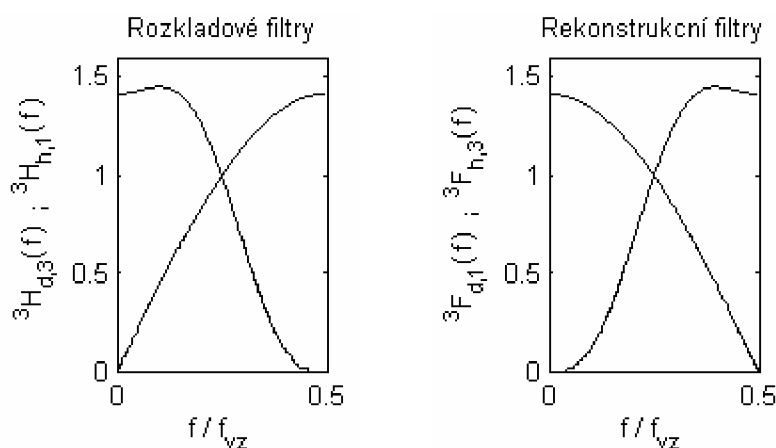
rekonstrukční a rozkladové dolní propusti označuje typ biortogonální banky filtrů, např. zde bior2.2.

Po aplikaci podmínky (1.7) dostáváme zbylé filtry a to rozkladové a rekonstrukční horní propusti ${}^3H_{h,1}(z)$ a ${}^3F_{h,3}(z)$. Kompletní banka filtrů je přehledně uvedena v Tab. 1.2.

Tab. 1.2 Čtveřice rozkladových a rekonstrukčních filtrů pro biortogonální DTWT; Bior2.2.

${}^3H_{d,3}(z) = \frac{1}{8\sqrt{2}}(-1 + z^{-1} + 8z^{-2} + 8z^{-3} + z^{-4} - z^{-5})$	${}^3F_{d,1}(z) = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 + z^{-1})$
${}^3H_{h,1}(z) = \frac{1}{\sqrt{2}}(-1 + z^{-1})$	${}^3F_{h,3}(z) = \frac{1}{8\sqrt{2}}(-1 - z^{-1} + 8z^{-2} - 8z^{-3} + z^{-4} + z^{-5})$

Na Obr. 1.12 jsou modulové frekvenční charakteristiky biortogonálních filtrů bior2.2 z Tab. 1.2.



Obr. 1.12 Modulové frekvenční charakteristiky rozkladových (vlevo) a rekonstrukčních (vpravo) filtrů typu Bior2.2.

1.3.3 Filtry pro ortogonální DTWT

Návrh těchto filtrů vychází z půlpásmových dolních propustí ${}^rP_d(z)$, kterou lze obecně vyjádřit jako

$$P_d(z) = z^{\frac{N-1}{2}} G_d(z) G_d(z^{-1}). \quad (1.15)$$

V [2] jsou uvedeny podmínky, které musí splňovat banky filtrů pro realizaci ortogonální DTWT. Zde je uveden jejich souhrn.

$$H_d(z) = G_d(z) \quad (1.16)$$

$$F_d(z) = z^{\frac{N-1}{2}} H_d(z^{-1}) \quad (1.17)$$

a) za podmínek

$$H_h(z) = z^{\frac{N-1}{2}} H_d((z)^{-1}) \quad (1.18)$$

b) za podmínek (1.11)

$$H_h(z) = -z^{-\frac{N-1}{2}} H_d((z)^{-1}) \quad (1.19)$$

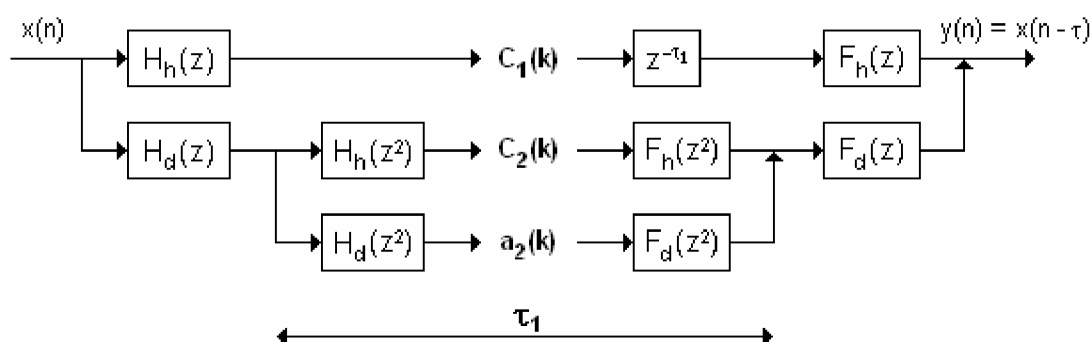
$$F_h(z) = z^{-\frac{N-1}{2}} H_h(z^{-1}) \quad (1.20)$$

Některé vlastnosti filtrů:

- Reverzní impulsní char. filtrů H_d, F_d , (resp. H_h, F_h)
- Shodná délka impulsních char. všech filtrů H_d, F_d, H_h, F_h
- H_d, H_h (resp. F_d, F_h) jsou kvadraturními zrcadlovými filtry (QMF)
- Nekorelované impulsní char. filtrů h_d, h_h (resp. f_d, f_h)

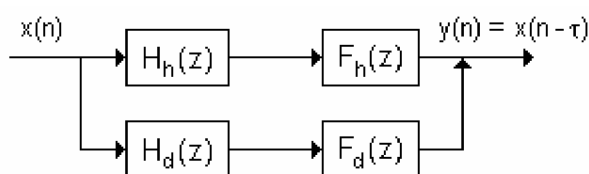
1.4 REDUNDANTNÍ DTWT

Z Obr. 1.13 je patrné, že redundantní DTWT nemá podvzorkované výstupy filtrů.



Obr. 1.13 Přímá a zpětná redundantní DTWT se dvěma stupni rozkladu.

Počet koeficientů této transformace narůstá úměrně s počtem pásem, na která je signál rozkládán. Rozkladové a rekonstrukční filtry musí splňovat jisté podmínky, aby bylo možné přesně rekonstruovat vstupní signál po zavedení zpětné transformace.



Obr. 1.14 Dvoukanálová banka rozkladových a rekonstrukčních filtrů redundantní DTWT.

Z Obr. 1.14 vyplývá:

$$Y(z) = [F_d(z)H_d(z) + F_h(z)H_h(z)]X(z). \quad (1.21)$$

Z toho plyne:

$$F_d(z)H_d(z) + F_h(z)H_h(z) = z^{-\tau}. \quad (1.22)$$

Platí-li podmínky rekonstrukce u DTWT s dedikací

$$F_d(z) = H_h(-z) \quad \text{a} \quad F_h(z) = -H_d(-z) \quad (1.23)$$

nebo

$$F_d(z) = -H_h(-z) \quad \text{a} \quad F_h(z) = H_d(-z). \quad (1.24)$$

Poté dostáváme pro půlpásmové filtry

$$P_d(z) - P_h(-z) = z^{-\tau}. \quad (1.25)$$

Redundantní DTWT bývá vhodná pro filtraci signálu nebo detekci některých charakteristických útvarů v signálech, protože nezávisí na posunutí vstupního signálu (na volbě počátku filtrace).

2. VYUŽITÍ DTWT PRO FILTRACI SIGNÁLŮ EKG

Využití vlnkové transformace pro zpracování signálů lze rozdělit na:

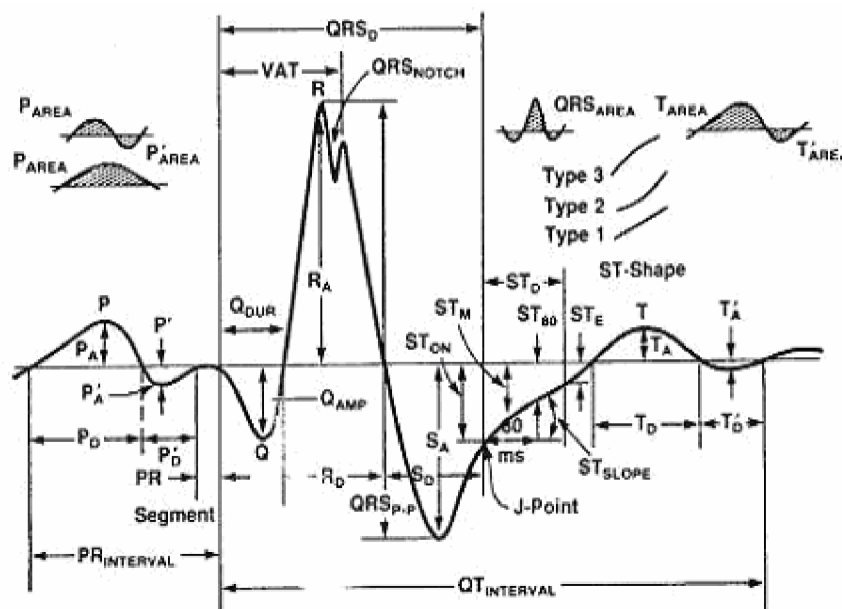
- Aplikace, které spočívají ve vhodné úpravě koeficientů DTWT a vyžadují inverzibilitu transformace,
- aplikace, které se zabývají výhradně analýzou výsledných časově frekvenčních rozkladů a obvykle nevyžadují inverzibilitu transformace.

Do první skupiny patří zejména metody filtrace a komprese signálů. U druhé skupiny aplikací se DTWT využívá spíše jen pro detekci určitých útvarů v signálu.

2.1 SIGNÁL EKG

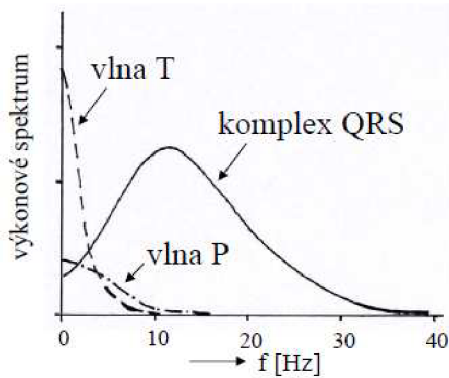
K posouzení zdravotního stavu pacienta slouží mimo jiné snímání a vyhodnocování elektrických signálů, které produkuje lidské tělo. Průběh signálu je většinou časově proměnný, nestacionární a ve většině případů smíšen s aditivním šumem. Mezi nejčastěji snímané signály patří záznam elektrické aktivity srdce, která řídí kontrakci srdečního svalu. Naměřený průběh se označuje jako elektrokardiografický (EKG) signál. Ze záznamu EKG je možné posoudit celkový zdravotní stav pacienta, stejně tak je možné odhalit případné poruchy v převodním systému srdečním, infarkt myokardu atd. Jednotlivé vlny a kmity EKG signálu vznikají postupným aktivováním jednotlivých částí srdečního svalu.

Záznam se skládá z posloupnosti vlny P, kmitů Q,R,S a vlny T, případně vlny U (Obr. 2.1). Nejdůležitější informace je obsažena v tzv. QRS komplexu. Tvar, trvání a velikost výchyly kmitů komplexu QRS závisí na stavu srdce a místě snímání signálu [7].



Obr. 2.1 Záznam jednoho cyklu EKG signálu [7].

Možnosti využití vlnkové transformace jsou zejména u signálů nestacionárního charakteru. Za takový lze považovat i signál EKG, jehož cyklus je asi jen z deseti procent tvořen komplexem QRS, které obsahují vyšší frekvence, zbytek cyklu užitečného signálu obsahuje složky o výrazně nižších kmitočtech.



Obr. 2.2 Výkonové spektrum jednotlivých úseků EKG signálu.

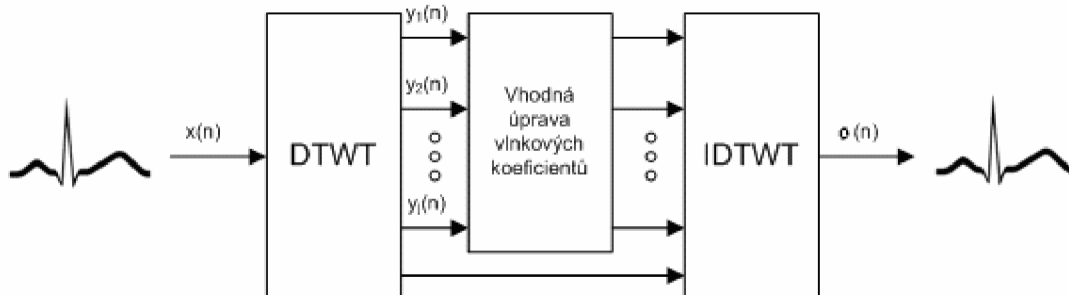
Nejvýraznější frekvenční složky komplexů QRS leží v pásmu od 3 do 40 Hz (Obr. 2.2) [2], nicméně spektra těchto komplexů sahají přibližně až do 125Hz. Z jejich frekvenčního obsahu vychází doporučený vzorkovací kmitočet – obvykle 500 Hz [2], popř. 1kHz.

Zbývá část, tj. asi 90% délky cyklu signálu EKG, tvořená vlnami T a P obsahuje dominantní frekvenční složky v dolní části spektra asi do 10 Hz [2], jejich nejvyšší složky dosahují přibližně 40 Hz.

V nejvyšších frekvenčních pásmech časově-frekvenčního rozkladu signálu EKG je tedy užitečná informace lokalizována v krátkých úsecích, které korespondují s komplexy QRS. Této skutečnosti lze ve spojení s DTWT využít k více účelům – např. k filtraci, ke kompresi dat nebo k detekci komplexů QRS.

2.2 FILTRACE SIGNÁLŮ POMOCÍ DTWT

Filtrace signálu spočívá v úpravě vlnkových koeficientů vzniklých po aplikaci přímé DTWT a jejich rekonstrukci pomocí inverzní DTWT, viz. Obr. 2.3. Celý proces je nelineární z důvodu použití nelineárního prahování těchto koeficientů.



Obr. 2.3 Princip vlnkové filtrace.

Kde $x(n)$ je signál s aditivní složkou šumu, $y_i(n)$ představuje signály rozdělené do jednotlivých frekvenčních pásem a $o(n)$ tvoří výstupní filtrovaný signál.

2.2.1 Prahování koeficientů DTWT

2.2.1.1 Tvrdé prahování

Tvrdé a měkké prahování patří mezi základní typy prahování koeficientů DTWT. Označme vstupní hodnotu jako $y(n)$, práh jako λ a výstupní hodnotu jako ${}^\lambda y$. Pak pro tvrdé prahování platí:

$${}^\lambda y(n) = \begin{cases} y(n) & \text{pro } |y(n)| > \lambda \\ 0 & \text{pro } |y(n)| \leq \lambda \end{cases} \quad (2.1)$$

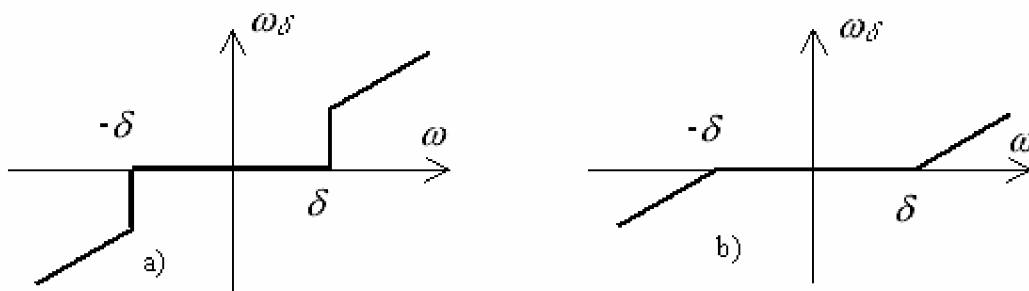
To znamená, že všechny koeficienty $y(n)$, které jsou menší než zadaný práh budou vynulovány.

2.2.1.2 Měkké prahování

Pro měkké prahování platí:

$$\lambda y(n) = \begin{cases} \text{sign}[y(n)] [|y(n)| - \lambda] & \text{pro } |y(n)| > \lambda \\ 0 & \text{pro } |y(n)| \leq \lambda \end{cases} \quad (2.2)$$

To znamená, že všechny koeficienty $y(n)$, které jsou menší než zadaný práh budou vynulovány (stejně tak jak u tvrdého prahování), ale navíc se zbylé koeficienty posunou o velikost prahu směrem k nule.



Obr. 2.4 Princip prahování a) Tvrdé, b) Měkké

2.2.2 Stanovení prahových hodnot

Hodnota prahu je závislá na úrovni vstupního šumu, pokud je vysoká vstupní hodnota poměru signálu k šumu je i hodnota prahu vyšší. Úroveň šumu w je reprezentována směrodatnou odchylkou σ_w , nebo rozptylem σ_w^2 .

Předpokládejme aditivní směs $x(n)$ užitečného signálu $s(n)$ a šumu $w(n)$,

$$x(n) = s(n) + w(n). \quad (2.3)$$

Označíme-li koeficienty DTWT vstupního signálu $x(n)$ jako $y_m(n)$, užitečného signálu jako $u_m(n)$ a šumu $v_m(n)$, kde n je index koeficientu m -té úrovně rozkladu, můžeme díky linearitě DTWT psát

$$y_m(n) = u_m(n) + v_m(n). \quad (2.4)$$

Dále předpokládejme, že šumová složka vstupního signálu je reprezentována bílým šumem, tj. stochastickým signálem, který je charakterizován třemi vlastnostmi:

- nulovou střední hodnotou

$$\mu_w = E\{w(n)\} = 0, \quad (2.5)$$

- středním výkonem rovnajícím se rozptylu,

$$P_w = E\{w^2(n)\} = E\{(w(n) - \mu_w)^2\} = \sigma_w^2, \quad (2.6)$$

– autokorelační posloupností

$$r_{ww}(n) = \sigma_w^2 \delta(n), \quad \text{kde} \quad \delta(n) = \begin{cases} 1 & \text{pro } n = 0 \\ 0 & \text{pro } n \neq 0 \end{cases}, \quad (2.7)$$

ze které vyplývá, že je nekorelovaný. Po Fourierově transformaci s diskretním časem (DTFT) je jeho konstantní spektrální hustota výkonu

$$R_{ww}(\omega) = DTFT\{r_{ww}(n)\} = \sigma_w^2. \quad (2.8)$$

2.2.2.1 Univerzální práh

Univerzální metodu stanovení prahu navrhli Donoho a Johnstone [8]. Na základě počtu vzorků N a směrodatné odchylky aditivního bílého šumu σ_w vypočteme hodnotu λ , která minimalizuje riziko odchylky od optimální (avšak neznámé) hodnoty prahu.

$$\lambda = \sigma_w \sqrt{2 \ln(N)}, \quad (2.9)$$

Prahování se pak provede pro všechny vlnkové koeficienty. Metodu lze použít pro měkké, tvrdé i hybridní prahování.

2.2.2.2 Empirický práh

Empirický práh se využívá v případech, kdy využití univerzálního prahu nevede k dosažení požadovaných výsledků. Jedná se o násobení směrodatné odchylky šumu empirickou konstantou K , a výsledkem je prahová hodnota

$$\lambda = K \sigma_w, \quad (2.10)$$

popř. prahové hodnoty pro každé pásmo zvlášť

$$\lambda_m = K_m \sigma_{w_m}. \quad (2.11)$$

2.3 WIENEROVSKÁ FILTRACE

Wienerova filtru se využívá v případech výrazného prolínání spektra šumové složky $w(n)$ a spektra užitečného signálu $s(n)$. Za předpokladu, že je vstupní signál $x(n) = s(n) + w(n)$, tj. aditivní směs obou (nekorelovaných složek), Wienerův filtr je ve frekvenční oblasti optimálním korekčním faktorem $H_{opt}(\omega)$ pro korekci spektra $X(\omega)$ vstupu, aby spektrum

$$Y(\omega) = X(\omega) \cdot H_{opt}(\omega) \quad (2.12)$$

bylo optimální aproximací spektra $S(\omega)$ užitečného signálu ve smyslu nejmenší střední kvadratické odchylky výstupu $y(n)$ od $s(n)$, tedy: $y(n) = s(n) + e(n)$, kde $E\{e^2(n)\} \rightarrow \min$. Wienerův korekční faktor má podle [2], [1][5], [5] podobu

$$H_{opt}(\omega) = \frac{R_{ss}(\omega)}{R_{ss}(\omega) + R_{ww}(\omega)}, \quad (2.13)$$

kde $R_{ss}(\omega)$ je výkonové spektrum užitečného signálu a $R_{ww}(\omega)$ je výkonové spektrum šumu. Tento výraz obsahuje výkonové spektrum originálního signálu, který se v praxi často nevyskytuje, proto má vztah (2.14) i praktičtější podobu

$$H_{opt}(\omega) = \frac{R_{xx}(\omega) - R_{ww}(\omega)}{R_{xx}(\omega)}, \quad (2.14)$$

protože předpokládaná nekorelovanost oddělovaných složek vede k možnosti vyjádření výkonového spektra $R_{xx}(\omega)$ vstupu jako $R_{xx}(\omega) = R_{ss}(\omega) + R_{ww}(\omega)$. Korekční faktor nabývá vždy reálné hodnoty z intervalu $\langle 0, 1 \rangle$ pro každou konkrétní hodnotu kmitočtu ω .

Existuje i analogie k výše uvedenému principu filtrace, při které se vhodnými korekčními faktory násobí jednotlivé koeficienty DTWT, [2]. Definujme analogicky k (2.12), že hledáme korekční faktory $g_m(n)$ takové, aby upravené hodnoty koeficientů DTWT

$${}^\lambda y_m(n) = y_m(n)g_m(n) = g_m(n)[u_m(n) + v_m(n)] \quad (2.15)$$

byly optimální aproximací koeficientů $u_m(n)$ užitečného signálu ve smyslu nejmenší střední kvadratické odchylky výstupu ${}^\lambda y(n)$ od $s(n)$, tedy: ${}^\lambda y(n) = s(n) + e(n)$, kde $E\{e^2(n)\} \rightarrow \min$. V [2] je tento Wienerův korekční faktor definován jako

$$g_m(n) = \frac{u_m^2(n)}{u_m^2(n) + v_m^2(n)}. \quad (2.16)$$

Bohužel neznáme hodnoty šumových koeficientů $v_m(n)$ v m -tém pásmu, protože jsou součástí aditivní směsi vlnkových koeficientů $y_m(n)$, viz. (2.4), ale jejich kvadrát je možné nahradit odhadem v podobě rozptylu šumu v m -tém pásmu $\sigma_{v_m}^2$, takže dostaneme

$$g_m(n) = \frac{u_m^2(n)}{u_m^2(n) + \sigma_{v_m}^2}. \quad (2.17)$$

Bude-li $u_m^2(n) \gg \sigma_{v_m}^2$, vyjde korekční faktor $g_m(n)$ blízký k 1 a koeficient $y_m(n)$ bude prakticky beze změny. Naopak pro $u_m^2(n) \ll \sigma_{v_m}^2$ bude $g_m(n)$ výrazně menší než 1 a dojde k zeslabení koeficientu $y_m(n)$. Koeficienty $u_m(n)$ užitečného signálu nejsou rovněž známy, ale je možný jejich odhad. Některé způsoby tohoto odhadu jsou rozebrány v následujícím textu.

2.3.1.1 Hybridní prahování

Jedná se o odhad koeficientů užitečného signálu $u_m(n)$ podle vzorce

$$u_m^2(n) = \max[k \cdot y_m^2(n) - \sigma_{v_m}^2, 0]$$

uvedeného v [2]. Po dosazení do rovnice (2.17) získáme korekční faktor $g_m(n)$ ve tvaru

$$g_m(n) = \max\left[1 - \frac{\sigma_{v_m}^2}{k \cdot y_m^2(n)}, 0\right]. \quad (2.18)$$

Pro získání korigovaných koeficientů DTWT ${}^\lambda y_m(n)$ násobíme takto získaným faktorem „surové“ koeficienty $y_m(n)$ v souladu s (2.15)

$$\lambda y_m(n) = y_m(n)g_m(n) = \max \left[y_m(n) - \frac{\sigma_{v_m}^2}{k \cdot y_m(n)}, 0 \right]. \quad (2.19)$$

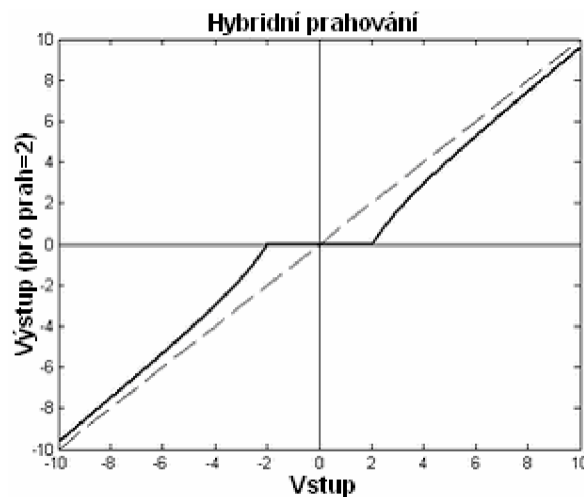
$$\text{Je-li } y_m(n) - \frac{\sigma_{v_m}^2}{k \cdot y_m(n)} \leq 0 \quad \text{pak } \lambda y_m(n) = 0,$$

$$\text{je-li } y_m(n) - \frac{\sigma_{v_m}^2}{k \cdot y_m(n)} > 0 \quad \text{pak } \lambda y_m(n) = y_m(n) - \frac{\sigma_{v_m}^2}{k \cdot y_m(n)}.$$

Lze odvodit, že se jedná o prahování koeficientů $y_m(n)$ s použitím prahu

$$\lambda_m = \frac{1}{\sqrt{k}} \sigma_{v_m} \quad \text{a podmínkami} \quad \lambda y_m(n) = \begin{cases} y_m(n) - \frac{\lambda_m^2}{y_m(n)} & \text{pro } |y_m(n)| > \lambda_m \\ 0 & \text{pro } |y_m(n)| \leq \lambda_m \end{cases}. \quad (2.20)$$

Získaný průběh výše definovaného prahování je na Obr. 2.5. Tvoří jakýsi kompromis mezi měkkým a tvrdým prahováním. koeficienty jejichž hodnota bude blízká hodnotě prahu budou ovlivněny (upraveny) podstatně více než koeficienty s výrazně nadprahovou hodnotou.



Obr. 2.5 Hybridní prahování podle (2.20) pro $\lambda_m = 2$.

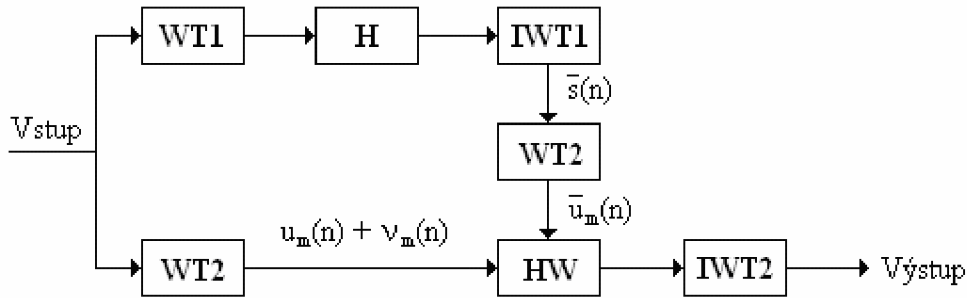
2.3.1.2 Metoda pilotního odhadu

Další možností jak získat koeficienty $\overline{u_m(n)}$ užitečného signálu je metoda pilotního odhadu, která je popsána například v [2], [9], [10]. Jejím princip je naznačen na Obr. 2.6. Horní větev schématu slouží k získání pilotního signálu $\overline{s(n)}$ který by měl co nejvěrohodněji odpovídat užitečnému signálu bez šumu. Obsahuje transformaci WT1, pak následuje úprava koeficientů v bloku H a inverzní transformace IWT1. Transformaci WT2, která je podkladem wienerovské vlnkové filtrace, je podroben jak vstupní signál (elektrokardiogram), tak i pilotní signál $\overline{s(n)}$. Oba výstupy jsou zpracovány blokem HW, ve kterém je aplikován korekční faktor

$$\bar{g}_m(n) = \frac{\bar{u}_m(n)}{\bar{u}_m(n) + \sigma_{v_m}^2}, \quad (2.21)$$

kde $\bar{u}_m(n)$ jsou kvadráty koeficientů užitečného signálu získané z pilotního odhadu $\bar{s}(n)$.

Vzniká zde chyba ve výpočtu upravených koeficientů $\hat{y}_m(n)$ způsobená nesouhlasem mezi optimálními a (z pilotního odhadu) odhadnutými koeficienty m -tého pásma užitečného signálu. Tato chyba je podrobně rozebrána např. v [2].



Obr. 2.6 Princip wienerovské vlnkové filtrace s pilotním odhadem.

Některé práce zabývající se touto problematikou např. [10] preferují použití filtrů s krátkou impulsní charakteristikou na pozici WT1. Filtry s delší impulsní char. způsobují vznik oscilací na začátcích a koncích QRS komplexů. Doporučené filtry na pozici WT2 z [10] mají mít naopak delší impulsní char. z důvodu lepšího frekvenčního rozlišení

Vhodná úprava vlnkových koeficientů v bloku H je popsána v [2]. V případě, že jsou užitečné koeficienty výrazně vyšší, než koeficienty šumové je vhodnější použít tvrdého prahování. V opačném případě by použití tvrdého prahování způsobilo zachování nadprahových hodnot s výrazným podílem šumu a tyto hodnoty pilotního odhadu pak budou po transformaci WT2 mylně vydávány za koeficienty užitečné. Z tohoto důvodu by zde bylo vhodné použít měkké prahování, nebo zvolit kompromis v podobě prahování hybridního.

3. VLNKOVÁ FILTRACE EKG

3.1 VOLBA TYPU DTWT

Pro testy prováděné v dalších kapitolách je dobré vybrat vhodnou variantu DTWT. Ze studií prováděných v [2] vyplývá jako nejvhodnější redundantní dyadická DTWT s rozkladovými filtry s reálnými impulsními charakteristikami využívající 4-stupňového rozkladu.

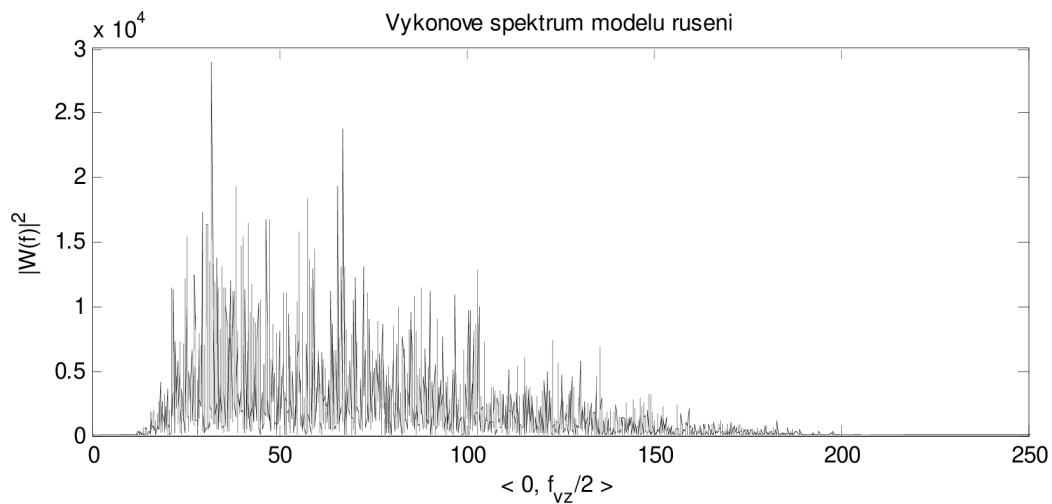
3.2 VOLBA PRAHOVÉ HODNOTY

Vlnkové koeficienty jsou upravovány v závislosti na zvolené hodnotě prahu. Stanovení úrovně prahu má významný vliv na samotný výsledek filtrace. Jeho hodnota by měla být počítána pro každé pásmo m zvlášť a jeho hodnota může vycházet z úrovně rušení (směrodatné odchylky či rozptylu) v daném pásmu σ_m [1][2]. Tudíž, před samotnou úpravou koeficientů vlnkové transformace je nutné nejprve zjistit rozptyl (směrodatnou odchylku σ_w) šumu v jednotlivých pásmech rozkladu. Ideální by bylo nalezení rozumně dlouhých úseků signálu, které by obsahovaly pouze šumovou složku bez nízkofrekvenčních užitečných složek (vlna P, vlna T). Rozptyl šumu v jednotlivých pásmech rozkladu tak lze odhadovat z úseků mezi komplexy QRS, neboť jak již bylo uvedeno, tyto relativně vysokofrekvenční komplexy QRS zabírají zhruba desetinu délky celého cyklu signálu EKG a v nejvyšších pásmech rozkladu lze očekávat mezi komplexy pouze příspěvky šumu. K nalezení tohoto úseku by mohl být využit algoritmus detekující komplexy QRS u nichž je možné zjistit začátek a konec. V této práci je úroveň prahu nastavována dvěma způsoby (empirický a univerzální práh) podle vzorců (2.9), (2.10) resp. (2.11). Výběr úseku je přednastavený z důvodu testování dvou prahů, nebo je volen ručně (pomocí myši).

3.3 TESTOVANÉ SIGNÁLY A MODEL RUŠENÍ

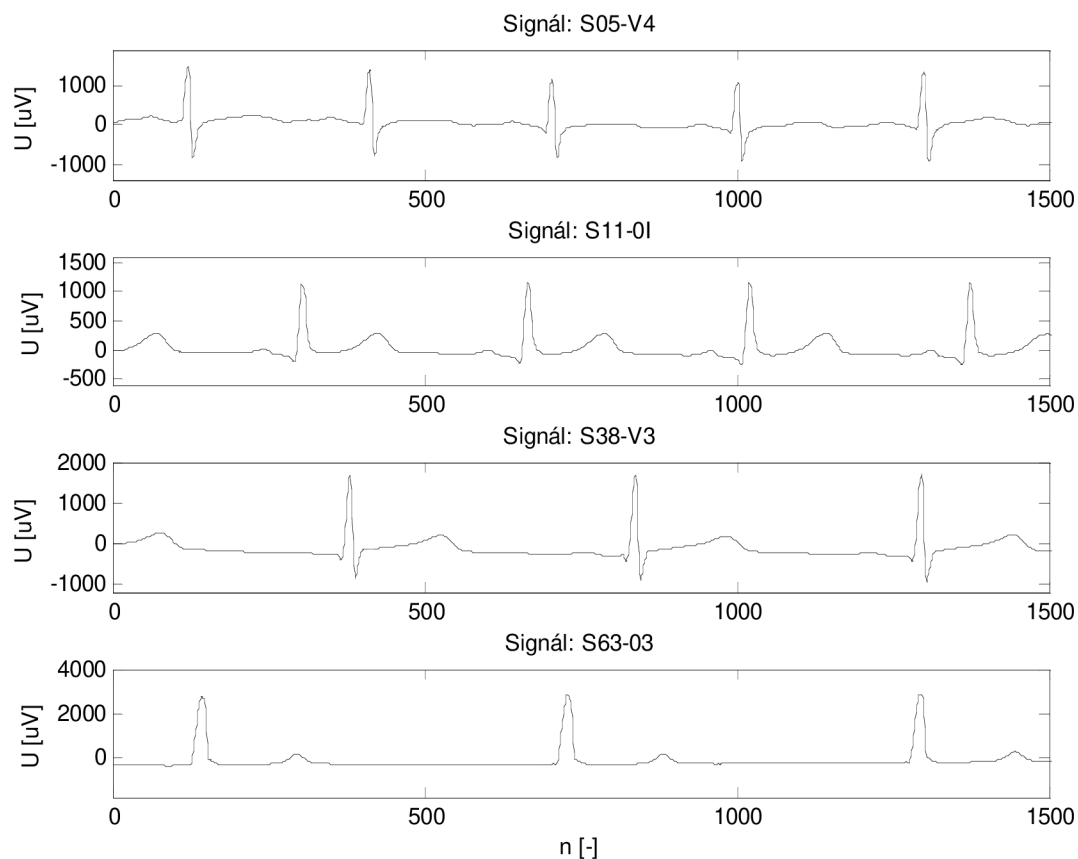
Metody filtrace EKG signálu navržené v této práci budou testovány na signálech z databáze CSE (The Common Standards for Electrocardiography). Tato databáze obsahuje soubor 125 reálných 12-svodových i 3-svodových záznamů, které jsou k dispozici pro testování různých filtračních a detekčních algoritmů. Předpokládáme, že všechny signály mají nulovou šumovou složku tj. průběhy obsahují pouze užitečný signál. Tohoto předpokladu využijeme při hodnocení filtrace různými metodami podle poměru signál/šum (dále SNR).

Pro hodnocení navržených metod filtrace podle poměru SNR je nutné mít složku užitečného signálu (databáze CSE) a šumovou složku. Filtrační metody jsou navrženy tak, aby co nejlépe potlačily myopotenciálové rušení („pohybové artefakty“), proto by spektrální vlastnosti modelu rušení měly mít myopotenciálový charakter. Frekvenční obsah myopotenciálů je od 10 až do 500 Hz s dominantními frekvencemi v oblasti 20 až 250 Hz, spektrum užitečného signálu zaujímá pásmo přibližně 1 – 250 Hz (kde dolní mez je ovlivněna tepovou frekvencí), [2]. Model rušení použitý v této práci vznikl obarvením bílého gaussovského šumu kmitočtovým omezením číslicovou horní propustí (typu Butterworth 4. řádu s mezní frekvencí 40 Hz) v sérii s jednoduchou dolní propustí (s impulsní charakteristikou {0,25; 0,5; 0,25}). Signál je uložen v souboru *sum.mat* a jeho průběh je naznačen na Obr. 3.1.



Obr. 3.1 Výkonové spektrum modelu rušení.

Délka testovaných signálů je 10 sekund a vzorkovací kmitočet má hodnotu 500Hz. Při jejich snímání byl použit kvantování krok $5\mu\text{V}$, z něhož plyne úroveň kvantizačního šumu. Naznačený průběh signálů je na Obr. 3.2.



Obr. 3.2 Ukázka signálů použitých v následujících testech.

3.4 KRITÉRIA

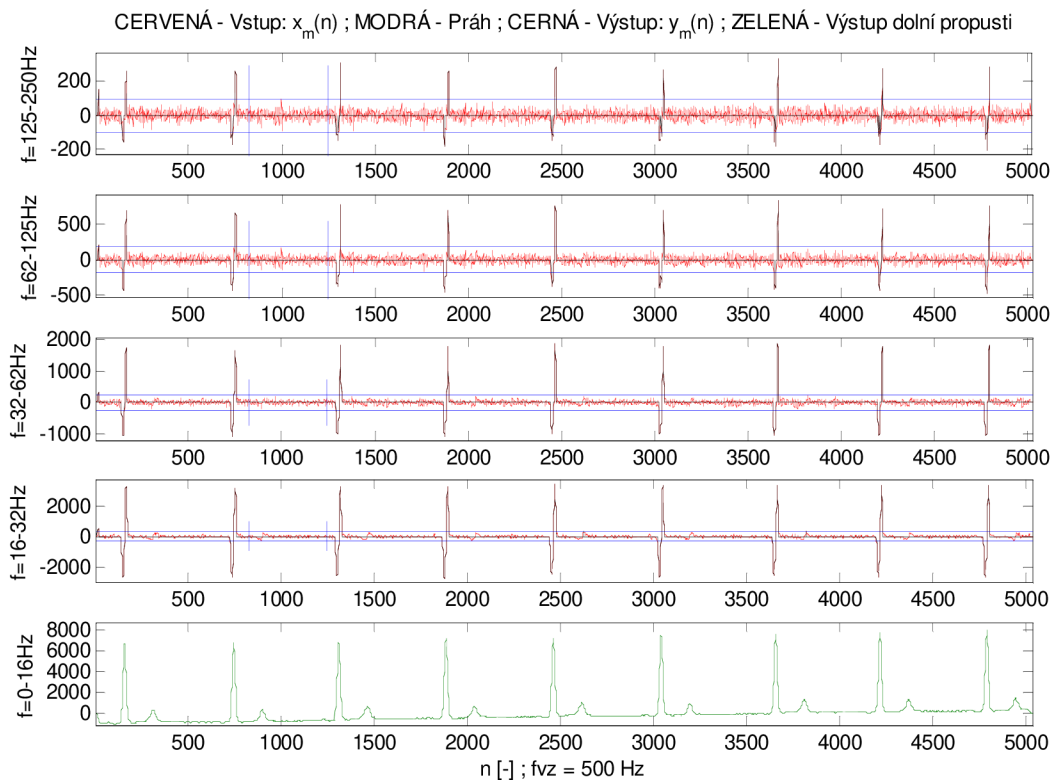
K hodnocení výsledků různých metod filtrace se přihlíží k dosaženému výslednému poměru $SNR_{výst}$. Z důvodu posouzení vlivu různých úrovní vstupního šumu (SNR_{vst}) je tato hodnota volně nastavitelná. Výstupní poměr $SNR_{výst}$ bude počítán podle vzorce

$$SNR_{výst} = 10 \cdot \log_{10} \frac{\sum_{n=1}^{N-1} [s(n)]^2}{\sum_{n=1}^{N-1} [y(n) - s(n)]^2} \quad [dB]. \quad (3.1)$$

Dalším sledovaným parametrem budou tvarové změny ve filtrovaných signálech oproti původním nezašuměným signálům. Primární sledované oblasti budou především začátky a konce QRS komplexu, tedy vlna Q a vlna S, jejichž průběh může být značně ovlivněn vyšší hodnoty prahu. Hodnotit se bude také velikost vlny R jenž může být ořezána, také může vlivem filtrace dojít k dilataci celého QRS komplexu.

3.5 VÝSLEDKY VLNKOVÉ FILTRACE

V této kapitole jsou popsány výsledky získané modifikací různých parametrů (úroveň vstupního rušení, rozkladové a rekonstrukční filtry, ...) vlnkové filtrace. Pro všechny tyto modifikace je vstupní zarušený signál vždy rozdělen do čtyřech pásem (viz Obr. 3.3), ve kterých se stanoví prahová hodnota.



Obr. 3.3 4-stupňový rozklad EKG signálu + Výstup dolní propusti.

3.5.1 Experimenty s prahováním

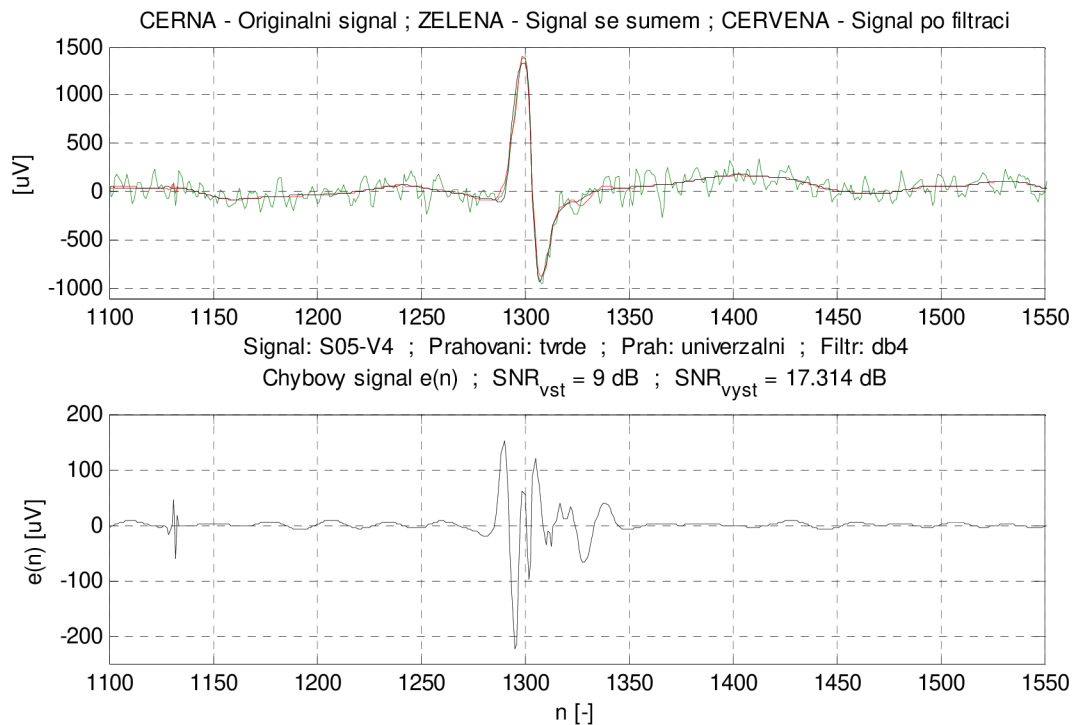
Zde jsou uvedeny tři různé způsoby prahování (měkké, tvrdé, hybridní) popsané v kapitolách **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.** a 2.3, jenž mají významný vliv na úpravu koeficientů získaných vlnkovou transformací. Stanovení prahové hodnoty je podle (2.9) (univerzální práh) a použita banka filtrů db4.

Tab. 3.1 Hodnoty výstupního SNR pro různé typy prahování.

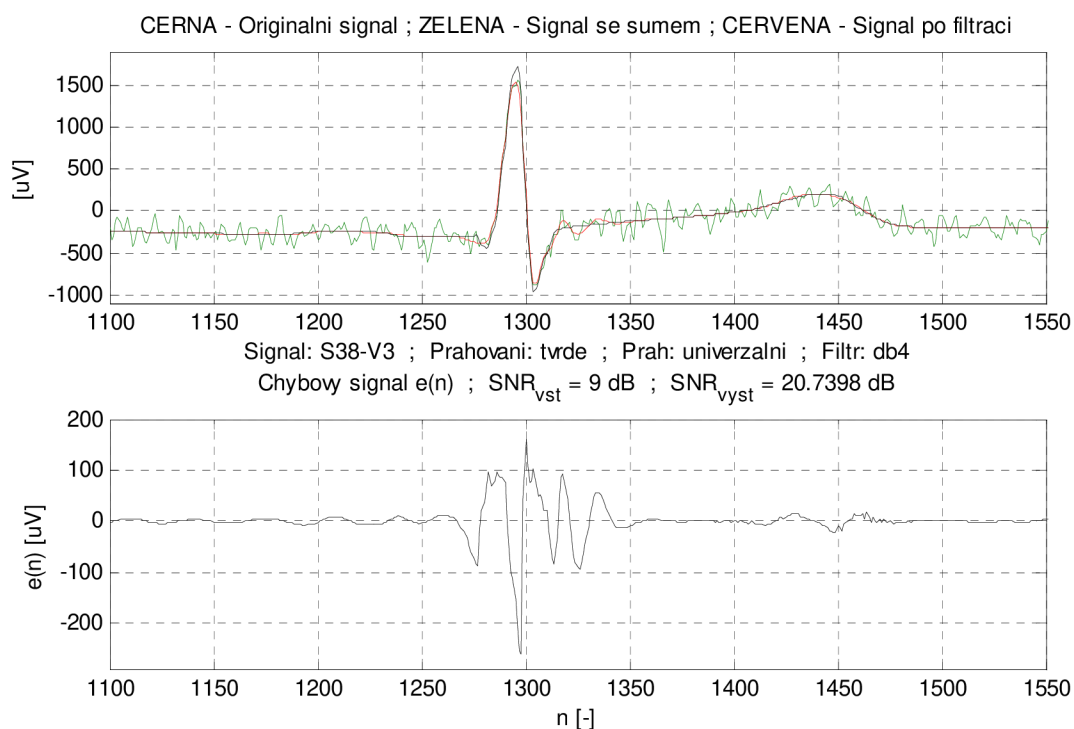
EKG signál	SNR vstupní [dB]	SNR výstupní [dB]		
		Tvrdé prahování	Měkké prahování	Hybridní prahování
S05-V4	9	17,31	11,03	14,81
	16	23,28	16,40	21,04
	22	28,75	21,25	26,89
S11-0I	9	19,82	13,18	16,16
	16	24,61	17,94	22,49
	22	27,95	21,72	26,46
S38-V3	9	20,74	13,36	17,55
	16	25,08	18,71	23,60
	22	30,80	23,21	28,45
S63-03	9	20,47	16,66	18,61
	16	25,62	20,85	23,77
	22	29,90	24,30	27,51

Tvrdé prahování

Tvrký způsob prahování je dosti radikální. Posuzovaný koeficient vzniklý po DTWT bude buď ponechán bezezměny, nebo bude vynulován. To přináší své výhody - důrazné potlačování šumové složky, minimální poškození (ořezání, dilatace) vysokých kmitů QRS komplexu (Obr. 3.4, Obr. 3.5), ale i nevýhody v podobě zanechání ostrých šumových impulzů viditelných na Obr. 3.4. Tento způsob prahování dosáhl podle Tab. 3.1 nejlepšího výsledku co se týče získaného výstupního SNR.



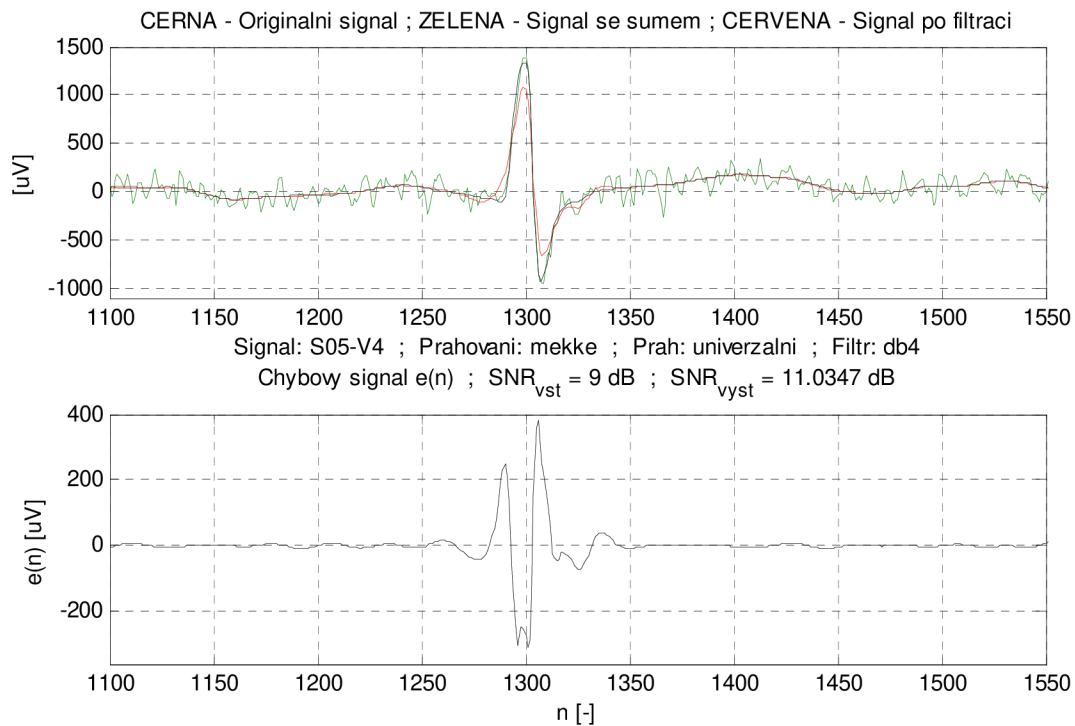
Obr. 3.4 Výsledek filtrace pro tvrdé prahování.



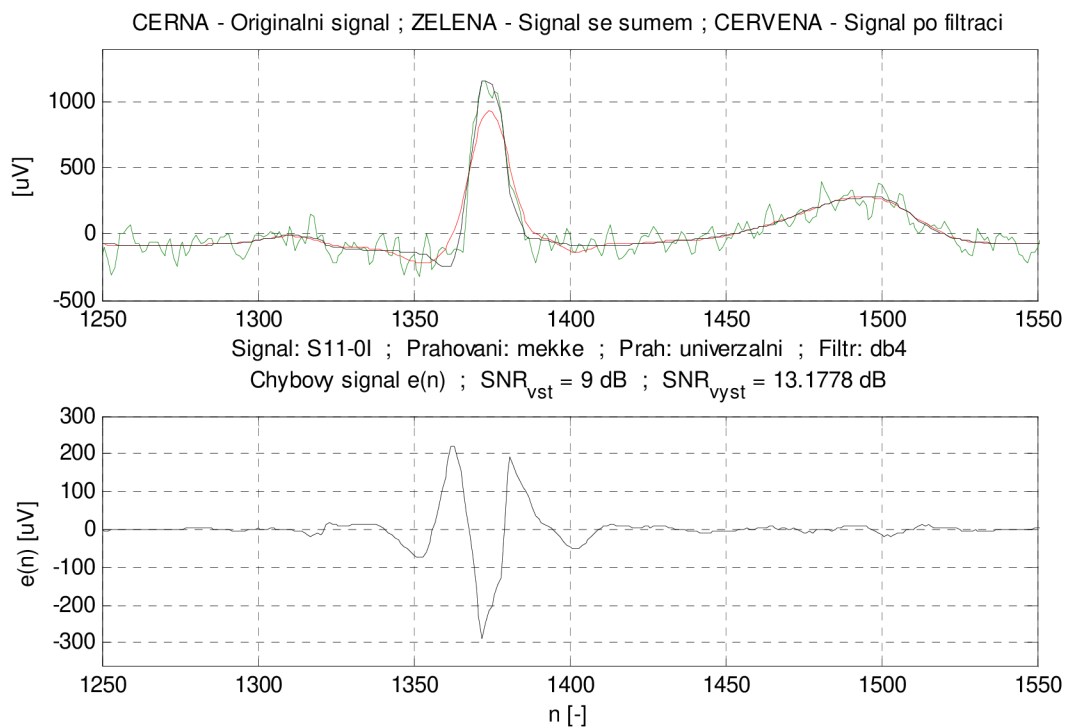
Obr. 3.5 Výsledek filtrace pro tvrdé prahování.

Měkké prahování

Při použití měkkého prahování dosáhneme „uhlazenějšího“ dojmu z výstupního signálu, který postrádá ostré přechody (porovnání Obr. 3.4 s tvrdým a Obr. 3.6 s měkkým prahováním). Naopak do značné míry znehodnocuje nadprahové koeficienty, což se projevuje především ořezáním vysokých kmitů QRS komplexu (Obr. 3.6, Obr. 3.7). U Obr. 3.7 je též patrná dilatace začátku a konce komplexu QRS. Hodnoty získané tímto prahováním v Tab. 3.1 nejsou moc příznivé a hlavním faktorem tohoto „neúspěchu“ je použití univerzálního prahu, u kterého ve většině případů vychází příliš vysoká hodnota prahu (viz. následující kapitola).



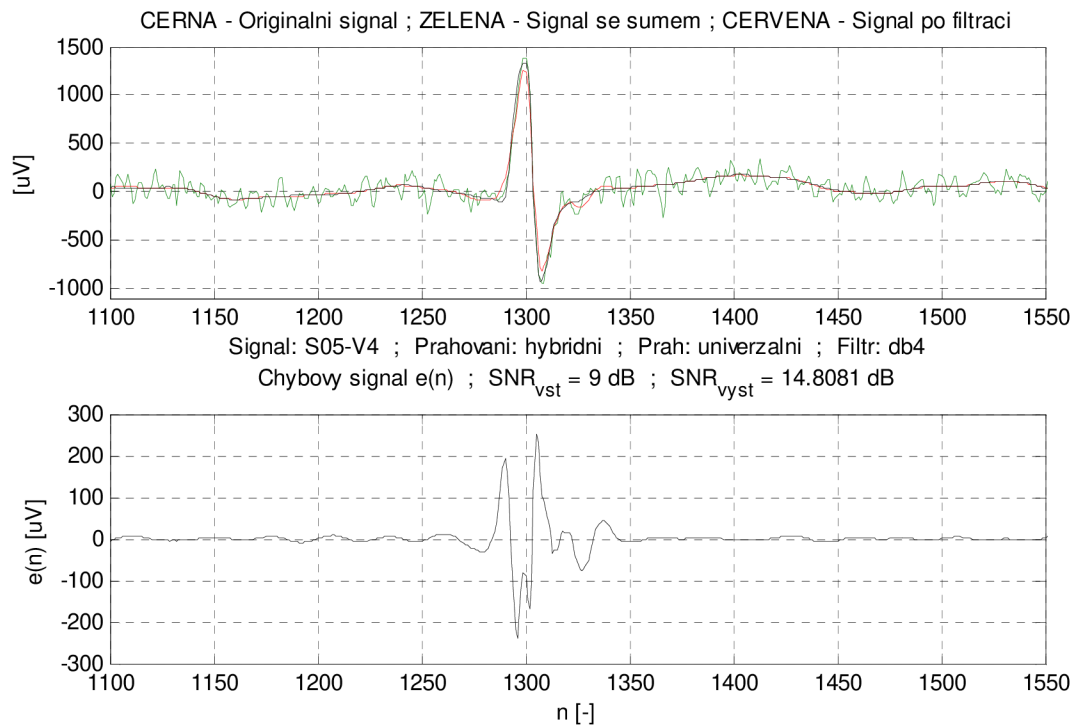
Obr. 3.6 Výsledek filtrace pro měkké prahování.



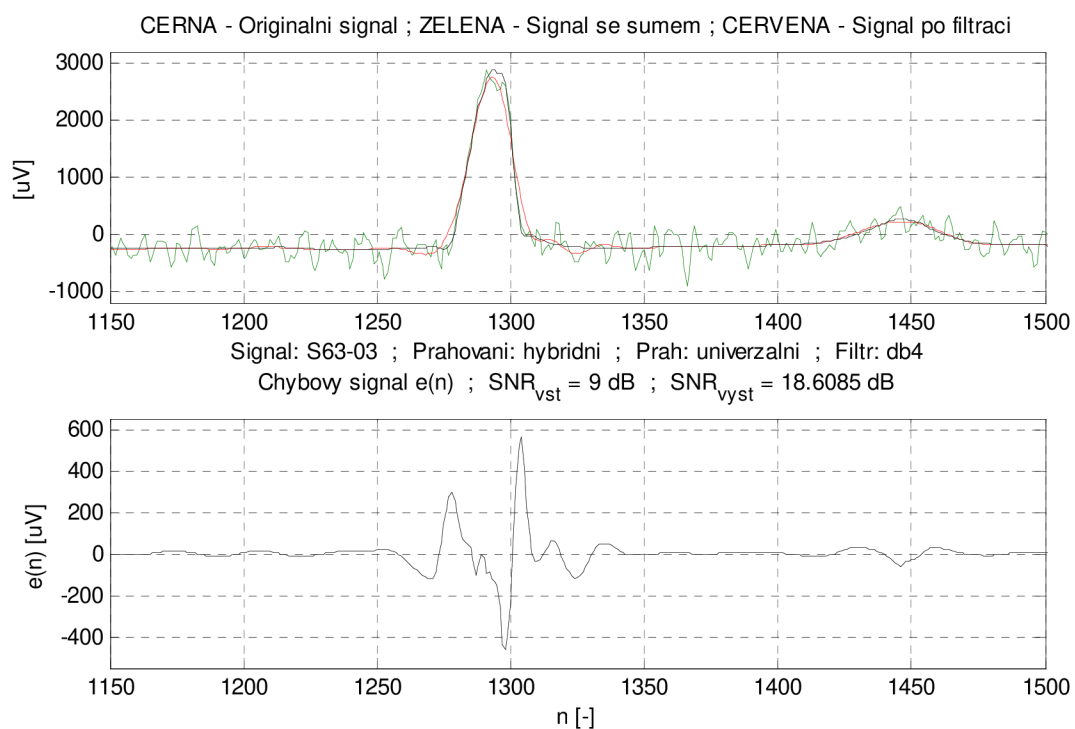
Obr. 3.7 Výsledek filtrace pro měkké prahování.

Hybridní prahování

Toto prahování tvoří jakýsi kompromis mezi tvrdým a měkkým způsobem prahování. Spojuje tak výhody obou předešlých způsobů tzn. potlačení náhodných rušivých impulsů a minimální ořezání a dilataci komplexu QRS (Obr. 3.8, Obr. 3.9). Stejně tak dosahuje uspokojivých výsledků s ohledem na výstupní SNR (viz. Tab. 3.1).



Obr. 3.8 Výsledek filtrace pro hybridní prahování.



Obr. 3.9 Výsledek filtrace pro hybridní prahování.

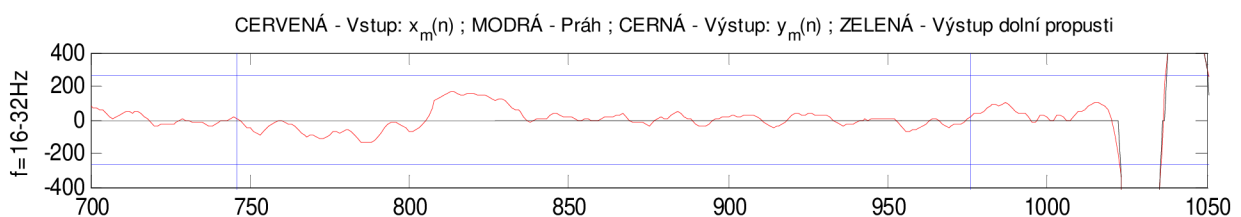
3.5.2 Vliv nastavení prahové hodnoty

Hodnota univerzálního prahu je ovlivněna podle (2.9) směrodatnou odchylkou σ_w a počtem vzorků N . U empirického prahu ((2.10), (2.11)) je možné výslednou hodnotu ovlivnit zvolenou konstantou K , jejíž hodnota zde byla nastavena na $K = 3$. Z Tab. 3.2 je patrné, že univerzální práh dosahuje vyšších hodnot, řádově desítky μV , než práh empirický. Hodnoty prahů v tabulce jsou ze čtvrtého (16 – 32Hz) rozkladového stupně DTWT a grafický průběh je naznačen na Obr. 3.10.

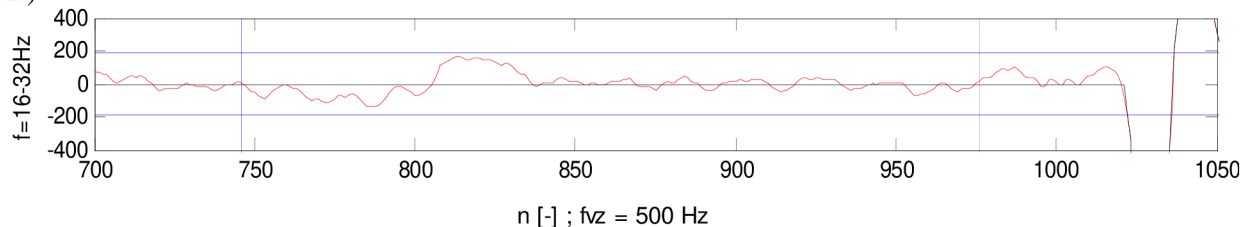
Tab. 3.2 Vypočtené hodnoty prahů pro různé banky filtrů. (Použitý signál: S11-0I, vstupní SNR = 20dB, práh ve čtvrtém stupni rozkladu.)

Banky filtrů	Směrodatná odchylka	Univerzální práh [μV]	Empirický práh ($K = 3$) [μV]	rozdíl hodnot prahů [μV]
Haar	63,04	260,28	189,12	71,16
db4	31,19	129,03	93,56	35,47
db9	29,61	122,91	88,84	34,08
bior2.2	45,23	186,99	135,69	51,31
bior6.8	32,81	136,17	98,42	37,75

A)



B)



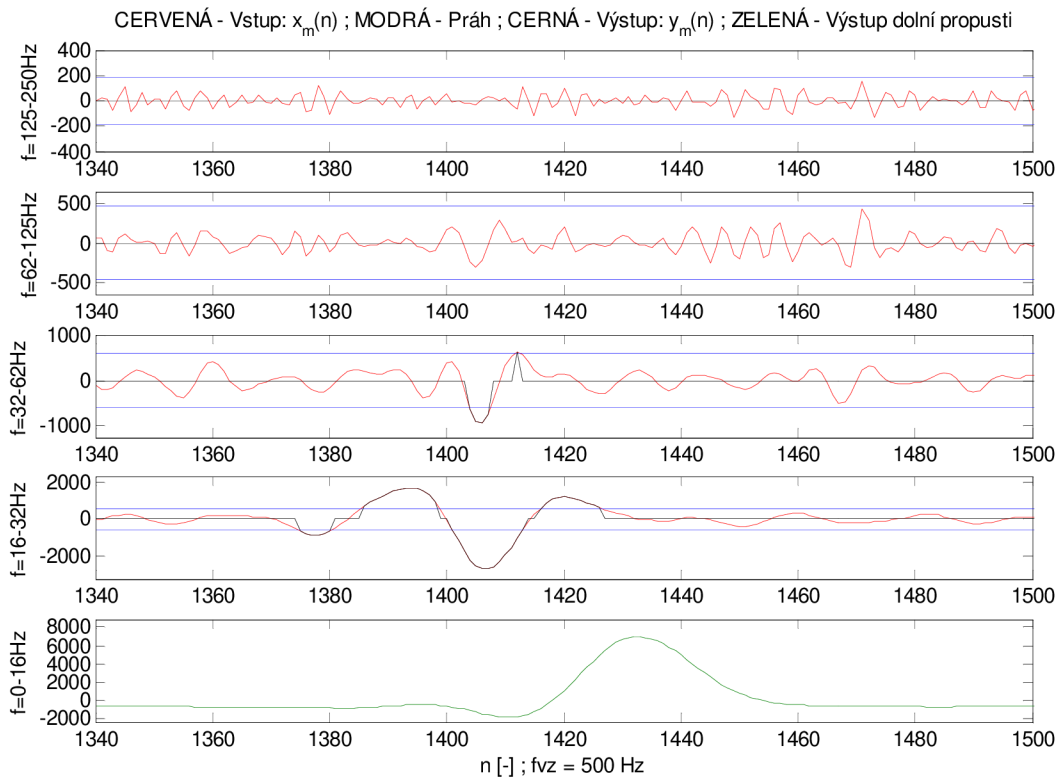
Obr. 3.10 Znárodnění prahu ve zvolené oblasti mezi komplexy QRS. A) Univerzální práh, B) Empirický práh. (Použitý signál: S11-0I, vstupní SNR = 20dB, práh ve čtvrtém stupni rozkladu.)

K posouzení výsledků použitých typů prahů vzhledem k získanému výstupnímu SNR je níže uvedena Tab. 3.3, kde byla konstanta K u empirického prahu postupně nastavována na tři různé hodnoty ($K = 4,1; 3,5; 2,7$). Při $K = 4,1$ jsou výsledné hodnoty srovnatelné s hodnotami získanými pomocí univerzálního prahu. Při snižování K dochází ke snižování celkové hodnoty prahu a výsledný SNR nabývá příznivějších hodnot. Použit byl signál S11-0I a hybridní způsob prahování.

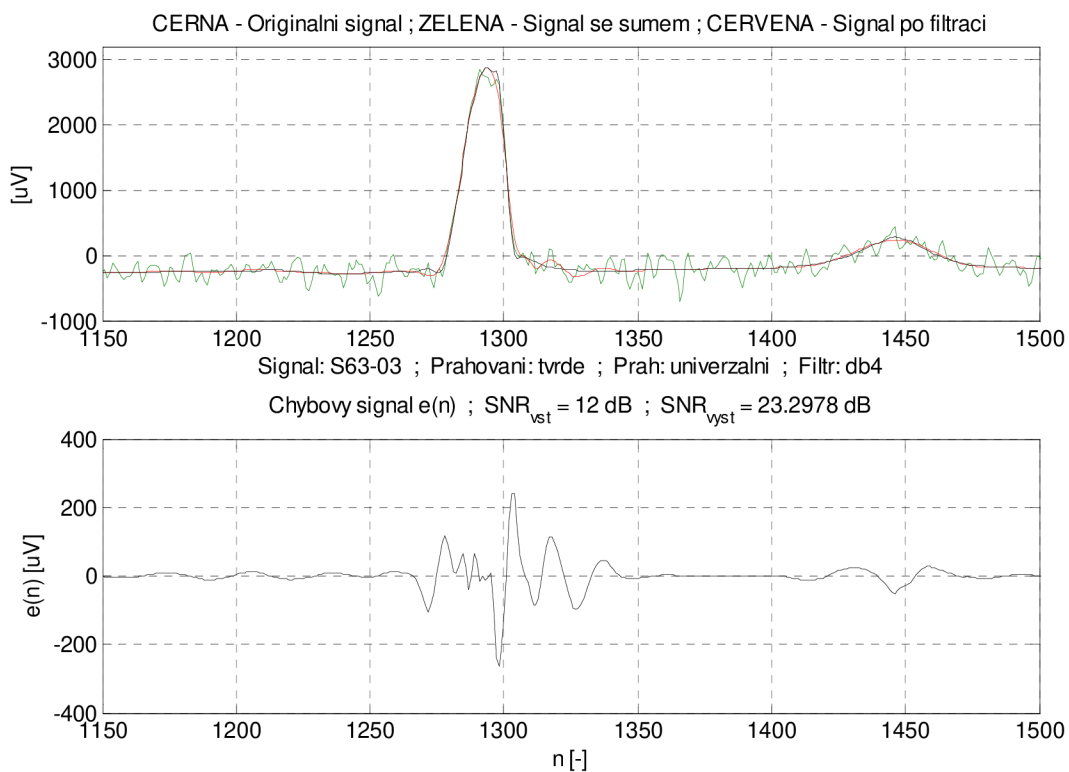
Tab. 3.3 Hodnoty výstupního SNR pro různé typy prahů.

Banky filtrů	SNR vstupní [dB]	SNR výstupní [dB]			
		Empirický práh			Univerzální práh
		$K = 4,1$	$K = 3,5$	$K = 2,7$	
Haar	12	17,65	18,54	19,57	17,60
	19	21,77	22,69	23,82	21,73
db4	12	18,94	20,13	21,60	18,86
	19	24,67	25,43	26,37	24,62
db9	12	17,48	18,49	19,91	17,39
	19	22,54	23,53	24,89	22,47
bior2.2	12	15,37	16,39	18,17	15,31
	19	21,32	22,74	24,80	21,25
bior6.8	12	18,18	19,09	20,39	18,11
	19	22,81	23,75	25,11	22,74

Na následujících obrázcích (Obr. 3.11až Obr. 3.14) je znázorněno použití univerzálního resp. Empirického prahu s tvrdým a měkkým prahováním. Z pohledu výstupního SNR lépe vychází, stejně jako u hybridního prahování, empirický práh, ale z Obr. 3.12 je patrná nevhodnost použití tohoto prahu s tvrdým způsobem prahování koeficientů DTWT. Tato kombinace vnáší do výsledného signálu ostré impulsní rušení (ponechání nadprahových koeficientů).

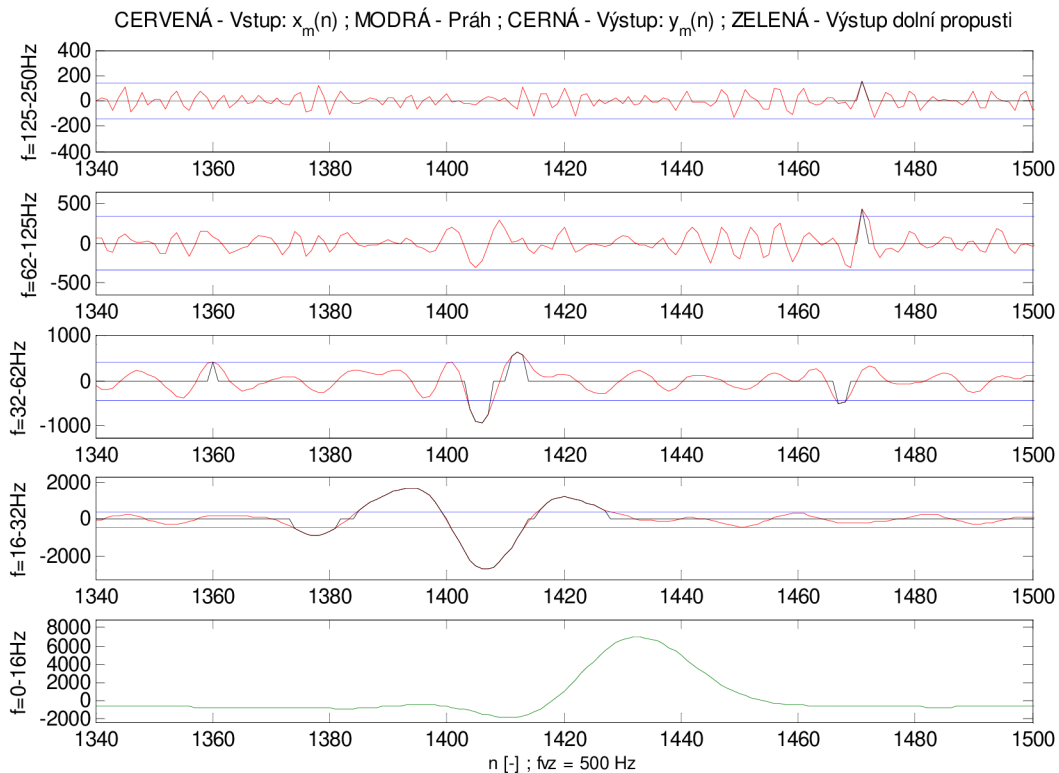


a) Červená - Vstupní rušený signál rozložený do frekvenčních pásem; Modrá - Práhy v jednotlivých pásmech; Černá - Signál po prahování; Zelená - Výstup dolní propusti.

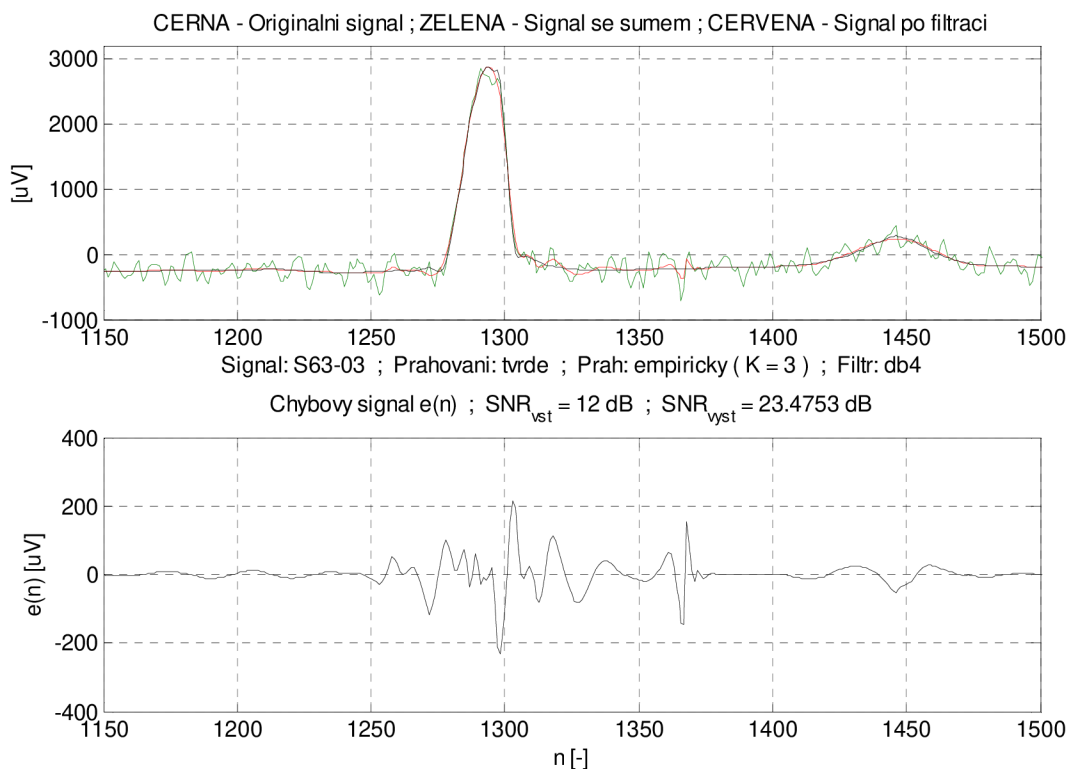


b) Černá - Originální signál; Zelená - Uměle rušený signál; Červeně - signál po filtraci; Průběh ve spodní části – Chybový signál.

Obr. 3.11 Výsledek filtrace při použití univerzálního prahu a tvrdého způsobu prahování. a) 4-stupňový rozklad vstupního signálu; b) vstupní, výstupní a chybový signál

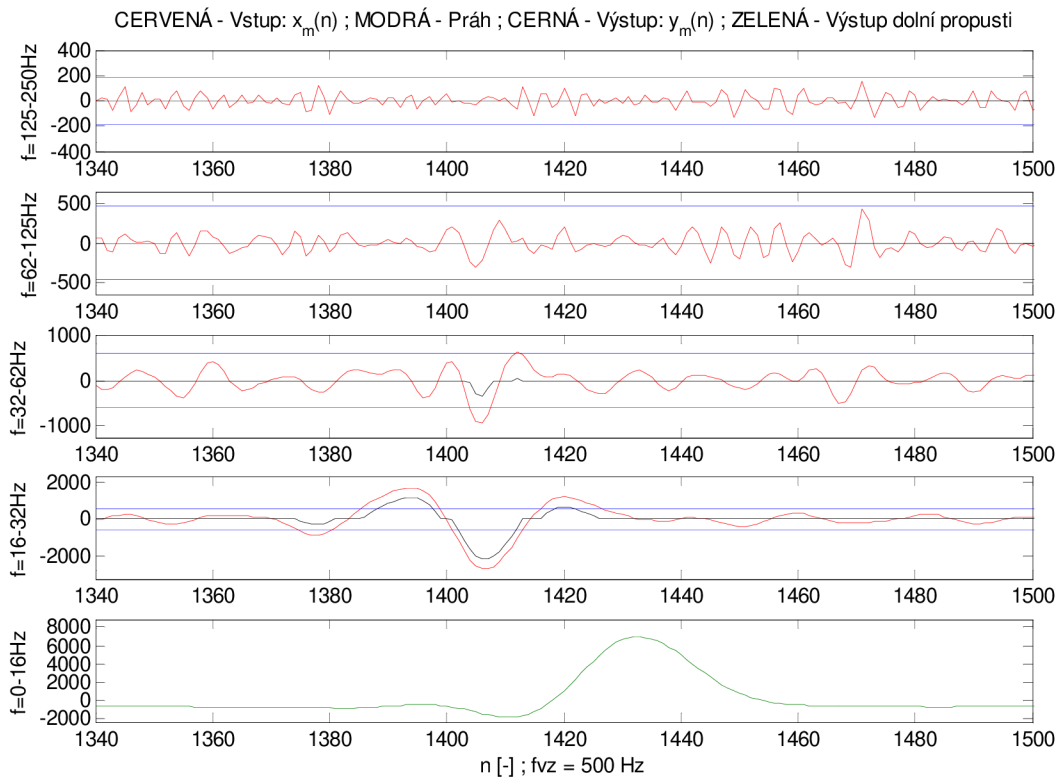


a) Červená - Vstupní rušený signál rozložený do frekvenčních pásem; Modrá - Práhy v jednotlivých pásmech; Černá - Signál po prahování; Zelená - Výstup dolní propusti.

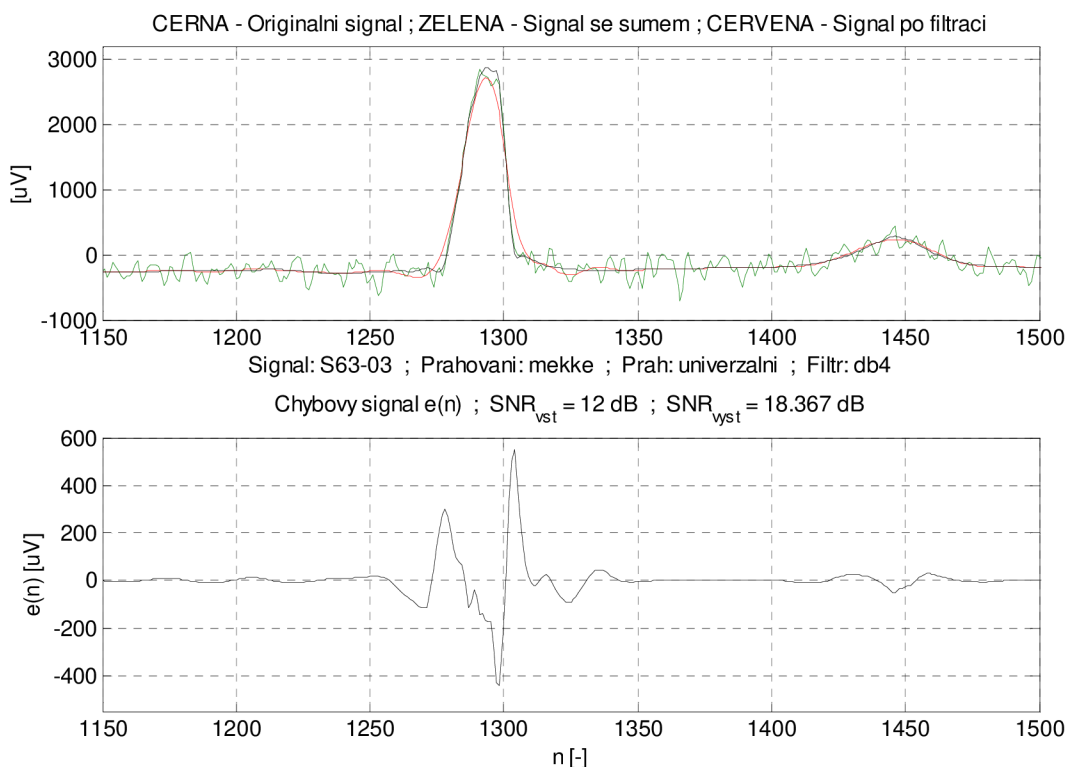


b) Černá - Originální signál; Zelená - Uměle rušený signál; Červeně - signál po filtraci; Průběh ve spodní části – Chybový signál.

Obr. 3.12 Výsledek filtrace při použití univerzálního prahu a tvrdého způsobu prahování. a) 4-stupňový rozklad vstupního signálu; b) vstupní, výstupní a chybový signál

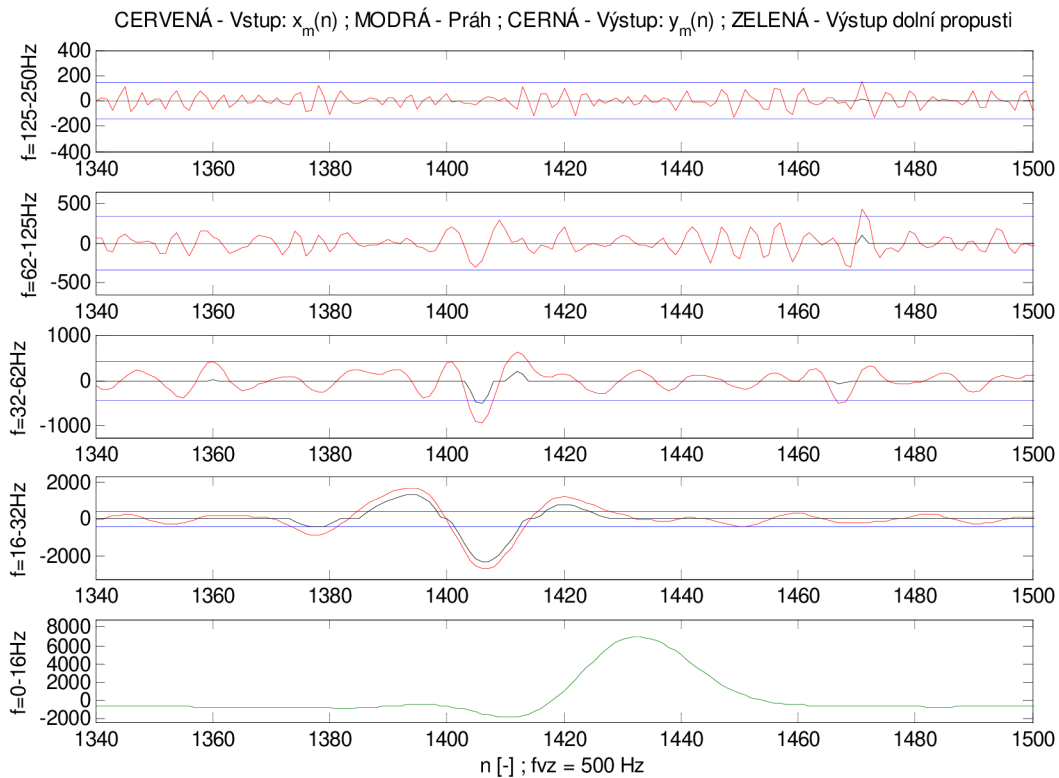


a) Červená - Vstupní rušený signál rozložený do frekvenčních pásem; Modrá - Práhy v jednotlivých pásmech; Černá - Signál po prahování; Zelená - Výstup dolní propusti.

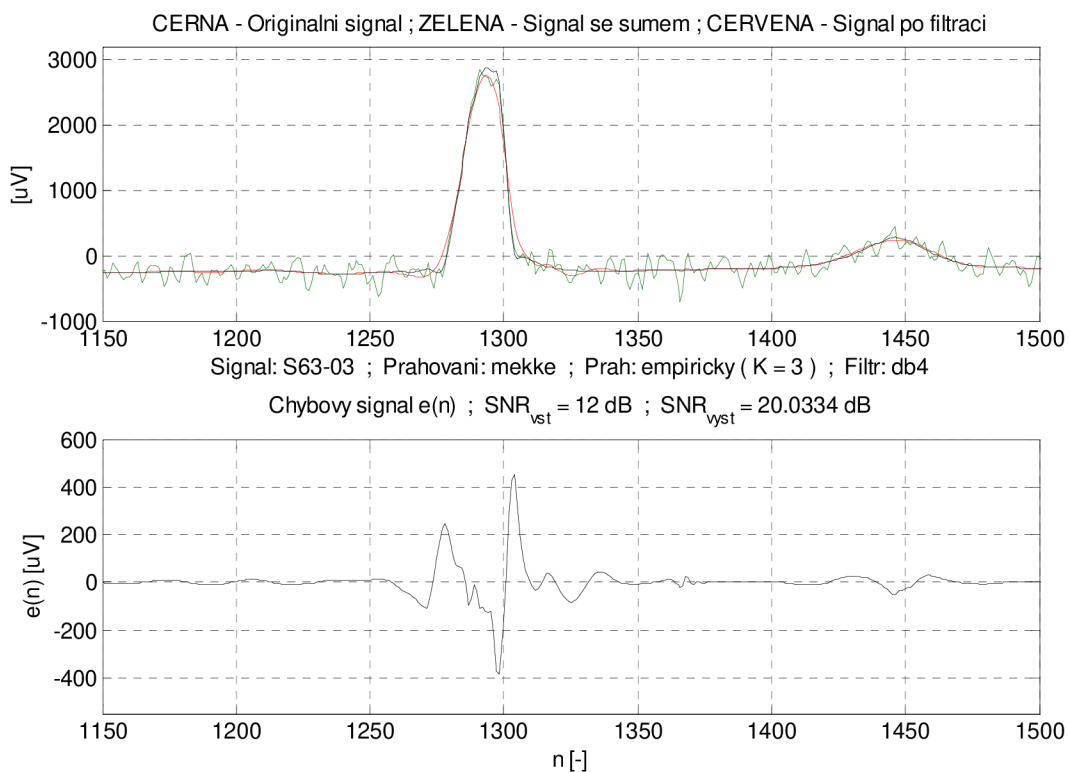


b) Černá - Originální signál; Zelená - Uměle rušený signál; Červeně - signál po filtraci; Průběh ve spodní části – Chybový signál.

Obr. 3.13 Výsledek filtrace při použití univerzálního prahu a tvrdého způsobu prahování. a) 4-stupňový rozklad vstupního signálu; b) vstupní, výstupní a chybový signál



a) Červená - Vstupní rušený signál rozložený do frekvenčních pásem; Modrá - Práhy v jednotlivých pásmech; Černá - Signál po prahování; Zelená - Výstup dolní propusti.



b) Černá - Originální signál; Zelená - Uměle rušený signál; Červeně - signál po filtraci; Průběh ve spodní části – Chybový signál.

Obr. 3.14 Výsledek filtrace při použití univerzálního prahu a tvrdého způsobu prahování. a) 4-stupňový rozklad vstupního signálu; b) vstupní, výstupní a chybový signál

3.5.3 Vliv použití různých bank filtrů

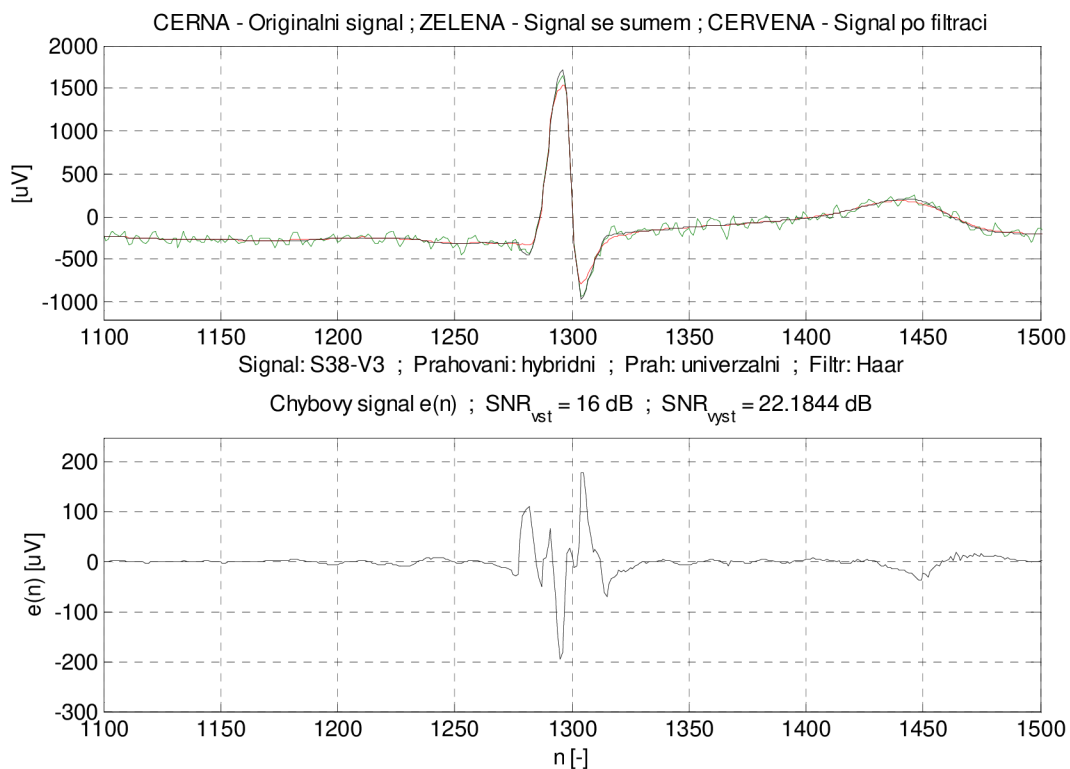
Matlab umožňuje práci se spoustou matečních vlnek, zde se však zaměříme pouze na banky filtrů popsané v kapitolách 1.3.2 a 1.3.3. Jedná se o Haarovu vlnku, vlnky podle Daubechies (db4, db9) a vlnky biortogonální (bior2.2, bior6.8). Výběr byl volen tak, aby se lišily délky impulsních charakteristik jednotlivých typů vlnek.

Parametry samotné vlnkové transformace byly nastaveny s ohledem na výsledky předchozích experimentů. Prahová hodnota je stanovena podle univerzálního prahu a způsob prahování je hybridní. Vstupní SNR bylo postupně nastavováno na tři úrovně podle Tab. 3.4.

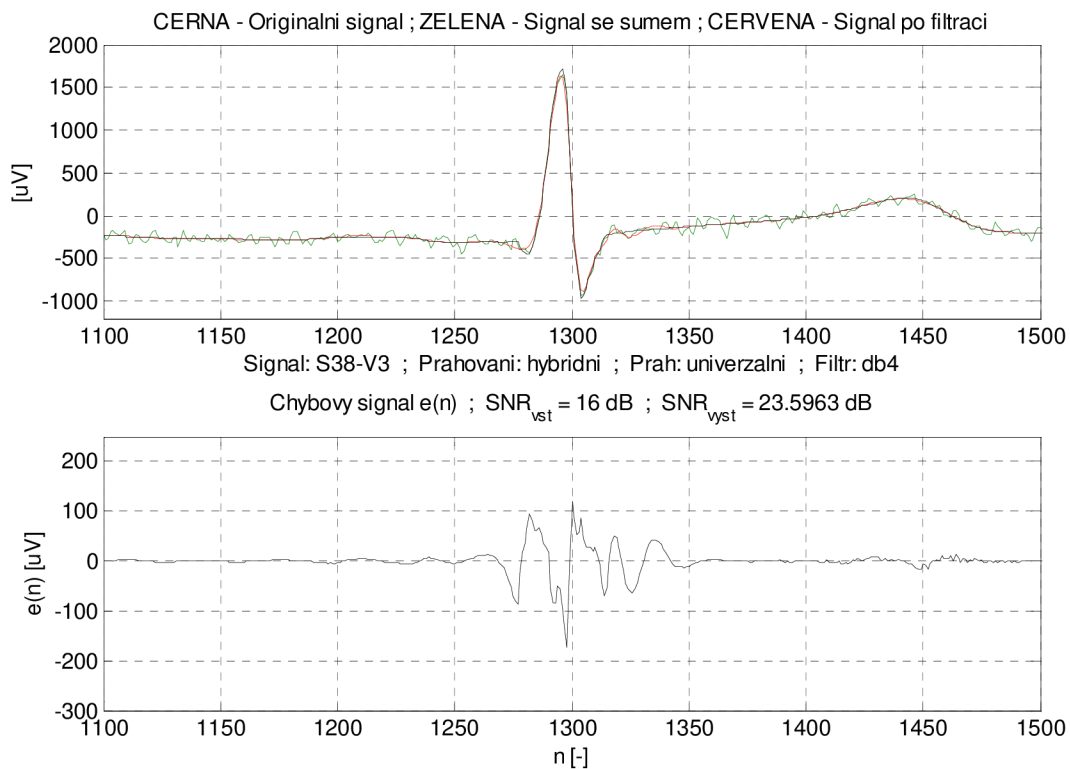
Tab. 3.4 Hodnoty výstupního SNR pro různé banky filtrů.

Signál EKG	SNR vstupní [dB]	SNR výstupní [dB]				
		Haar	db4	db9	bior2.2	bior6.8
S05-V4	9	15,51	14,81	13,14	12,51	14,36
	16	22,20	21,04	19,47	20,11	20,91
	22	26,96	26,89	25,11	26,43	26,22
S11-0I	9	15,37	16,16	14,94	13,15	15,62
	16	20,10	22,49	20,24	18,34	20,66
	22	23,01	26,46	24,63	24,35	24,89
S38-V3	9	16,64	17,55	15,36	14,68	17,02
	16	22,18	23,60	21,52	21,57	23,70
	22	26,29	28,45	26,82	27,19	28,62
S63-03	9	20,32	18,61	17,73	16,04	17,72
	16	26,18	23,76	21,47	22,51	23,12
	22	29,62	27,51	26,20	28,02	27,65

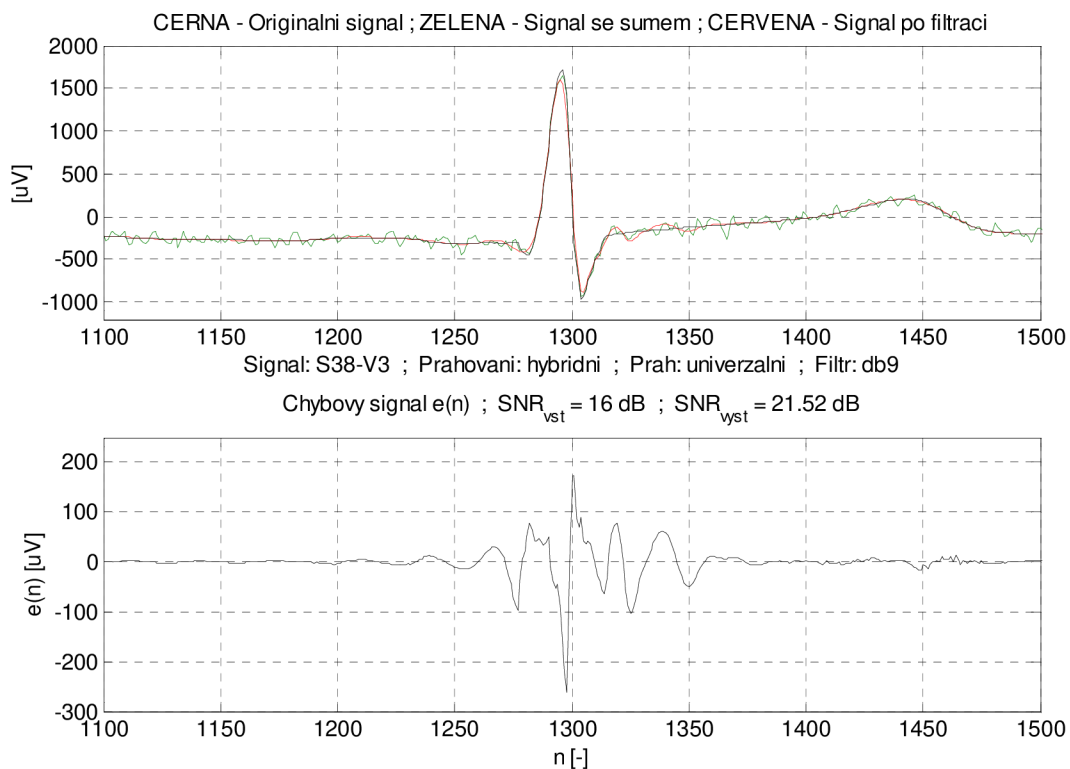
Dále jsou uvedeny grafické průběhy filtrace pro různé banky filtrů. Je zobrazen pouze signál S38-V3, který má výrazné vlny na začátku i konci QRS komplexu, což umožňuje posoudit kvalitu výsledné filtrace.



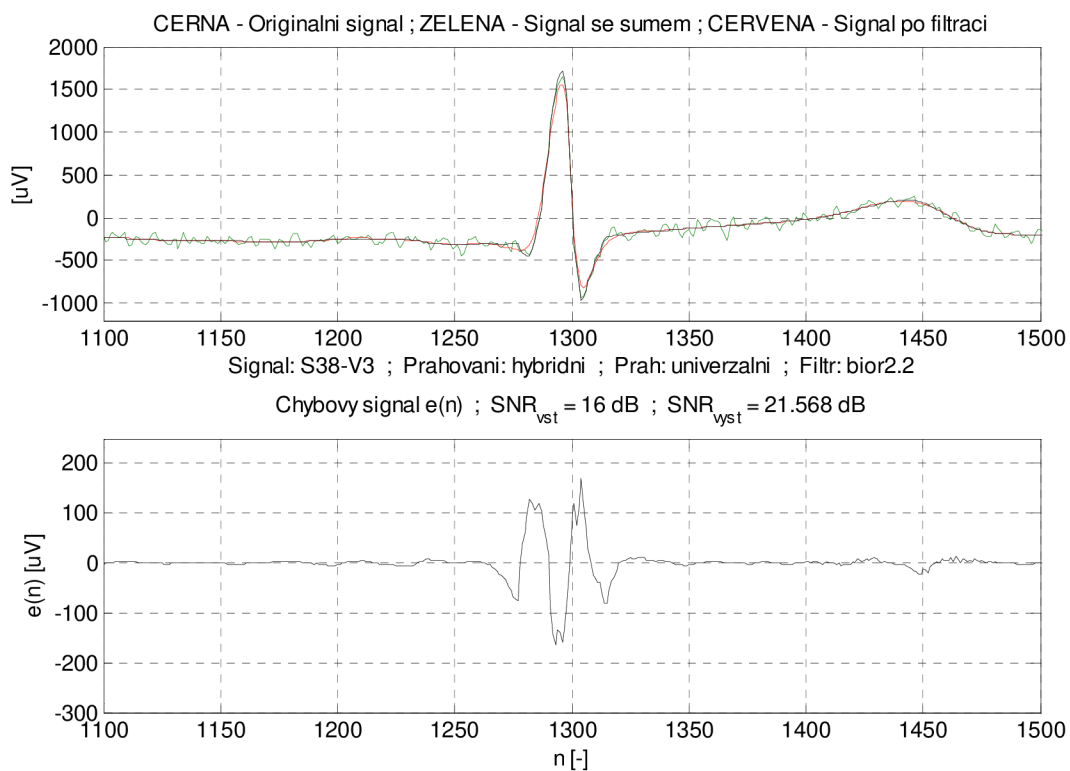
Obr. 3.15 Výsledek filtrace a chybový signál s použitím banky filtrů typu Haar.



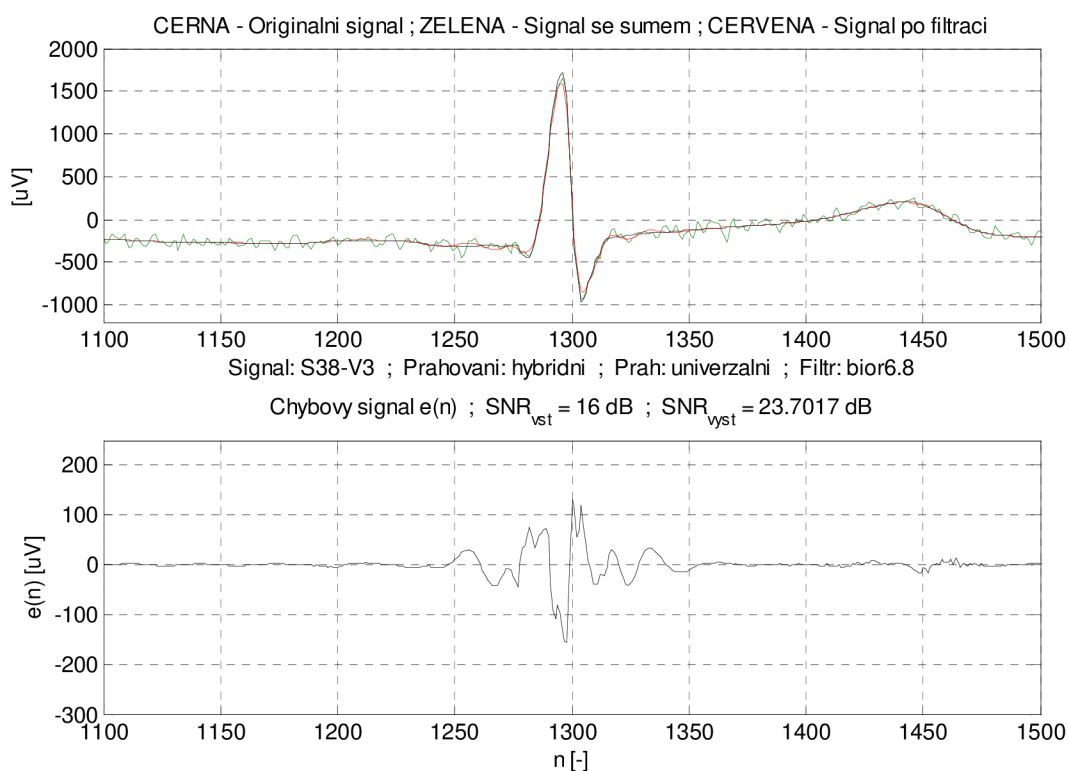
Obr. 3.16 Výsledek filtrace a chybový signál s použitím banky filtrů typu db4.



Obr. 3.17 Výsledek filtrace a chybový signál s použitím banky filtrů typu db9.



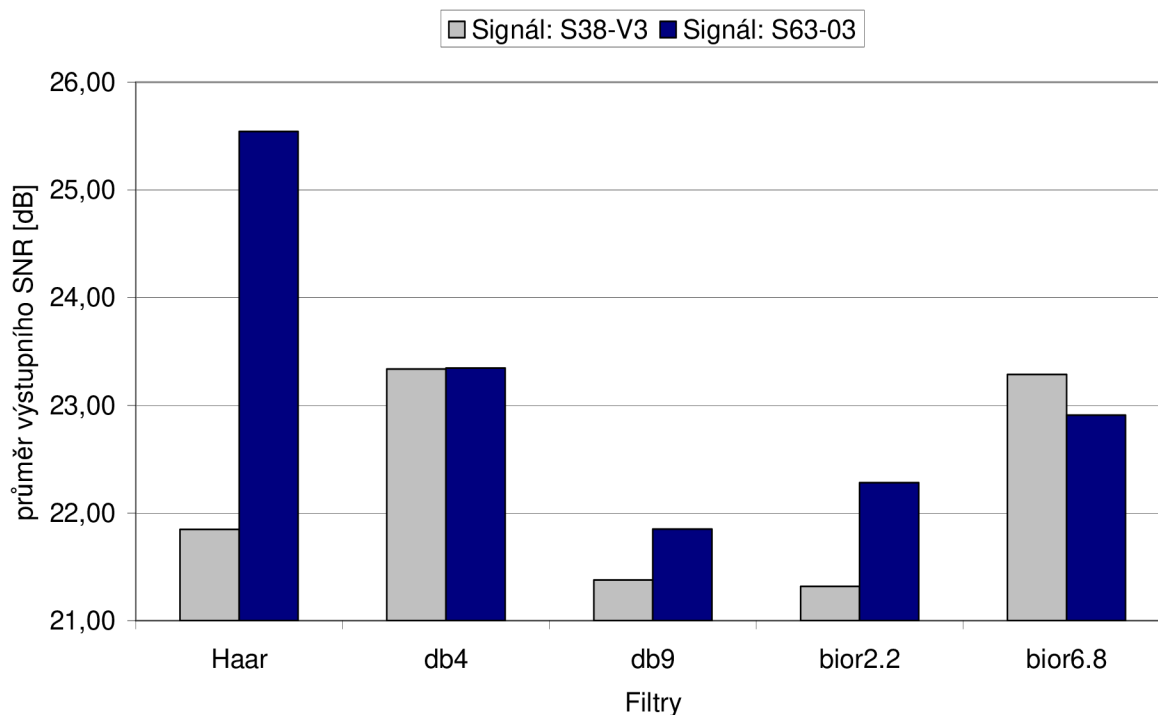
Obr. 3.18 Výsledek filtrace a chybový signál s použitím banky filtrů typu bior2.2.



Obr. 3.19 Výsledek filtrace a chybový signál s použitím banky filtrů typu bior6.8.

Z chybových signálů (ve spodní části Obr. 3.15 až Obr. 3.19) je patrné, že u bank filtrů s delšími impulsními charakteristikami (db9, bior6.8) dochází k nechtěnému zvlnění výstupního signálu před a za komplexem QRS, jenž způsobuje ostrý přechod vln Q a S. Takto způsobená dilatace může vést ke špatnému rozměření důležitých částí elektrokardiogramu a tudíž ke špatnému vyhodnocení, ať už osob či automatických přístrojů. K největší ořezání vysokého kmitu R (stejně tak i kmitu Q a S) došlo při použití filtru Haarova typu.

Na Obr. 3.20 je znázorněn graf vyznačující dosažený průměr výstupního SNR pro různé banky filtrů a dva signály (rozmezí vstupního SNR 10 – 22dB s krokem po 2 dB). Jako vstupní signály byly záměrně použity S38-V3 a S63-03, které (jak je patrné z Obr. 3.2) se značně liší svými průběhy. Signál S38-V3 má výrazné všechny kmity (vlny) QRS komplexu, kdežto signál S63-03 takřka postrádá vlnu Q a S. Z tohoto grafu je patrné, že některé banky filtrů poskytují různé výsledky pro dané dva odlišné signály. Nejvýraznějších rozdílů jsou u filtru typu Haar, který dosahuje výrazně lepších výsledků u signálu S63-03. Menší rozdíly jsou patrné i u filtru typu bior2.2, ostatní testované banky filtrů poskytují podobné výsledky pro oba testované signály.

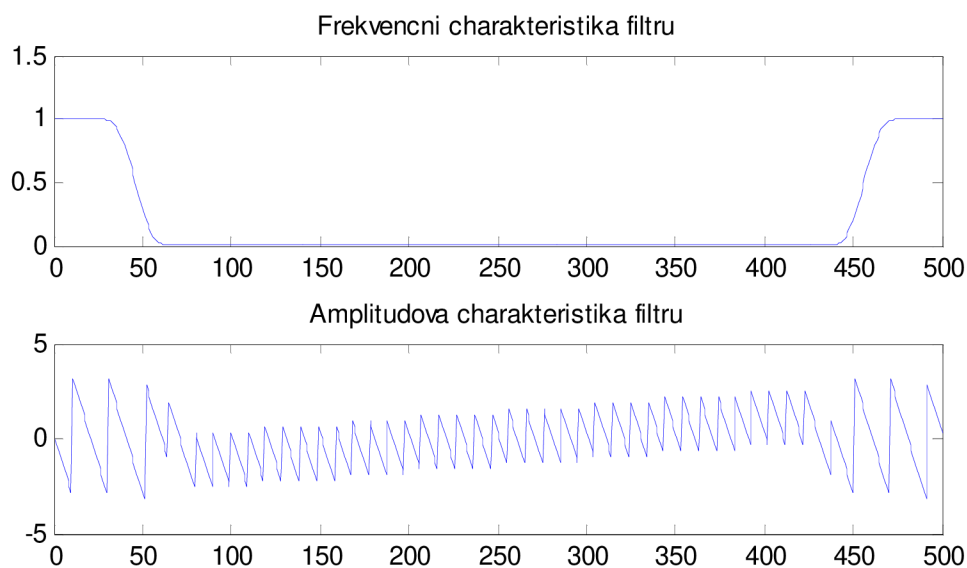


Obr. 3.20 Graf průměrů výstupního SNR pro různé banky filtrů a dva signály.

3.5.4 Srovnání s lineární filtrací

Principem lineární filtrace je násobení Fourierova spektra vstupního signálu frekvenční charakteristikou navrženého filtru. Vzhledem k tomu, že se frekvenční složka rušení a užitečného signálu překrývají (viz kapitola 3.3), je vhodné využít filtr typu dolní propusti, jehož frekvenční char. s rostoucími frekvencemi klesá. Bod zlomu této char. Definuje mezní frekvence, která určuje hranici mezi frekvenčními složkami, které budou ponechány a těmi jež budou potlačeny.

K porovnání výsledků s vlnkovou filtrací (hybridní prahování; empirický práh $K = 3$; banka filtrů Haar) byl použit filtr jako dolní propust typu FIR se zvolenou mezní frekvencí 45Hz. Na (Obr. 3.21) je naznačena frekvenční a amplitudová char. navrženého filtru. Impulsní char se skládá z 51 vzorků.

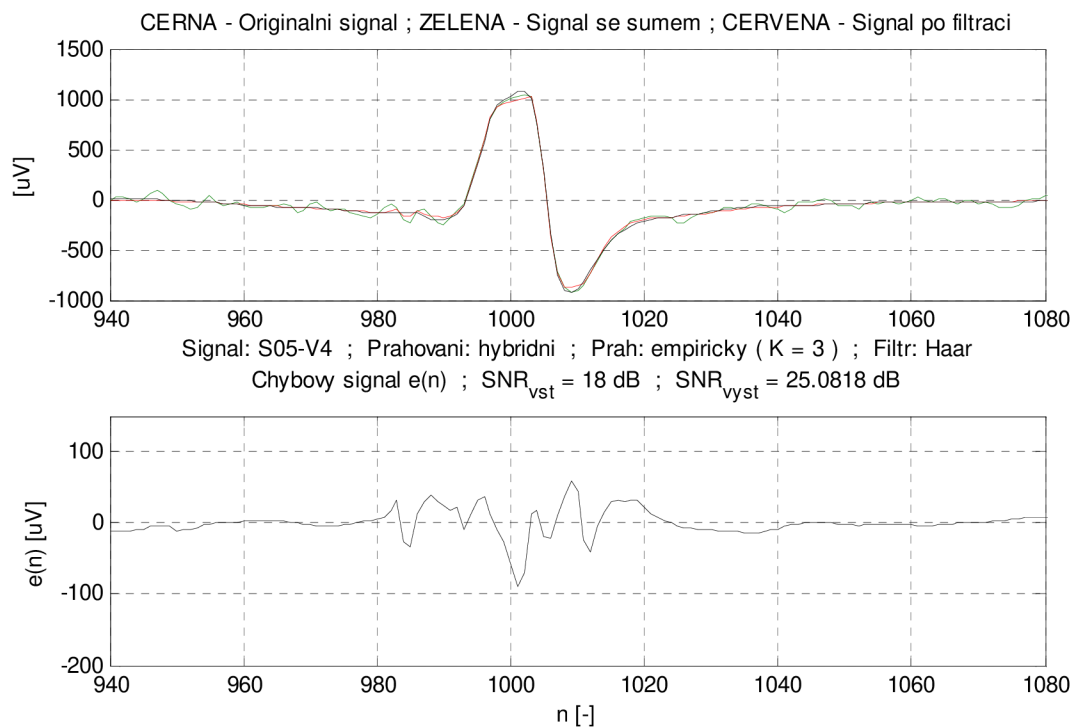


Obr. 3.21 Frekvenční a amplitudová charakteristika filtru.

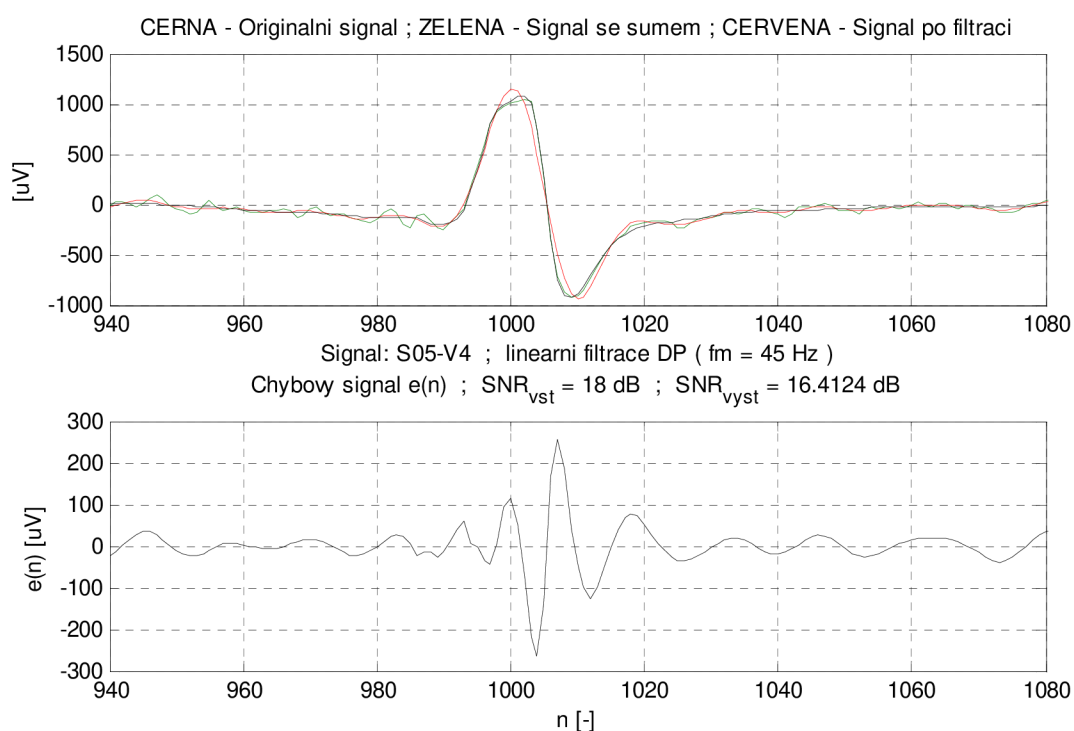
Tab. 3.5 Hodnoty výstupního SNR pro vlnkovou a lineární filtraci.

EKG signál	SNR vstupní [dB]	SNR výstupní [dB]	
		Vlnkový filtr	FIR filtr
S11-0I	12	19,21	16,90
	18	22,91	21,14
S05-V4	12	20,06	14,44
	18	25,08	16,41

Zvolená vlnková filtrace dává uspokojivé výsledky jak z pohledu dosažené hodnoty $SNR_{výst}$, tak co se týče tvarového zkreslení výstupního signálu, viz Obr. 3.22. U lineární filtrace dochází k nesprávnému rozšíření komplexu QRS především díky menší strmosti sestupné hrany vlny R, viz. Obr. 3.23. Zřejmé je také poměrně velké zvlnění mimo komplex QRS, které negativně ovlivní dosaženou hodnotu $SNR_{výst}$, viz Tab. 3.5.

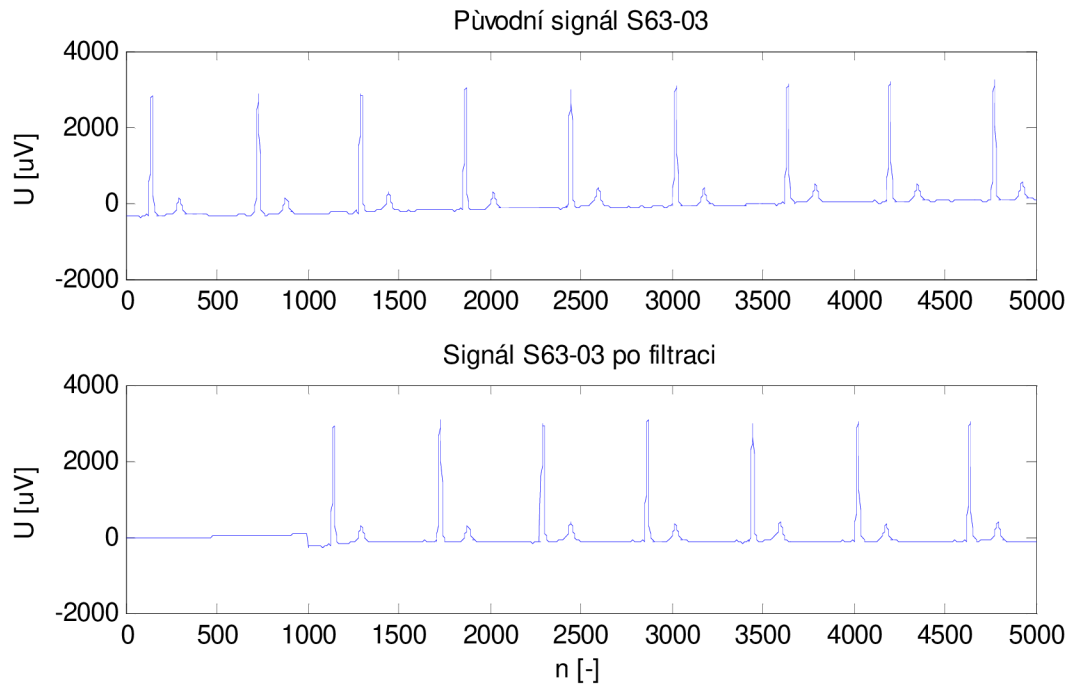


Obr. 3.22 Výstupní a chybový signál po vlnkové filtraci.



Obr. 3.23 Výstupní a chybový signál po lineární filtraci.

Lineární filtrace nachází uplatnění především při potlačování úzkopásmových rušivých signálů jako je např. drift nulové izoliny (Obr. 3.24) nebo síťový brum. Bohužel se touto filtrací ztrácí i některé informace o užitečném signálu.



Obr. 3.24 Potlačování driftu nulové izolácie lineárním filtrem FIR.

3.6 VÝSLEDKY VLNKOVÉ FILTRACE S PILOTNÍM ODHADEM

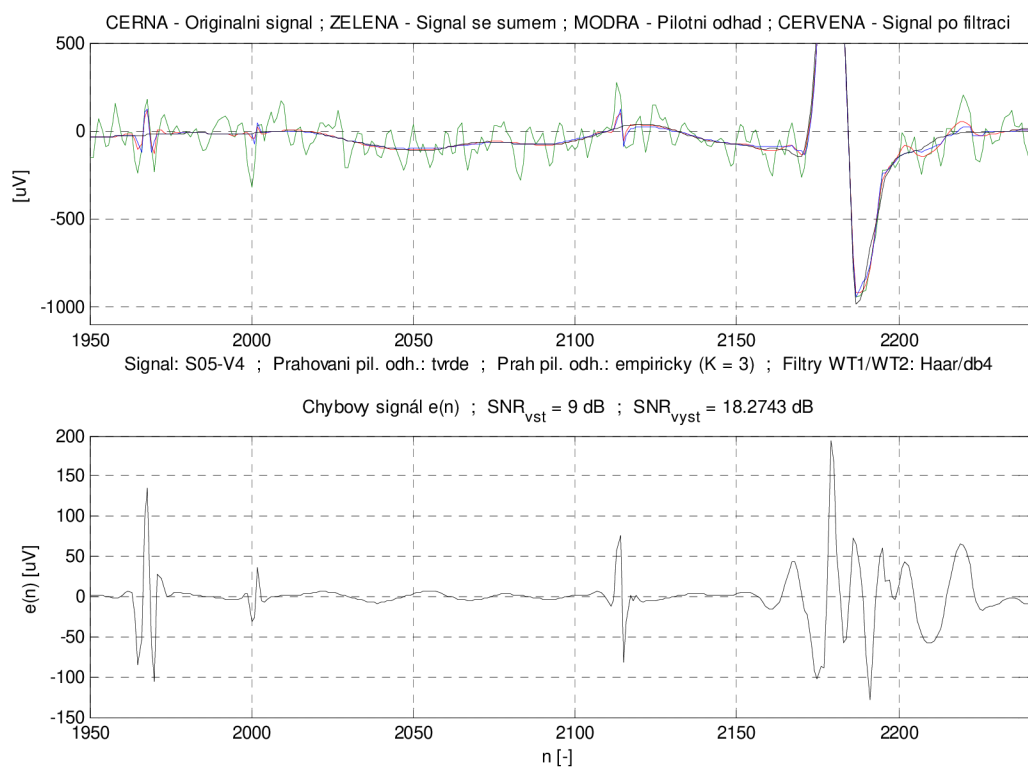
Jak již bylo popsáno dříve (viz. kapitola 2.3.1.2) jedná se o nalezení korekčního faktoru, který bude upravovat výstupní signál ve smyslu nejmenší kvadratické odchylky od užitečného signálu. Další text práce se bude zabývat vhodným nastavením samotného pilotního odhadu a vlivem použití různých bank vlnkových filtrů na pozicích WT1 a WT2 podle Obr. 2.6.

3.6.1 Prahování pilotního odhadu

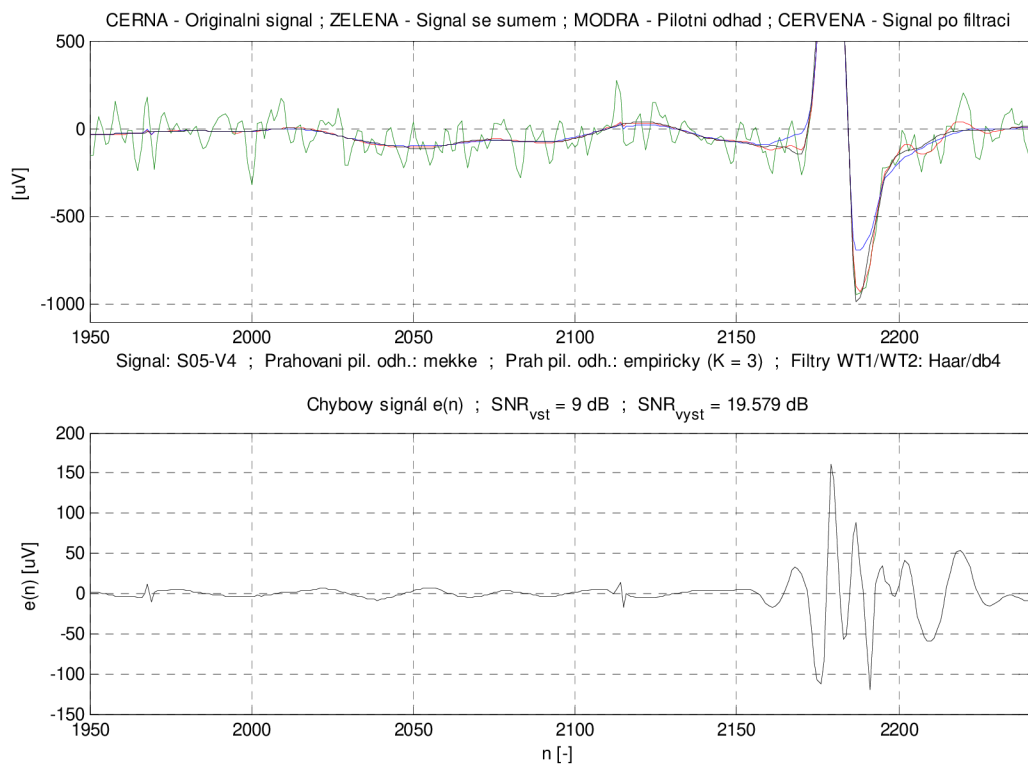
Stejně jako u předchozích testů je i zde využito třech výše zmíněných typů prahování. Stanovení prahové hodnoty je podle empirického prahu (2.11) se zvolenou konstantou $K=3$, jenž tvoří vhodný kompromis mezi zkreslením výstupního signálu a dosaženým poměrem $SNR_{výst}$. Použité banky filtrů na pozici WT1 resp. WT2 jsou Haar resp. db4. Díky tomu, že je k dispozici signál, který je považován za užitečný bez aditivního šumu (v praxi zřídka), je možné jej použít jako pilotní odhad $\bar{s}(n)$ - vynechání části horní větve s bloky WT1, H, IWT1 z Obr. 2.6. Výsledné hodnoty $SNR_{výst}$ zmíněných modifikací jsou uvedeny v Tab 3.6, kterou následují grafické výstupy, viz. Obr. 3.25 až Obr. 3.28.

Tab. 3.6 Hodnoty výstupního SNR pro různé typy prahování pilotního odhadu.

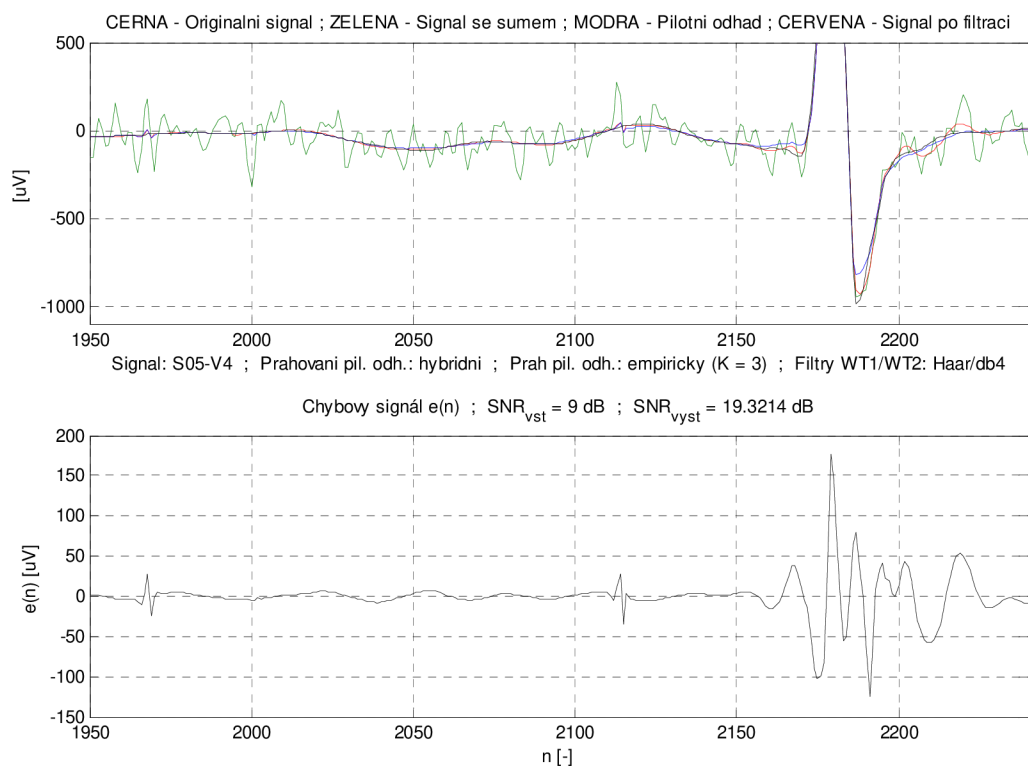
EKG Signál	SNR vstupní [dB]	SNR výstupní [dB]			
		Pilotní odhad = užitečný signál	Měkké	Hybridní	Tvrdé
S05-V4	9	20,53	19,58	19,32	18,27
	16	26,08	25,13	24,92	24,22
	22	31,08	30,16	30,08	29,51
S11-0I	9	22,76	20,95	20,62	19,78
	16	27,36	25,68	25,58	25,23
	22	31,64	29,95	29,94	29,72
S38-V3	9	23,34	22,09	21,86	20,76
	16	28,69	27,29	27,15	26,50
	22	33,36	31,76	31,77	31,40
S63-03	9	24,43	23,45	23,26	22,03
	16	29,65	28,54	28,37	27,49
	22	34,46	33,42	33,28	32,41



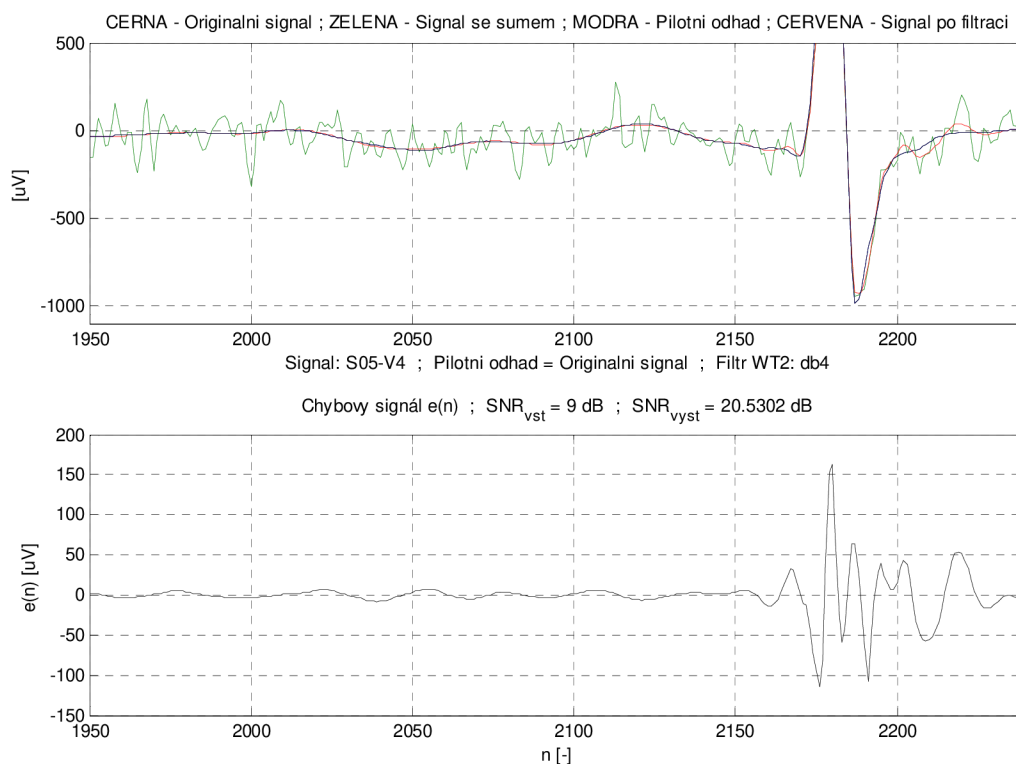
Obr. 3.25 Výsledek wienerovské filtrace s pilotním odhadem a chybový signál pro tvrdé prahování.



Obr. 3.26 Výsledek wienerovské filtrace s pilotním odhadem a chybový signál pro měkké prahování.



Obr. 3.27 Výsledek wienerovské filtrace s pilotním odhadem a chybový signál pro hybridní prahování.



Obr. 3.28 Výsledek wienerovské filtrace s pilotním odhadem a chybový signál; pilotní odhad = užitečný signál

Již dříve bylo popsáno, že tvrdý způsob prahování ponechá bez změny veškeré i těsně nadprahové hodnoty, které ve většině případů zastupují šumovou složku signálu. Jinak tomu není ani u tohoto experimentu, avšak pro komplex QRS tvrdé prahování představuje minimální zkreslení, viz. Obr. 3.25. U měkkého způsobu jsou nadprahové koeficienty zmenšeny o hodnotu prahu, což minimalizuje výskyt rušení v podobě jehlových impulsů, bohužel jsou zmenšovány i koeficienty představující komplex QRS, to vede k ořezání těchto vln (Obr. 3.26). Na Obr. 3.27 je výsledek filtrace s použitím hybridního prahování, které se spojuje výhody obou předešlých způsobů. Hodnoty dosaženého výstupního SNR nejsou pro různé prahování příliš rozdílné (

Tab. 3.6).

Zavedení užitečného signálu jako pilotního odhadu dosáhlo podle očekávání nejlepších výsledků jak z pohledu výstupního SNR, tak z grafického vyjádření na Obr. 3.28.

3.6.2 Experimenty s bankami filtrů na pozicích WT1/WT2

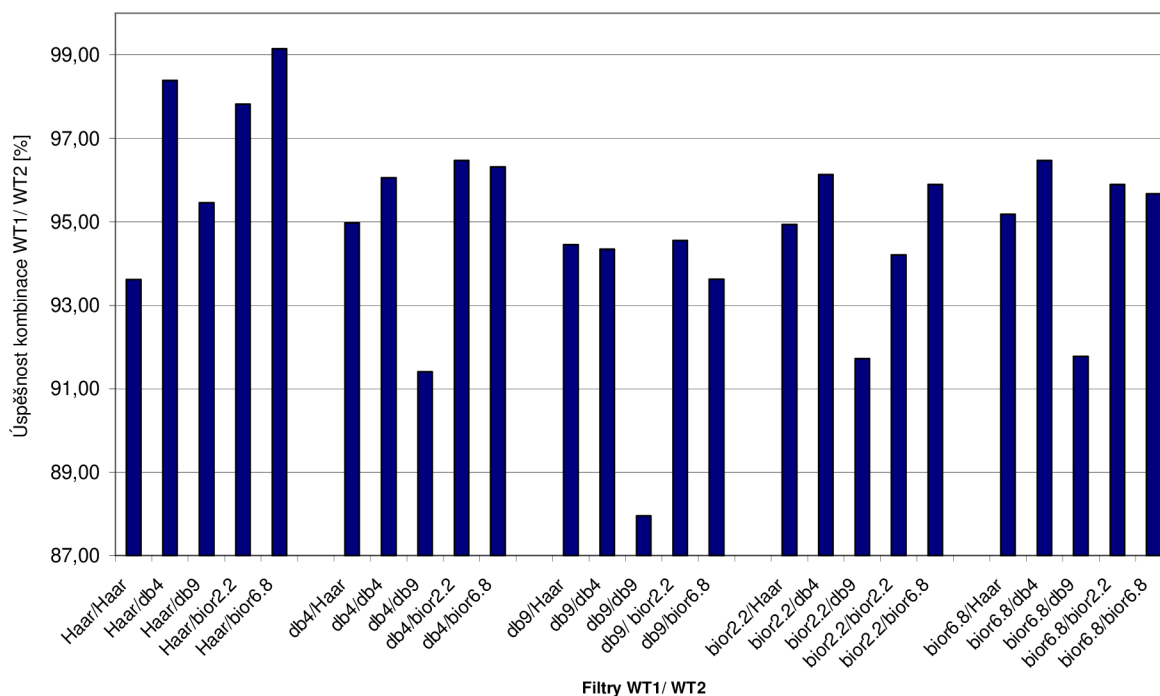
Následující Tab. 3.7 shrnuje výsledné hodnoty výstupního SNR dosažené při různé kombinaci bank filtrů ortogonálních i biortogonálních s různou délkou impulsní cha. na pozicích WT1 resp. WT2 (Obr. 2.6).

Vzhledem k výsledkům dosažených v předešlé části je zde použito měkké prahování a empirické stanovení prahové hodnoty s konstantou $K = 3$.

Tab. 3.7 Hodnoty výstupního SNR pro různé kombinace filtrů WT1/WT2.

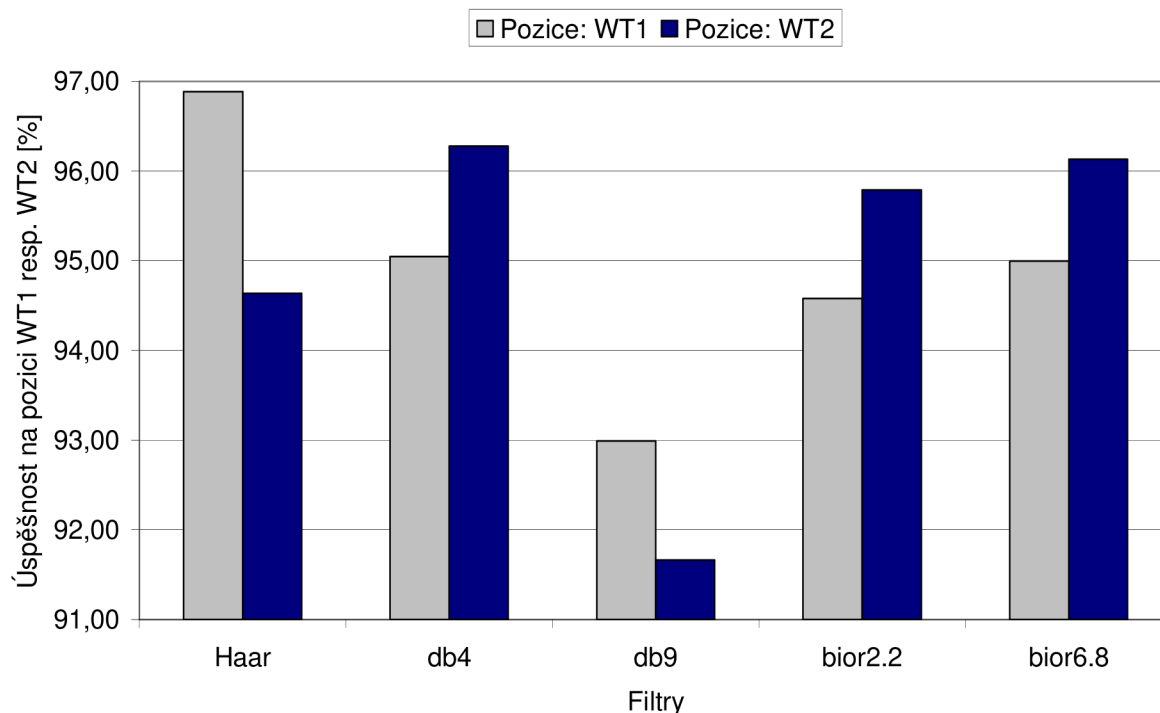
Banky filtrů WT1/WT2	SNR výstupní [dB]					
	S11-0I		S38-V3		S63-03	
	SNR _{vst} 9 dB	SNR _{vst} 16 dB	SNR _{vst} 9 dB	SNR _{vst} 16 dB	SNR _{vst} 9 dB	SNR _{vst} 16 dB
Haar/Haar	19,19	24,13	20,75	25,80	22,92	28,31
Haar/db4	20,95	25,68	22,09	27,29	23,45	28,54
Haar/db9	20,61	25,27	21,41	26,49	22,31	27,45
Haar/bior2.2	19,97	25,40	21,94	27,13	23,79	29,16
Haar/bior6.8	20,87	25,66	22,66	27,72	23,50	28,76
db4/Haar	19,71	24,60	21,28	26,26	22,92	28,27
db4/db4	21,18	25,53	21,64	26,82	22,21	26,91
db4/db9	20,18	24,69	20,48	26,03	20,56	25,44
db4/bior2.2	20,05	25,43	22,03	27,46	22,06	28,31
db4/bior6.8	21,01	25,28	22,11	27,37	21,82	27,19
db9/Haar	19,78	24,54	21,03	26,05	22,82	28,00
db9/db4	20,92	25,21	20,87	26,36	21,92	26,47
db9/db9	19,43	23,76	19,49	25,03	20,11	24,36
db9/bior2.2	19,66	25,00	21,34	27,29	21,52	27,71
db9/bior6.8	20,68	24,65	21,23	26,68	21,18	26,28
bior2.2/Haar	19,68	24,48	21,13	26,44	22,96	28,33
bior2.2/db4	20,75	25,38	21,88	27,29	21,94	27,34
bior2.2/db9	19,68	24,42	20,84	26,56	20,46	26,08
bior2.2/bior2.2	18,92	24,67	21,36	27,37	21,49	28,42
bior2.2/bior6.8	20,41	24,86	22,30	27,82	21,42	27,51
bior6.8/Haar	19,78	24,63	21,29	26,48	22,89	28,29
bior6.8/db4	21,29	25,35	21,89	27,34	22,01	27,07
bior6.8/db9	20,49	24,42	20,70	26,26	20,39	25,65
bior6.8/bior2.2	19,81	24,91	21,99	27,85	21,70	28,30
bior6.8/bior6.8	20,90	24,70	22,11	27,54	21,44	27,15

Následující Obr. 3.29 ve své podstatě představuje grafickou podobu Tab. 3.7. Je zhotoven zprůměrnováním procentuální úspěšnosti jednotlivých kombinací bank filtrů na pozicích WT1/ WT2. Zřejmá je převaha úspěšnosti kombinace filtru Haarova typu s filtrem db4 a oběma biortogonálními filtry bior2.2 a bior6.8.



Obr. 3.29 Úspěšnost kombinace filtrů WT1/ WT2.

Další Obr. 3.30 znázorňuje vhodnost umístění daného filtru na pozici WT1 resp. WT2. Je sestaven obdobně jako předešlý obrázek a to zprůměrováním procentuální úspěšnosti daného filtru na dané pozici, přičemž 100% úspěšnost je přiřazena filtru na dané pozici s největším dosaženým poměrem signálu k šumu (SNR). Zcela evidentní je nevhodnost použití filtru db9 na pozici WT2. Filtry db4, bior2.2 a bior6.8 dosahují srovnatelných výsledků na stejných pozicích.

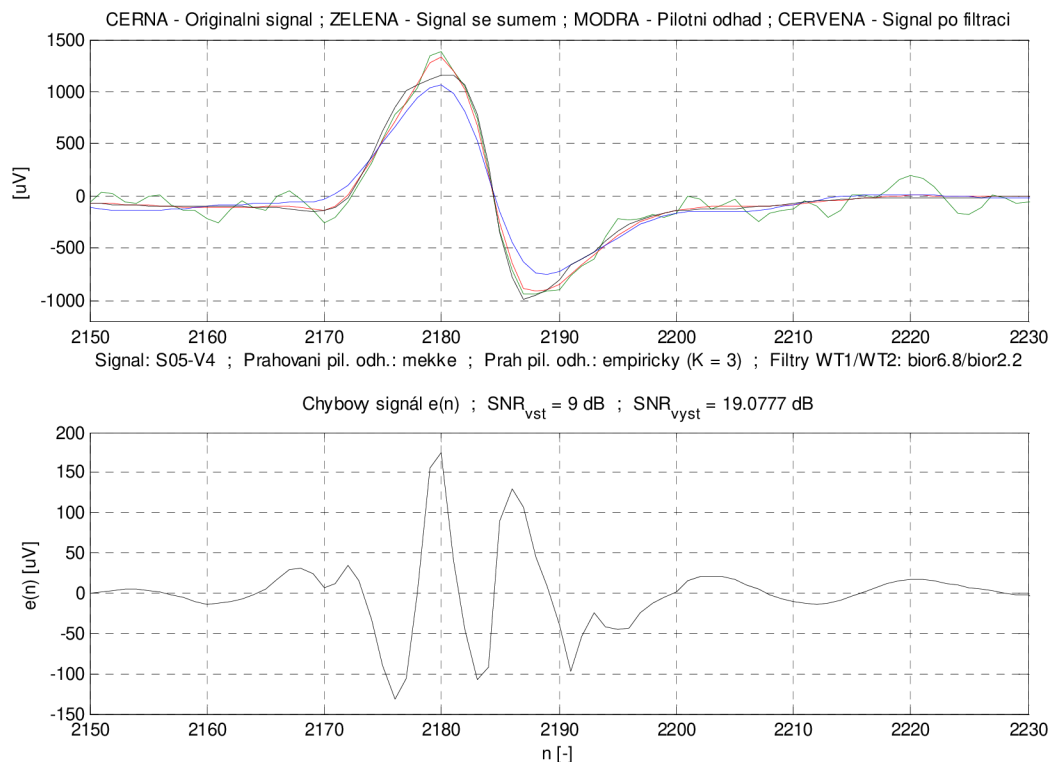


Obr. 3.30 Úspěšnost filtrů na pozicích WT1 resp. WT2.

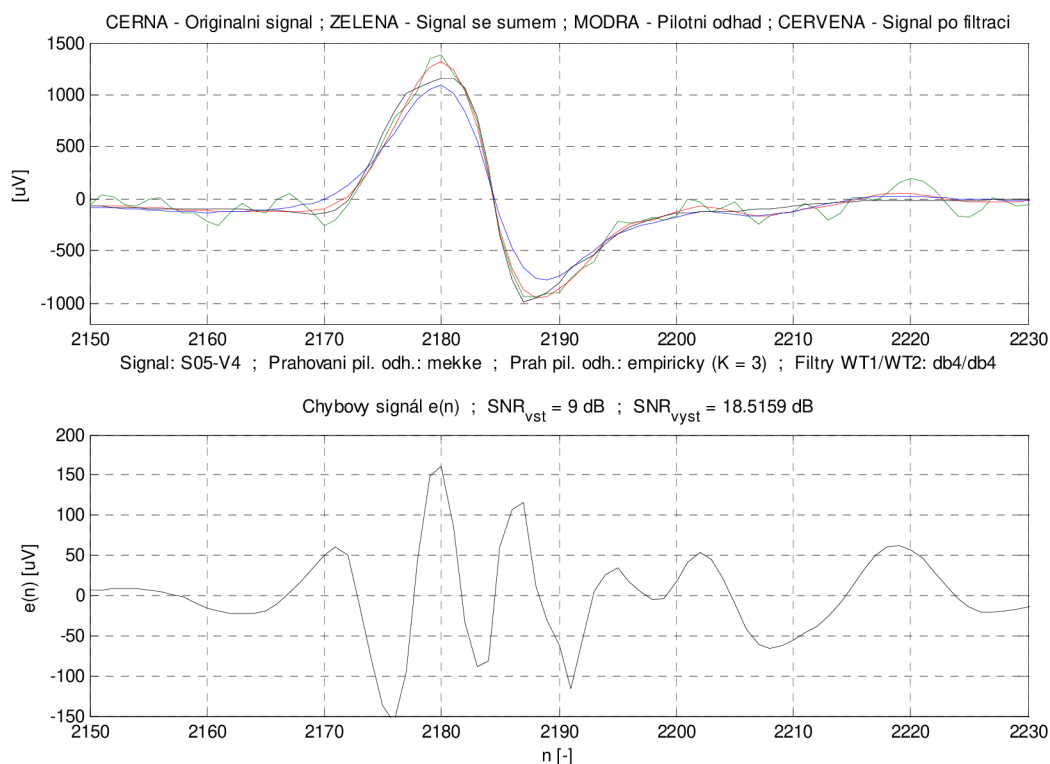
V předešlém textu je hodnocen vliv nastavení filtrace s ohledem na výsledný poměr signálu k šumu (SNR) podle (3.1). Dosažení dobrého výsledku z tohoto hlediska však nemusí předznamenávat úspěšnou filtraci. Průběh signálu, u kterého bude dosaženo vysokého výstupního SNR, může být v určitých místech značně zkreslen. To může v některých případech vést ke špatné klasifikaci EKG záznamu. Proto budou v následujícím textu zhodnoceny některé části (především komplex QRS) průběhu výstupního signálu.

Zákmity v oblasti S-T

V oblasti S-T se vyskytuje nejvíce klinických změn a pro rozměření tohoto úseku potřebujeme mít k dispozici věrohodný průběh signálu. Na Obr. 3.31 dole (chybový signál) v pravé části jsou viditelné nepatrné kmity, které rychle konvergují k nule. Použité banky filtrů v tomto případě jsou biortogonální bior6.8/bior2.2 . Pro porovnání jsou na Obr. 3.32 využity filtry ortogonální db4/db4 . Zde je patrný větší rozkmit signálu v uvedené oblasti, což vede k nesprávnému rozšiřování segmentu S-T. Z následujících dvou obrázků je také patrný nárůst vlny R, protože její vrchol je značně ovlivněn šumem.



Obr. 3.31 Výsledek vlnkové wienerovské filtrace – zákmity v oblasti S-T.

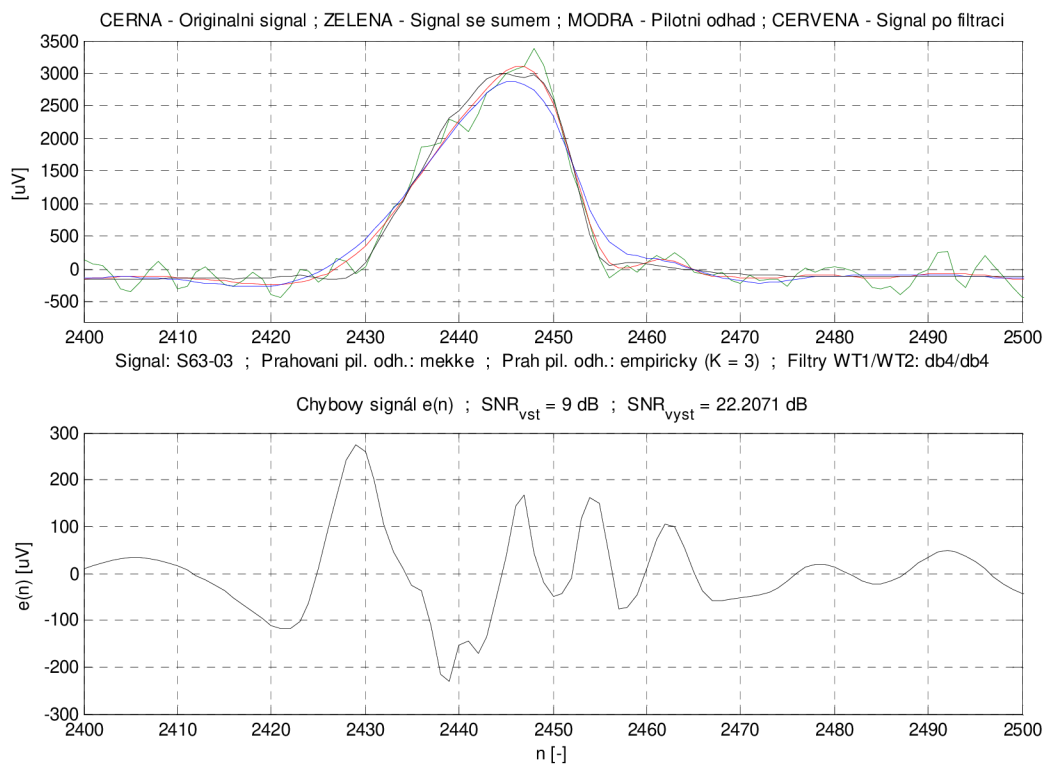


Obr. 3.32 Výsledek vlnkové wienerovské filtrace – zákmity v oblasti S-T.

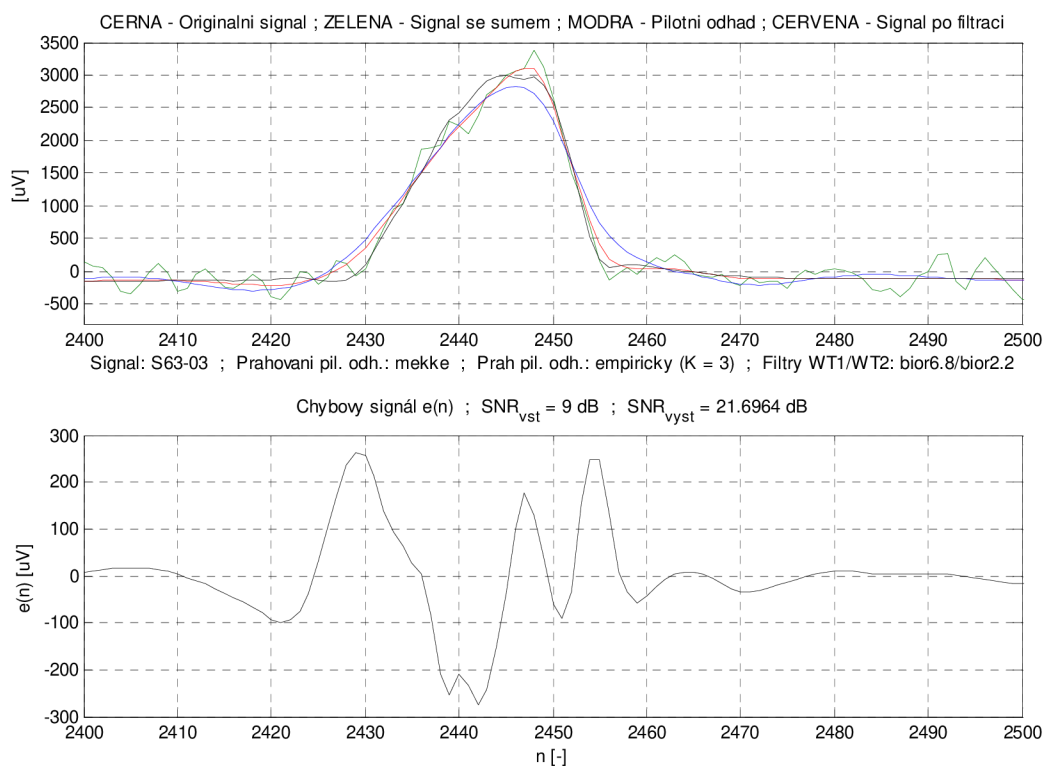
Ořezání a dilatace komplexu QRS

Ořezání velkého kmitu R je u této metody minimální. Dochází však k nesprávnému rozšiřování komplexu QRS a to zejména zmenšením strmosti nástupné a sestupné hrany kmitu R. Na Obr. 3.33 a Obr. 3.34 je patrná změna strmosti filtrovaného signálu především v oblasti Q-R. Záměrně zde byl použit signál S63-03, který obsahuje vysoké kmity R.

Při použití kombinace filtrů db4/db4 (Obr. 3.33) je znatelný zákmit na konci vlny S, který může při automatickém rozměřování signálu vést k nesprávnému rozšíření QRS komplexu. Kombinace filtrů biortogonálních (Obr. 3.34) tyto zákmity úspěšně potlačuje.



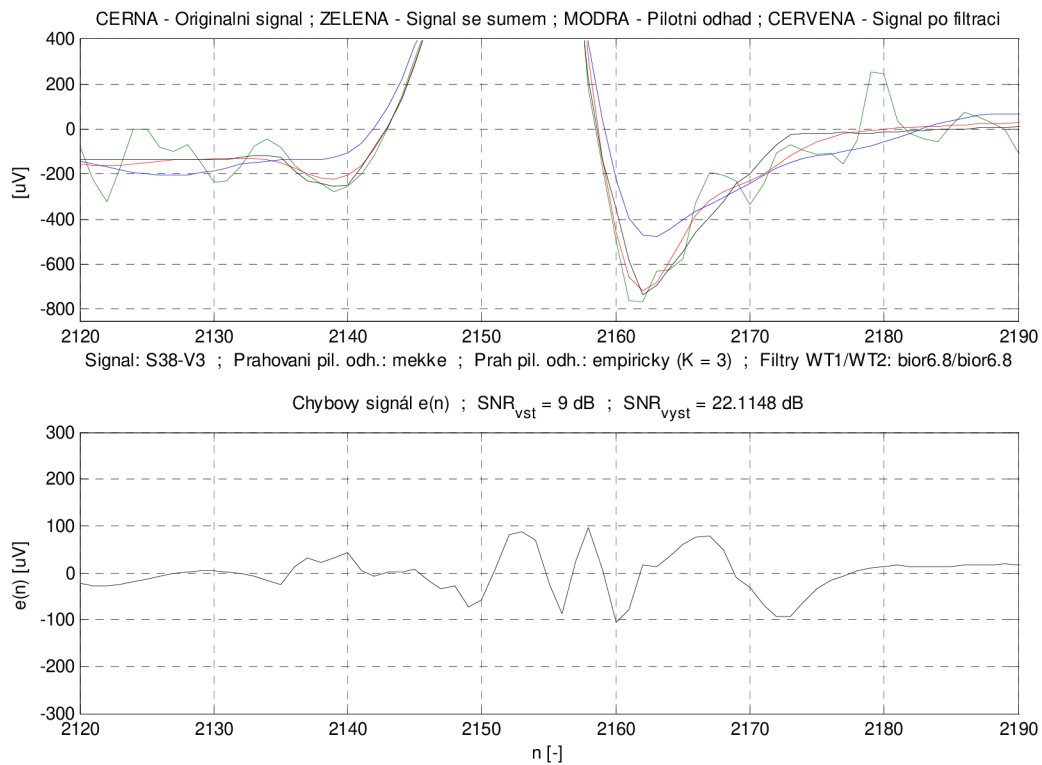
Obr. 3.33 Výsledek vlnkové wienerovské filtrace – dilatace komplexu QRS.



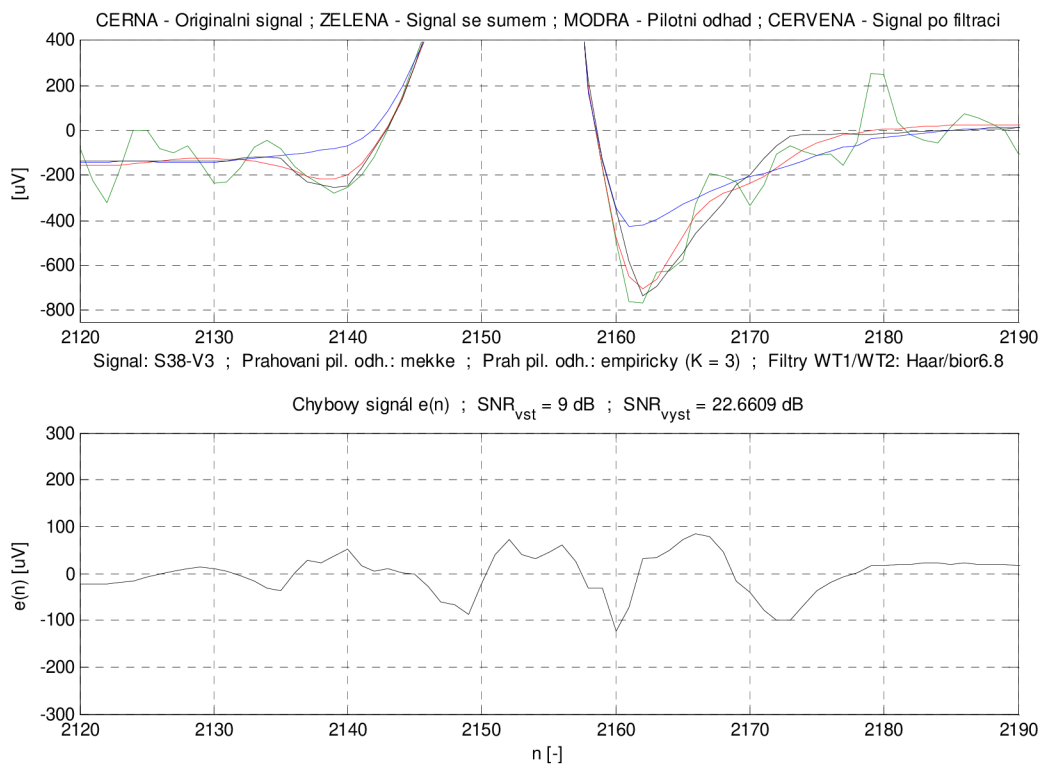
Obr. 3.34 Výsledek vlnkové wienerovské filtrace – dilatace komplexu QRS.

Zkreslení kmitu Q

K základnímu rozměření EKG záznamu patří mj. i šířka resp. Začátek a konec komplexu QRS. Za začátek komplexu je považován počátek vlny Q, která bývá často poškozena nevhodným nastavením parametrů filtrace. Nejlepších výsledků z tohoto pohledu dosahuje kombinace dvou biortogonálních filtrů $\text{bior6.8}/\text{bior6.8}$ (Obr. 3.35) popř. $\text{Haar}/\text{bior6.8}$ (Obr. 3.36). Tyto kombinace mají dobrý vliv i na vlnu S.



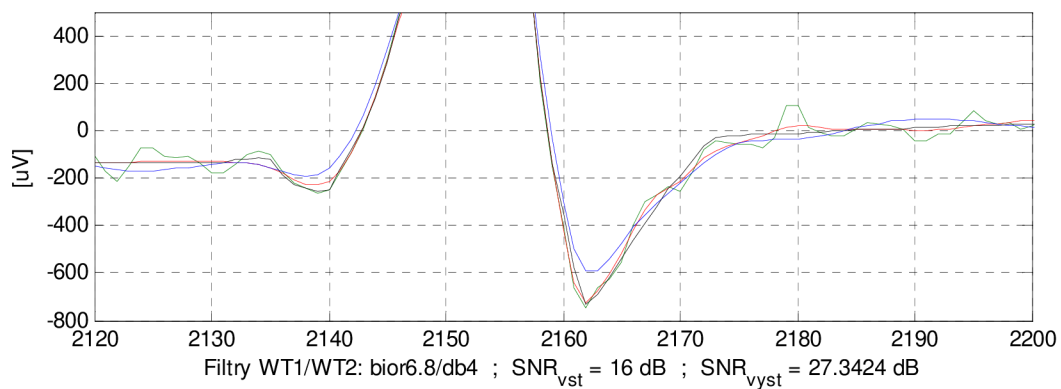
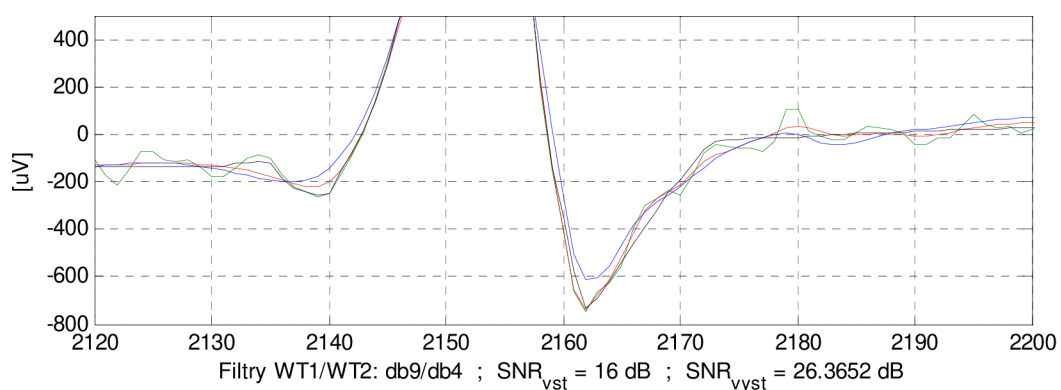
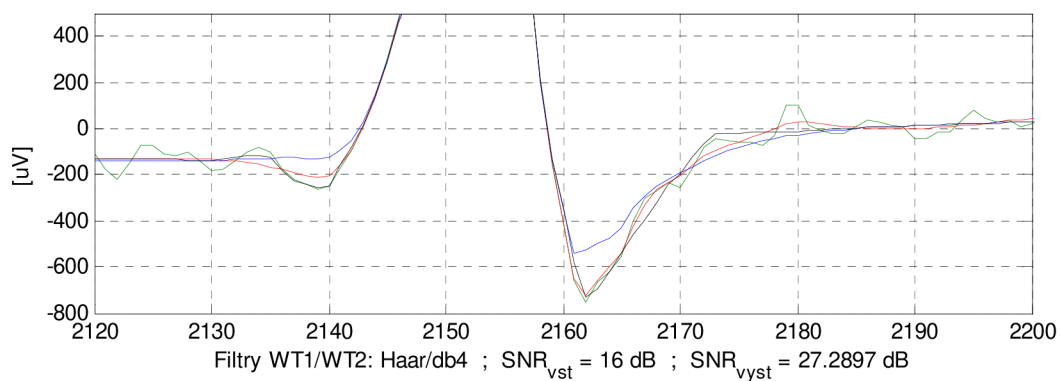
Obr. 3.35 Výsledek vlnkové wienerovské filtrace – zkreslení kmitu Q.



Obr. 3.36 Výsledek vlnkové wienerovské filtrace – zkreslení kmitu Q.

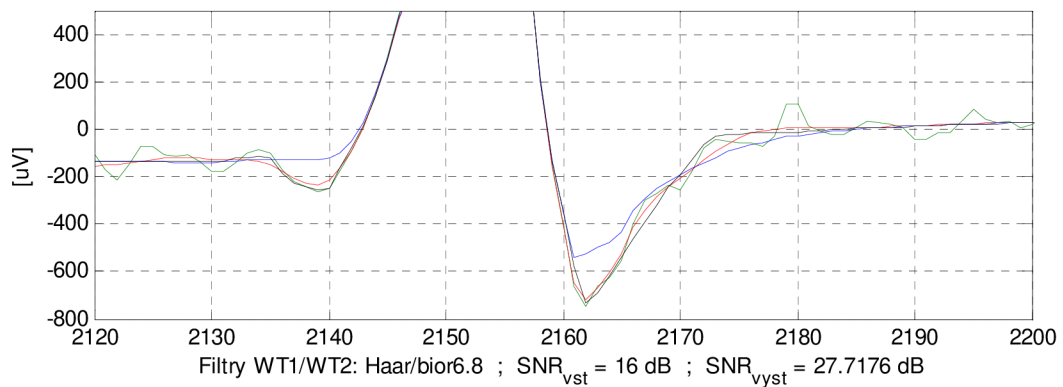
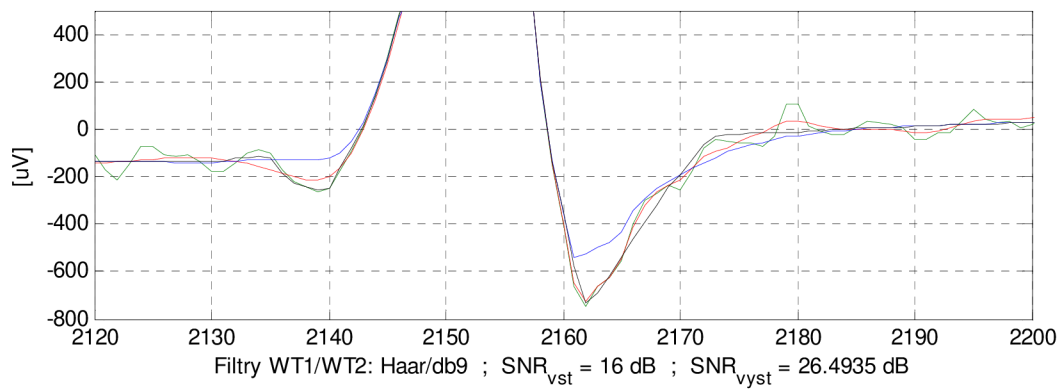
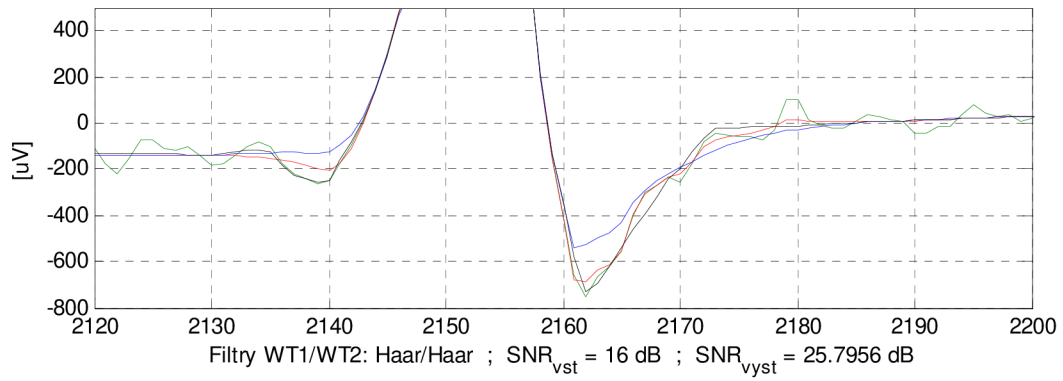
Na následujících obrázcích jsou uvedeny výsledné průběhy pro různé kombinace bank filtrů na pozici WT1 resp. WT2.

CERNA - Originalni signal ; ZELENA - Signal se sumem ; MODRA - Pilotni odhad ; CERVENA - Signal po filtraci



Obr. 3.37 Testování bank filtrů na pozici WT1.

CERNA - Originalni signal ; ZELENA - Signal se sumem ; MODRA - Pilotni odhad ; CERVENA - Signal po filtraci



Obr. 3.38 Testování bank filtrů na pozici WT2.

4. ZÁVĚR

Tato práce popisuje různé metody a jejich modifikace vhodné pro filtraci zašuměných signálů, zejména pak reálných EKG záznamů.

Volba tvrdého způsobu prahování koeficientů DTWT u vlnkové filtrace přináší uspokojivé hodnoty výstupního poměru signálu k šumu a nepoškozuje výrazným způsobem komplex QRS, avšak dochází k výskytu ostrých impulsů tvořených nadprahovými šumovými koeficienty DTWT. S vhodným nastavením prahové hodnoty dokáže měkké prahování tyto artefakty zcela potlačit, bohužel tak dochází ke zmenšení vrcholové hodnoty vlny R. Určitým kompromisem je použití hybridního prahování, které s vhodným prahem minimálně ořezává vrcholy vln QRS komplexu a do jisté míry dokáže potlačit již zmíněné nadprahové šumové koeficienty DTWT.

Volbu prahu je vhodné zkombinovat se zvoleným způsobem prahování. Některé kombinace jako např. tvrdé prahování s univerzálním prahem (stejně tak s empirickým prahem u něhož je zvolena příliš vysoká konstanta K) jehož hodnota vychází příliš vysoká nepřináší dobré výsledky. Vhodné je u zvoleného prahování experimentovat s nastavením konstanty K u empirického prahu.

Výběr banky filtrů pro vlnkovou transformaci je zde hodnocen podle dvou hledisek obdobně jako u výběru prahování. Ze skupiny ortogonálních filtrů dosahují z pohledu výstupního SNR lepších výsledků filtry s kratší impulsní charakteristikou, které mají i menší zvlnění výstupního signálu na konci QRS komplexu. U menší úrovně vstupního SNR dosahují lepších výsledků biortogonálních filtrů s delší impulsní charakteristikou, při vyšší úrovni vstupního SNR jsou výsledné hodnoty srovnatelné. Z průběhů výstupního signálu u biortogonálních filtrů je patrné, že kratší impulsní charakteristika lépe potlačuje zvlnění na konci QRS komplexu.

Lineární filtrace nachází uplatnění při potlačování úzkopásmového rušení jako např. driftu signálu nebo síťového brumu. Pro potlačení širokopásmových myopotenciálů není tato volba filtrace příliš vhodná vzhledem k získaným průběhům výstupního signálu a hodnotám SNR.

Prahaování pilotního odhadu již zmíněnými způsoby poskytuje srovnatelné výsledky z pohledu výstupního SNR. Z důvodu potlačení artefaktů vzniklých nadprahovými šumovými koeficienty DTWT má přednost měkké prahování s vhodným prahem jehož zkreslení vysokých extrémů komplexu QRS u pilotního odhadu vykompenzuje následný wienerovský filtr. Výběr vhodné kombinace bank rozkladových a rekonstrukčních filtrů je dosti nejednoznačný. Biortogonální filtry použité v této práci dosahují obdobných výsledků na daných pozicích (WT1 resp WT2). Zcela nevhodné se jeví použití ortogonálních filtrů s delší impulsní charakteristikou.

SEZNAM LITERATURY

- [1] KOZUMPLÍK J.: *Multitaktní systémy*. Elektronická skripta. Brno: FEKT VUT v Brně, 2005. s. 1-57.
- [2] KOZUMPLÍK, J.: *Vlnkové transformace a jejich využití pro filtraci signálů EKG*. Habilitační práce ÚBMI FEKT VUT v Brně, 2004.
- [3] KHAN, M. Gabriel: *EKG a jeho hodnocení*. Grada Publishing, a.s., v Praze, 2005.
- [4] TANNENBERG, M., HAVLÍKOVÁ, M.: *Detekce rizika náhlé srdeční smrti* [online], [cit 2009-08-04], dostupné z WWW: < <http://www.elektrorevue.cz/clanky/05016/index.html#2> >
- [5] JAN, J.: *Číslicová filtrace, analýza a restaurace signálů*. VUT v Brně, nakl. VUTIUM, 2002.
- [6] RYBKA, L.: *Detektory komplexů QRS v signálech EKG*. Diplomová práce, ÚBMI FEKT VUT v Brně, 2002.
- [7] SAYADI, O., SHAMSOLLAHI, M.B.: *ECG Denoising with Adaptive Bionic Wavelet Transform* [online]. Dostupné na WWW: <http://embc2006.njit.edu/pdf/323_Sayadi.pdf>.
- [8] DONOHO, D.L., JOHNSTONE, I.M.: *Ideal spatial adaptation by wavelet shrinkage*. *Biometrika*, 81, 3, pp. 425-455, 1994.
- [9] CHMELKA, L., KOZUMPLÍK, J.: *Wavelet-Based Wiener Filter for Electrocardiogram Signal Denoising*. In *Computers in Cardiology*. Lyon, Francie: IEEE, 2005. s. 771-774. ISBN: 0-7803-9337-6.
- [10] NIKOLAEV, N., GOTCHEV, A.: *ECG Signal Denoising Using Wavelet Domain Wiener Filtering* [online]. Dostupné na WWW: < <http://www.eurasip.org/Proceedings/Eusipco/Eusipco2000/SESSIONS/TUEAM/OR2/CR1642.PDF> >
- [11] ZAPLATÍLEK K., DOŇAR B.: *Matlab tvorba uživatelských aplikací*. BEN - technická literatura, Praha 2005.

SEZNAM ZKRATEK A SYMBOLŮ

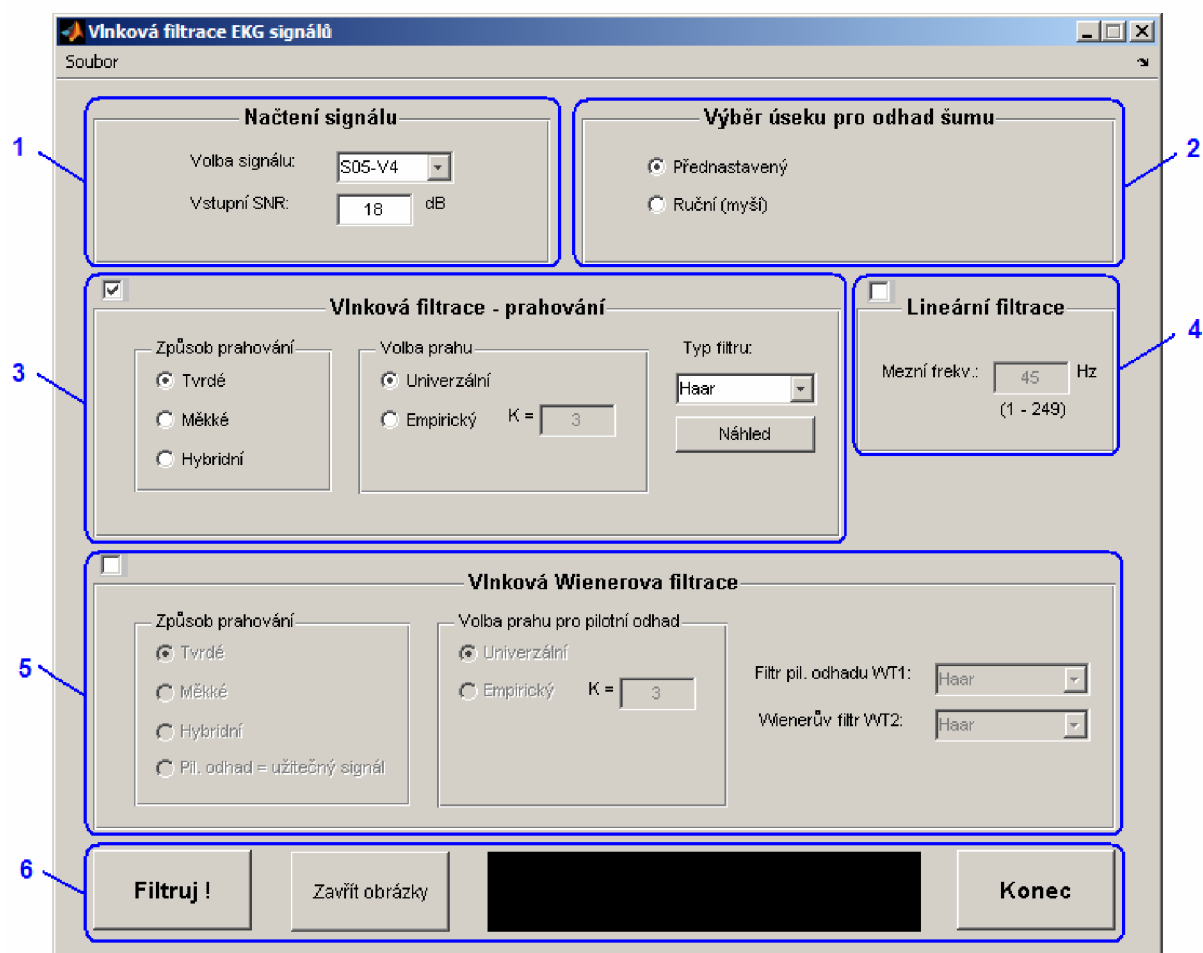
WT	vlnková transformace se spojitým časem
DWT	diskrétní vlnková transformace
DTWT	vlnková transformace s diskretním časem
SNR_{vst}	poměr signál/šum vstupního signálu
$\text{SNR}_{\text{výst}}$	poměr signál/šum výstupního signálu
WT1	zkrácené označení DTWT pro pilotní odhad užitečného signálu
WT2	zkrácené označení DTWT pro wienerovskou filtraci s pilotním odhadem
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
$g_m(n)$	korekční faktor pro úpravu $y_m(n)$, $\lambda y_m(n)=y_m(n)g_m(n)$
$h_{d0}(n)$	impulsní charakteristika dolní propusti (nekauzální, s $\tau=0$)
$H_d(z), h_d(n)$	přenosová funkce a impulsní charakteristika rozkladové dolní propusti
$H_h(z), h_h(n)$	přenosová funkce a impulsní charakteristika rozkladové horní propusti
${}^{\tau}H_d, {}^{\tau}F_d$	dolní propusti, jejichž sériové spojení tvoří půlpásmovou dolní propust ${}^{\tau}P_d$
${}^{\tau}H_h, {}^{\tau}F_h$	horní propusti, jejichž sériové spojení tvoří půlpásmovou horní propust ${}^{\tau}P_h$
${}^3H_{d,3}, {}^3F_{d,1}$	index $d,3$ značí dolní propust se třemi nulovými body v $z=-1$
m, M	index pásma DTWT, počet stupňů rozkladu v DTWT
n, N	index vzorku diskretního signálu, délka posloupnosti (imp. char. nebo signálu)
N_m	délka posloupnosti koeficientů DTWT v m -tém pásmu
$p_d(n)$	impulsní charakteristika kauzální půlpásmové dolní propusti
$p_{d0}(n)$	impulsní charakteristika nekauzální půlpásmové dolní propusti (s $\tau=0$)
$P_d(z)$	přenosová funkce kauzální půlpásmové dolní propusti
$P_{d0}(z)$	přenosová funkce nekauzální půlpásmové dolní propusti (s $\tau=0$)
$P_h(z)$	přenosová funkce kauzální půlpásmové horní propusti
$P_{h0}(z)$	přenosová funkce nekauzální půlpásmové horní propusti (s $\tau=0$)
${}^{\tau}P_d(z)$	přenosová funkce kauzální půlpásmové dolní propusti zavádějící zpoždění τ
$R_{xx}(\omega), R_{ss}(\omega)$	výkonové spektrum vstupu, užitečného signálu
$R_{ww}(\omega)$	výkonové spektrum šumu
$s(n), t$	užitečný diskretní signál na vstupu, spojitě proměnný čas
$u_m(n), v_m(n)$	koeficienty DTWT užitečného signálu $s(n)$ a šumu $w(n)$ v m -tém pásmu
$o(n)$	výstupní filtrovaný signál
$w(n)$	diskrétní šum na vstupu
$x(t), x(n)$	vstupní spojitý signál, vstupní diskretní signál
$y(a,b), y(m,k)$	výstup WT $\{x(t)\}$ výstup DWT $\{x(t)\}$ (m je kmitočtové a k je časové měřítko)
$y(n), y_m(n)$	výstupní signál, koeficienty DTWT $\{x(n)\}$ v m -tém pásmu
$\lambda y(n), \lambda y_m(n)$	výstup IDTWT po úpravě koeficientů DTWT, upravené koeficienty $y_m(n)$
z	komplexní proměnná
λ, λ_m	prahová hodnota, prahová hodnota v m -tém pásmu DTWT
σ_w	směrodatná odchylka šumu
$\sigma_{v_m}^2$	rozptyl šumových koeficientů m -tého pásma DTWT
τ	fázové zpoždění filtru
$\psi(t), \psi_{a,b}(t)$	mateřská vlnka, časově posunutá a dilatovaná vlnka
ω	relativní úhlová frekvence, $\omega=2\pi f/f_{vz}$ (f je frekvence, f_{vz} vzorkovací frekvence)

PŘÍLOHY

V zadní části desek je přiloženo CD s elektronickou podobou Diplomové práce a soubory potřebnými ke spuštění testovacího programu vytvořeného v programové prostředí Matlab verze 7.2.0.232 (R2006a).

P1: Popis ovládání uživatelského rozhraní

Jako uživatelské rozhraní slouží grafická aplikace (Obr. P0.1) vytvořená v programu Matlab. Umožňuje rychlou a snadnou volbu vstupních parametrů filtrace. Spouští se příkazem `main` v hlavním dialogovém okně Matlabu.



Obr. P0.1 Okno uživatelského rozhraní vytvořeného v Matlabu.

Dále je uveden popis hlavních částí uživatelského rozhraní z Obr. P0.1.

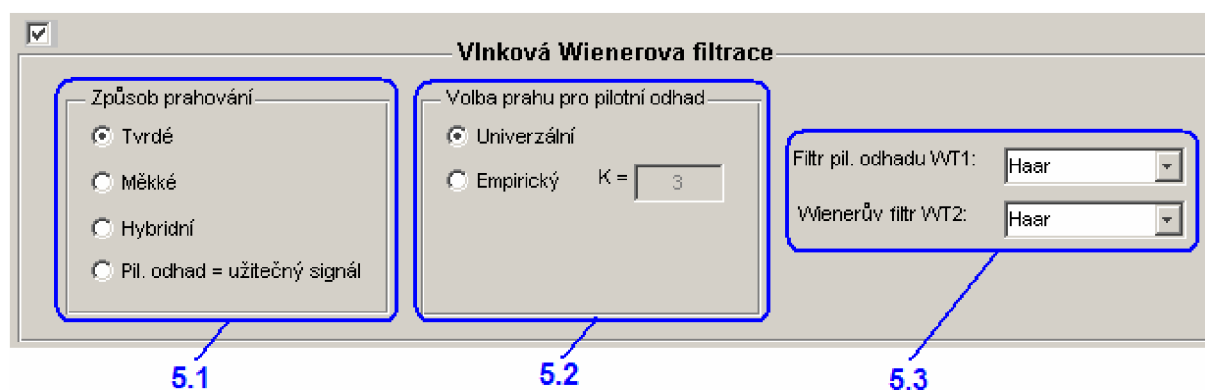
- 1 – Tato část slouží pro výběr vstupního užitečného signálu (ze čtyřech implementovaných) a pro nastavení úrovně SNR aditivního šumu.

- 2 – Zde je možné zvolit *přednastavený* výběr úseku signálu z kterého bude odhadována šumová složka, nebo *ruční* výběr, kde je nutné označit požadovaný úsek dvojitým kliknutím PC myši.
- 3 – Nastavení parametrů vlnkové filtrace prahováním.



- 3.1 – Možnost výběru způsobu prahování vlnkových koeficientů.
- 3.2 - Volba výpočtu prahové hodnoty s možností nastavení konstanty K u empirického prahu.
- 3.3 – Nastavení banky filtrů s možností náhledu mateřské vlnky.

- 4 – Zde je možné provést filtraci za pomoci navrženého lineárního filtru s možností nastavení mezní frekvence.
- 5 – Nastavení parametrů vlnkové Wienerovské filtrace.



- 5.1 - Výběru způsobu prahování pilotního odhadu s možností dosazení užitečného signálu za pilotní odhad.
- 5.2 - Volba výpočtu prahové hodnoty pilotního odhadu s možností nastavení konstanty K u empirického prahu.
- 5.3 – Výběr bank filtrů pro transformaci WT1 resp. WT2.
- 6 – Ovládací tlačítka. „*Filtruj!*“ – spustí proces filtrace s nastavenými parametry. „*Zavřít obrázky*“ – zavře všechny spuštěné obrázky (průběhy). „*Konec*“ – ukončí činnost aplikace.

Dialogové okno (černý obdélník mezi tlačítky). Slouží pro vypisování informativních hlášení např. o výsledném SNR, chybně zadaném parametru, uzavření obrázků (průběhů).