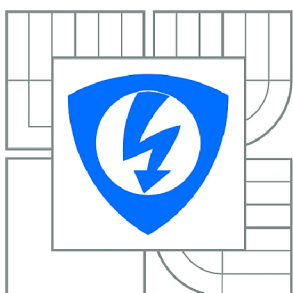


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

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 S VYUŽITÍM VLNKOVÉ TRANSFORMACE

WAVELET FILTERING OF ECG SIGNALS

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

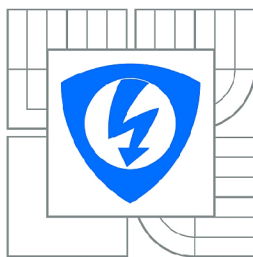
Bc. JAN RYŠÁNEK

VEDOUcí PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. JIŘÍ KOZUMPLÍK, CSc.

BRNO 2012



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav biomedicínského inženýrství

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Biomedicínské inženýrství a bioinformatika

Student: Bc. Jan Ryšánek

ID: 109613

Ročník: 2

Akademický rok: 2011/2012

NÁZEV TÉMATU:

Filtrace signálů EKG s využitím vlnkové transformace

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1) Seznamte se s problematikou vlnkových transformací s diskretním časem (DTWT) a jejich realizací v prostředí Matlab s využitím specializované knihovny. 2) Realizujte redundantní DTWT a seznamte se s možnostmi využití DTWT pro filtraci signálů. 3) Navrhněte a realizujte wienerovský filtr daného typu pro potlačení síťového brumu v signálech EKG. 4) Realizujte vhodné lineární filtry typu FIR pro potlačení síťového rušení. 5) Zhodnoťte výhody a nevýhody vlnkové filtrace a porovnejte výsledky této filtrace s výsledky dosažitelnými lineární filtrace.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] KOZUMPLÍK, J. Multitaktní systémy. Elektronická skripta FEKT VUT v Brně, 2005.
- [2] STRANG, G., NGUYEN, T. Wavelets and Filter Banks. Wellesley-Cambridge Press, 1996.

Termín zadání: 6.2.2012

Termín odevzdání: 18.5.2012

Vedoucí práce: doc. Ing. Jiří Kozumplík, CSc.

prof. Ing. Ivo Provazník, Ph.D.

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 se zabývá možnostmi filtrace EKG signálu, která je základem pro úspěšné rozměření a následné stanovení diagnózy z EKG křivky. Filtrací je v tomto případě myšleno potlačení rušení z elektrovedné sítě, tedy síťového brumu. Obsahem práce je popis filtrů realizovaných prostřednictvím vlnkových transformací a lineární filtrace, jako prostředek k úspěšné filtraci nežádoucího rušení. Jedná se o metody redundantní vlnkové transformace – dyadickou a paketovou vlnkovou transformaci a dále o metodu wienerovského filtru s pilotním odhadem. Lineární filtrace zahrnuje dva úzkopásmové filtry typu FIR. Cílem práce je tedy navrhnout jednotlivé metody vlnkových a lineárních filtrů v programovém prostředí Matlab, jejich prostřednictvím filtrovat EKG signály a porovnat úspěšnost filtrace jednotlivých metod. EKG signály použité v této práci pocházejí z databáze CSE.

KLÍČOVÁ SLOVA

EKG signál, redundantní vlnková transformace, dyadická vlnková transformace, paketová vlnková transformace, wienerovská filtrace (metoda pilotního odhadu), lineární filtrace, FIR, úzkopásmová filtrace, Matlab, typy rušení v EKG signálu, SNR

ABSTRACT

This work deals with the possibilities of filtering the ECG signal, representing the first part, which is the basis for successful delineation and follow diagnosis of the ECG signal. Filtration in this case is mean to suppress interference from electrical grid, noise of electrical grid. The content of the work is description of filters realized trough wavelet transform and linear filtering as a means to successful filtration of interference. There are method of stationary wavelet transform – dyadic wavelet transform, wavelet packet transform and wavelet wiener filtering method. Linear filtering includes two narrow-band FIR filters. The objective of this work is to propose different methods of wavelet and linear filters in Matlab, filtering of ECG signals and compare the success of filtration methods. ECG signals used in this work are from the CSE database.

KEYWORDS

ECG signal, stationary wavelet transforms, dyadic wavelet transform, wavelet packet transform, wavelet wiener filtering method, linear filtering, FIR, narrow band filtering, Matlab, types of interference in ECG signal, SNR

RYŠÁNEK, Jan *Filtrace signálů EKG s využitím vlnkové transformace*: diplomová práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, ÚSTAV BIOMEDICÍNSKÉHO INŽENÝRSTVÍ, 2012. 78 s. Vedoucí práce byl doc. Ing. Jiří Kozumplík, CSc.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Filtrace signálů EKG s využitím 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.

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

Brno

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Jiřímu Kozumplíkovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

OBSAH

Úvod	11
1 Vznik EKG signálu	13
1.1 Vlastnosti EKG signálu	13
1.2 EKG signál a jeho artefakty	14
2 Vlnkové transformace	16
2.1 Spojité vlnkové transformace	16
2.2 Diskretní vlnkové transformace	16
2.3 Vlnkové transformace s diskretním časem	17
2.4 Využití DTWT pro filtraci signálů	17
2.4.1 Redundantní dyadická DTWT	18
2.4.2 Redundantní paketová DTWT	19
2.4.3 Metoda pilotního odhadu s využitím wienerovské filtrace . . .	20
2.4.4 Metody prahování koeficientů	21
2.5 Přístupy DTWT pro filtraci signálů	24
3 Lineární filtrace	25
3.1 FIR filtry	25
3.1.1 Lynnovy filtry	26
3.1.2 Nulování spektrálních čar	27
4 Metodika testování filtrů, vyhodnocování dosažených výsledků	29
4.1 Databáze CSE	29
4.2 Výstupní SNR	29
4.3 Zkreslení užitečného signálu	31
5 Realizace vlnkových filtrů	33
5.1 Redundantní dyadická DTWT	33
5.2 Redundantní paketová DTWT	38
5.3 Metoda pilotního odhadu s využitím wienerovské filtrace	42
5.4 Srovnání vlnkových filtrů	47
6 Realizace lineárních filtrů	51
6.1 Lynnův filtr	51
6.2 Nulování spektrálních čar	57

7 Porovnání vlnkové a lineární filtrace	61
7.1 Dosažený výstupní SNR	61
7.2 Zkreslení užitečného signálu	63
7.3 Doporučená chyba filtrace	67
7.4 Výhody a nevýhody vlnkových filtrů	67
Závěr	68
Literatura	70
Seznam symbolů, veličin a zkratk	73
Seznam příloh	75
A Popis ovládání algoritmu	76
B Obsah přiloženého cd	78

SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Převodní systém srdce, převzato z [7]	13
1.2	Časové parametry průběhu EKG, převzato z [7]	14
2.1	Redundantní dyadická DTWT – dva stupně rozkladu, převzato z [8] .	18
2.2	Redundantní paketová DTWT – dva stupně rozkladu, převzato z [9] .	19
2.3	Princip metody pilotního odhadu s využitím wienerovské filtrace, převzato z [8]	20
2.4	Tvrdé prahování, převzato z [8]	21
2.5	Měkké prahování, převzato z [8]	22
2.6	Hybridní prahování, převzato z [8]	23
3.1	Jednotková kružnice s vhodně rozloženými póly pro odstranění síťového rušení (generováno v Matlabu)	26
3.2	Princip filtrace nulováním spektrálních čar, převzato z [7]	27
4.1	Optimalizované parametry kombinací pro různé úrovně vstupního šumu, převzato z [21]	30
5.1	Redundantní dyadická DTWT – porovnání WT1 a WT2 v závislosti na výstupním SNR	34
5.2	Redundantní dyadická DTWT – vstup a výstup filtru	35
5.3	Redundantní dyadická DTWT – rozklad a prahování koeficientů . . .	35
5.4	Redundantní dyadická DTWT – změny referenčního QRS komplexu po filtraci	37
5.5	Redundantní paketová DTWT – porovnání WT1 a WT2 v závislosti na výstupním SNR	39
5.6	Redundantní paketová DTWT – vstup a výstup filtru	40
5.7	Redundantní paketová DTWT – rozklad a prahování koeficientů ve vybraném pásmu	40
5.8	Redundantní paketová DTWT – změny referenčního QRS komplexu po filtraci	42
5.9	Pilotní odhad s WF – vstupní a výstupní signál	44
5.10	Pilotní odhad s WF – rozklad a prahování koeficientů	44
5.11	Pilotní odhad s WF – referenční QRS komplex před a po filtraci . . .	46
5.12	Pilotní odhad s WF – detail dominantního extrému	46
5.13	Srovnání navržených metod z hlediska SNR	47
5.14	Odchyly v detekci začátků QRS komplexů u navržených metod . . .	48
5.15	Odchyly v detekci konců QRS komplexů u navržených metod	49
5.16	Ořezávání dominantních extrémů QRS komplexů u navržených metod	50
6.1	Porovnání chybových signálů běžnou filtrací a funkcí filtfilt	52
6.2	Lynnův filtr – vstupní a výstupní signál	53

6.3	Lynnův filtr – amplitudová frekvenční charakteristika	54
6.4	Lynnův filtr – detail amplitudové frekvenční charakteristiky	54
6.5	Lynnův filtr – rozložení nul a pólů na jednotkové kružnici	55
6.6	Lynnův filtr – detail rozložení nul a pólů na jednotkové kružnici	55
6.7	Lynnův filtr – referenční QRS komplex před a po filtraci	56
6.8	Lynnův filtr – detail v oblasti dominantního extrému	57
6.9	Nulování spektrálních čar – vstupní a výstupní signál	58
6.10	Nulování spektrálních čar – spektrum před a po nulování	59
6.11	Nulování spektrálních čar – referenční QRS komplex před a po filtraci	60
6.12	Nulování spektrálních čar – detail v oblasti dominantního extrému	60
7.1	Srovnání metod z hlediska dosaženého výstupního SNR	62
7.2	Srovnání metod v oblasti QRS komplexu – signál s29	64
7.3	Srovnání metod v oblasti dominantního extrému – signál s29	65
7.4	Srovnání metod v oblasti úseku P – Q – signál s29	65
7.5	Srovnání metod v oblasti vlny T – signál s29	66
7.6	Detail oblasti signálu za vlnou T – signál s29	66
A.1	Ukázka programu <i>testovani_signalu.m</i>	76
A.2	Ukázka číselného výstupu programu <i>testovani_signalu.m</i>	77

SEZNAM TABULEK

5.1	Redundantní dyadická DTWT – výstupní SNR pro skupinu vlnek WT1 a WT2	33
5.2	Redundantní dyadická DTWT – zkreslení užitečného signálu po filtraci při použití WT2	36
5.3	Redundantní paketová DTWT – výstupní SNR pro skupinu vlnek WT1 a WT2	38
5.4	Redundantní paketová DTWT – zkreslení užitečného signálu po filtraci při použití WT2	41
5.5	Pilotní odhad s WF – výstupní SNR	43
5.6	Pilotní odhad s WF – zkreslení užitečného signálu po filtraci	45
6.1	Lynnův filtr – výstupní SNR	52
6.2	Lynnův filtr – zkreslení užitečného signálu po filtraci	56
6.3	Nulování spektrálních čar – výstupní SNR	58
6.4	Nulování spektrálních čar – zkreslení užitečného signálu po filtraci	59

ÚVOD

Elektrokardiografie je základní vyšetřovací metoda používaná při podezření na onemocnění srdce. Elektrická činnost srdce je snímána elektrokardiografem a reprezentována křivkou EKG. Na tuto křivku se soustředí základní diagnóza pacienta, proto je nezbytné věnovat dostatečnou pozornost její analýze.

Počítačová analýza EKG signálů zahrnuje tři základní operace. Obecně se snažíme o předzpracování signálu, jeho analýzu a následnou klasifikaci. Od předzpracování signálu očekáváme zlepšení kvality signálu. Zlepšení kvality můžeme dosáhnout tak, že odstraníme ze signálu nežádoucí rušení. Obecné pravidlo zní: cílem je co nejvíce potlačit rušivé složky signálu a zároveň co nejméně poškodit složky užitečné [7]. Poškození užitečných složek signálu je velmi nežádoucí, protože takový signál může ztratit svoji diagnostickou informaci nebo může být tato informace do značné míry zkreslená. Tato práce se zabývá předzpracováním signálů EKG a využívá prostředků analýzy signálů k určení míry zkreslení užitečné složky. Konkrétně se věnuje možnostem odstraňování jednoho z nejčastějších typů rušení – síťového brumu. V praktické části této práce jsou použity reálné EKG signály z databáze CSE.

Hlavním cílem je programově realizovat vlnkové a lineární filtry a porovnat úspěšnost jejich filtrace. Úspěšnost filtrace budeme hodnotit na základě dosaženého poměru signál/šum a porovnáním zkreslení užitečného signálu na výstupu jednotlivých filtrů. Především se bude jednat o možné odchylky v oblasti začátku a konce QRS komplexu a ořezání dominantního extrému QRS komplexu.

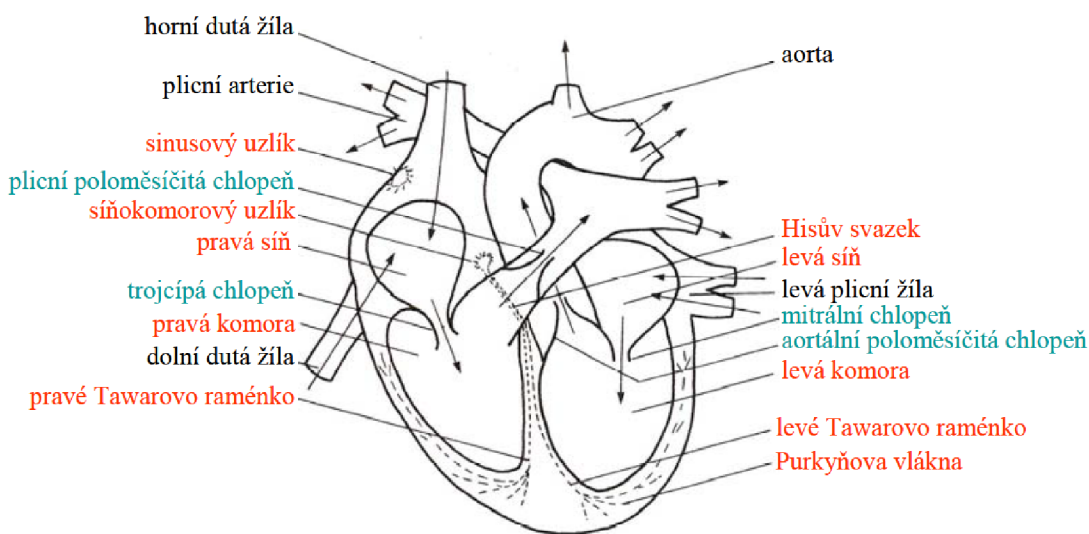
Využité EKG signály jsou bez síťového rušení, proto dojde k umělému zarušení harmonickou složkou na frekvenci 50 Hz přes celý průběh signálu a takto zarušený signál se přivede na vstup příslušného filtru. Návrh se bude skládat ze tří typů vlnkových filtrů – filtr realizovaný redundantní dyadickou vlnkovou transformací, redundantní paketovou transformací a wienerovský filtr s metodou pilotního odhadu. Dále budou realizovány dva typy lineárních filtrů – Lynnův filtr a filtr založený na metodě nulování spektrálních čar.

První kapitola se zabývá samotným vznikem EKG signálu, jeho vlastnostmi a nejčastějšími typy rušení, které se mohou na nasnímaném signálu objevit. V druhé kapitole jsou popsány základní principy vlnkových transformací a podrobněji rozebrány jednotlivé metody filtrace EKG signálu realizované prostřednictvím těchto transformací. Kapitola třetí řeší podstatu lineární filtrace a také se zaměřuje na metody, které budou realizovány. Čtvrtá kapitola se týká metodiky práce, především je zde naznačen podrobný postup testování signálů a způsob vyhodnocování výsledků. Další dvě kapitoly řeší programové návrhy jednotlivých filtrů, obsahují konkrétní číselné a grafické výstupy všech realizovaných metod a jejich vzájemné porovnání.

Poslední kapitola se zabývá srovnáním vlnkové a lineární filtrace a také hodnotí výhody a nevýhody vlnkových filtrů.

1 VZNIK EKG SIGNÁLU

Tvar EKG křivky odpovídá způsobu šíření elektrických vzruchů srdeční tkání. V oblasti pravé síně srdce, jak můžeme vidět z obr. 1.1, se nachází sinoatriální uzel (SA), který slouží jako generátor impulsů. Tyto vzruchy jsou šířeny prostřednictvím internodálních traktů, které se nacházejí ve svalovině srdečních síní. Vzruch postupuje až k atrioventrikulárnímu uzlu (AV). Tento uzel leží na rozhraní srdečních síní a komor. Odtud vzruch postupuje přes další útvary (Hisův svazek, Tawarova raménka, Purkyňova vlákna) až do vnějších komorových stěn. Návaznost těchto vzruchů na EKG křivku začíná u vlny P, která reprezentuje depolarizaci buněk srdečních síní. Komplex QRS odpovídá depolarizaci srdečních komor – to se děje v momentu, kdy vzruch dosáhne AV uzlu. Poslední složkou je vlna T, která odpovídá repolarizaci srdečních komor. Někdy se u EKG signálů může objevit vlna U. Je patrna jen u některých EKG svodů a její příčina není jasná. Soudí se na pozdější repolarizaci srdečního septa či opožděnou repolarizaci některých oblastí komory. Další domněnkou je, že vlna U je výsledkem repolarizace Purkyňových vláken. [17]

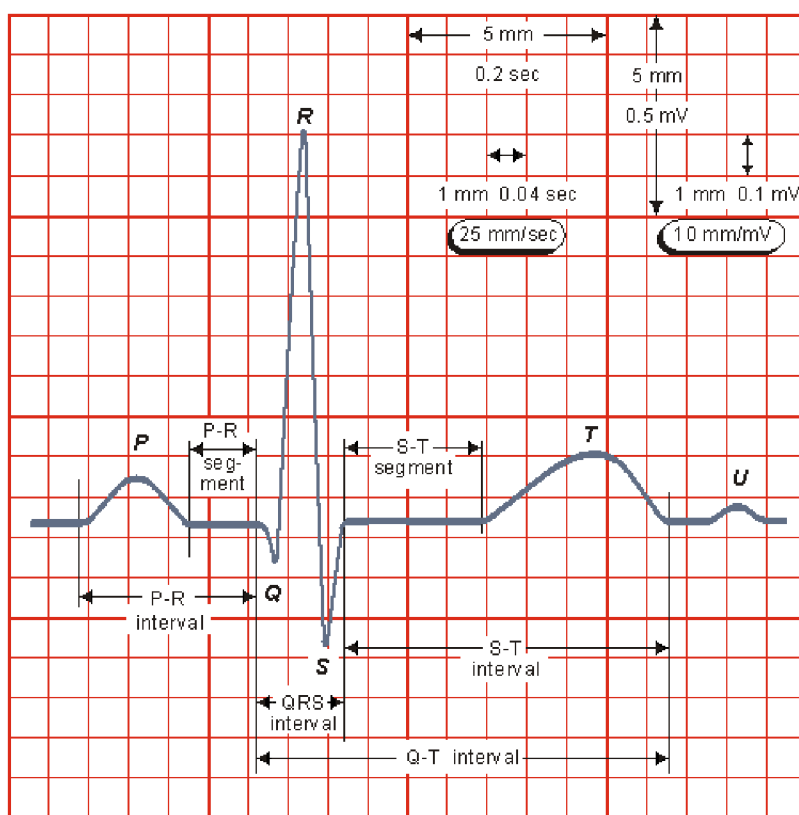


Obr. 1.1: Převodní systém srdce, převzato z [7]

1.1 Vlastnosti EKG signálu

EKG signál je signál spojitý, repetiční, ale není přesně periodický. Pro převod do číslíkové podoby nás zajímají parametry vzorkovací frekvence a kvantovacího kroku. Tyto hodnoty bývají obvykle $fvz = 500 \text{ Hz}$ a $q = 5 \mu\text{V}$, mohou se však lišit v

případě analýzy vysokofrekvenčního EKG (drobné rychlé oscilace před a za komplexem QRS) či u monitorů pro EKG. Užitečné frekvenční pásmo bývá obvykle do 125 Hz a standardní délka záznamu je 10 sekund. Časové intervaly jednotlivých úseků EKG křivky jsou znázorněny na obr. 1.2. Z hlediska hodnocení EKG signálu máme dvě možné varianty. První se týká morfologické analýzy jednoho srdečního cyklu a rytmu jednoho EKG svodu. Druhou variantu uplatňujeme při filtraci EKG signálu, kdy je třeba mít představu o vlastnostech spektra celého EKG signálu – většina energie QRS komplexu je soustředěna v intervalu $10 - 50\text{ Hz}$, frekvenční rozsah vln P a T běžně nepřekračuje 10 Hz , stejnosměrná složka nenesé žádnou diagnostickou informaci. [17, 7]



Obr. 1.2: Časové parametry průběhu EKG, převzato z [7]

1.2 EKG signál a jeho artefakty

Brum

Rušení způsobené elektrovodnou sítí je nejobvyklejším případem rušení. Jedná se o úzkopásmové, téměř harmonické rušení v oblasti 50 Hz a vyšších harmonických

složek. Příčinou tohoto typu rušení je nedodržení zásad správného zemnění, eventuálně, je-li měřicí systém umístěn v blízkosti výkonového spotřebiče (rentgen, lednička, strojovna výtahu).

Drift

Toto rušení se v signálu projevuje kolísáním nulové linie, které může být způsobeno nízkou jakostí elektrod, špatným kontaktem elektrod s kůží, biochemickými změnami v místě uložení elektrod. Ke vzniku může také docházet při pohybu předmětů z elektrostatických hmot v blízkosti vstupních obvodů extrémně citlivých biozesilovačů nebo v blízkosti měřené osoby. Dalšími nejčastějšími vlivy jsou dýchání či drobné pohyby měřené osoby. Drift je charakteristický jako nízkofrekvenční rušení obvykle do 2 Hz .

Myopotenciály

Jedná se o rušení, která jsou způsobena svalovou činností měřené osoby (pohybové artefakty), ve velké míře se projevuje při zátěžovém EKG, kdy úroveň rušení roste se stupněm zátěže. Tento typ rušení je ze všech tří typů nejobtížnější na odstranění, protože se jedná o širokopásmové rušení od 10 Hz (u zátěžového EKG), z čehož vyplývá, že se nám toto rušení překrývá s diagnosticky významnou oblastí QRS komplexu. [18]

2 VLNKOVÉ TRANSFORMACE

Pro popsání základních vlastností vlnkových transformací vyjdeme z termínu spojité vlnkové transformace.

2.1 Spojité vlnkové transformace

Spojitou vlnkovou transformaci (WT) lze definovat jako [6]

$$y_{cwt}(a, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \frac{1}{\sqrt{a}} \psi * \left(\frac{t}{a} - t \right) dt, \quad a > 0, \quad \tau \in \mathbb{R}. \quad (2.1)$$

Jedná se o korelační integrál, kde $s(t)$ je analyzovaný signál a ψ popisuje mateřskou vlnku. Proměnná a vyjadřuje časovou dilataci funkce a je označována jako měřítko. Zachování energie vlnky zajišťuje činitel $\frac{1}{\sqrt{a}}$. Parametr τ ovlivňuje časový posun funkce. Hodnoty $y_{cwt}(a, \tau)$ jsou popsány dvěma spojitě proměnnými parametry – měřítkem a časovým posunutím. [6, 22]

2.2 Diskretní vlnkové transformace

Diskretní vlnková transformace (DWT) je zvláštní případ spojitých transformací. Nejčastěji hovoříme o dyadické DWT s parametry $a = 2^m$, $\tau = 2^m kT$, kde parametr T určuje hustotu vzorkování koeficientů na časové ose pro jednotlivé kmitočtové úrovně dané indexem m a zároveň platí, že $m > 0$ a $T > 0$, kde m a k jsou celá čísla. Diskretní vlnkovou transformaci lze pak definovat jako [9]

$$y_{dwt}(m, k) = \frac{1}{\sqrt{2^m}} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \psi * (2^{-m}t - kT) dt. \quad (2.2)$$

Z Fourierova obrazu mateřské vlnky lze odvodit, že expanze vlnky se projeví kompresí jejího spektra a jeho posunem k nižším frekvencím. 2^m násobná délka expanze odpovídá $\frac{1}{\sqrt{2^m}}$ násobku výchozí šířky spektra a $\frac{1}{\sqrt{2^m}}$ násobku výchozího středního kmitočtu.

Dále je třeba poznamenat, že dyadická DWT je charakterizována oktávovou podobou spekter soustavy vlnek. S rostoucím m se krok posunutí zvětšuje 2^m – krát. Korelaci analyzovaného signálu s vlnkami lze u DWT provést konvolucí s funkcemi časově reverzními. DWT lze pak realizovat rozkladem signálu bankou lineárních spojitých oktávových filtrů s příslušnými impulsními charakteristikami. [9, 22]

2.3 Vlnkové transformace s diskretním časem

Vlnkovou transformací s diskretním časem (DTWT) můžeme definovat diskretním signálem $x(n)$ s diskretní konvolucí, tedy rozkladem signálu bankou diskretních oktávových filtrů s impulsními charakteristikami $h_m(n)$. Matematicky je popsána jako [9]

$$y_m(n) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x(i)h_m(2^m n - i) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} h_m(i)x(2^m n - i), \quad (2.3)$$

kde vzorkovací frekvence vstupního signálu $x(n)$ je 2^m – krát vyšší než vzorkovací frekvence na výstupu m – tého filtru. [9, 22]

2.4 Využití DTWT pro filtraci signálů

Metody filtrace prostřednictvím vlnkových transformací spočívají ve vhodné úpravě koeficientů v jednotlivých pásmech s podmínkou inverzibility transformace. Následně se provede výběr vhodné metody prahování. Cílem je potlačení aditivního šumu. Při rozhodování, jaký typ DTWT použijeme pro filtraci signálů, vycházíme z níže uvedeného členění – varianty DTWT jsou následující:

První krok výběru – dle objemu dat

- Decimační – klasická DTWT s podvzorkovanými výstupy filtrů
- Redundantní – nemá podvzorkované výstupy filtrů

Druhý krok výběru – dle rozkladového stromu

- Dyadická
- Paketová – úplný rozkladový strom (může být i neúplný)

Třetí krok výběru – dle způsobu realizace rozkladových a rekonstrukčních filtrů

- Reálná – DTWT s reálnou impulsní charakteristikou
- Komplexní – DTWT s komplexní impulsní charakteristikou

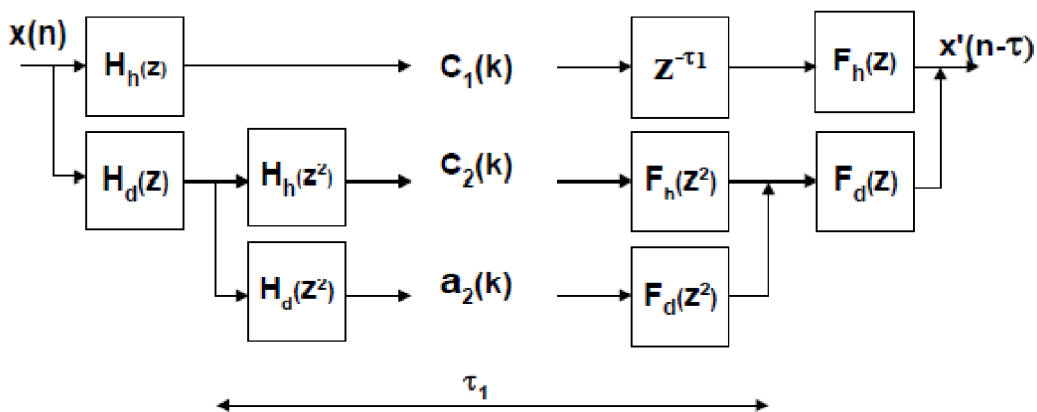
Pro filtraci signálů se ukázala jako vhodnější redundantní DTWT oproti DTWT s decimací a to z následujících důvodů:

1. DTWT s decimací je velmi závislá na použitých bankách filtrů.
2. DTWT s decimací je citlivá na posunutí vstupního signálu.

Volba mezi dyadickou a paketovou DTWT závisí na vlastnostech užitečného signálu a rušení. Výběr typů rozkladových a rekonstrukčních filtrů pak na požadavcích z hlediska vhodného tvaru amplitudových a fázových frekvenčních charakteristik či impulsních charakteristik filtrů. [9]

2.4.1 Redundantní dyadická DTWT

Jak už bylo výše řečeno, jedná se o transformaci bez podvzorkovaných výstupů, jejichž koeficienty nezávisí na posunutí vstupního signálu. Počet koeficientů narůstá úměrně s počtem zvolených pásem, na které je signál rozkládán. Abychom mohli přesně zrekonstruovat původní vstupní signál po jeho rozkladu a případné úpravě, musí platit jisté podmínky pro rozkladové a rekonstrukční filtry. Pokud by tyto podmínky nebyly splněny, mohlo by dojít k aliasingu. Na obr. 2.1 můžeme vidět dopřednou a zpětnou redundantní dyadickou DTWT pro dva stupně rozkladu.



Obr. 2.1: Redundantní dyadická DTWT – dva stupně rozkladu, převzato z [8]

Pokud se zaměříme pouze na bloky odpovídající první úrovni rozkladu a rekonstrukce, můžeme psát [8]

$$F_d(z)H_d(z) + F_h(z)H_h(z) = z^{-\tau}, \quad (2.4)$$

z tohoto vztahu vyplývá, že součet součinů rekonstrukční a rozkladové dolní propusti $F_d(z)H_d(z)$ resp. horní propusti $F_h(z)H_h(z)$ musí být roven fázovému zpoždění filtrů τ .

Pro splnění věrné rekonstrukce musí platit [8]

$$F_d(z) = H_h(-z), \quad F_h(z) = -H_d(-z), \quad (2.5)$$

nebo [8]

$$F_d(z) = -H_h(-z), \quad F_h(z) = H_d(-z), \quad (2.6)$$

potom získáme [8]

$$P_d(z) - P_h(z) = z^{-\tau}, \quad (2.7)$$

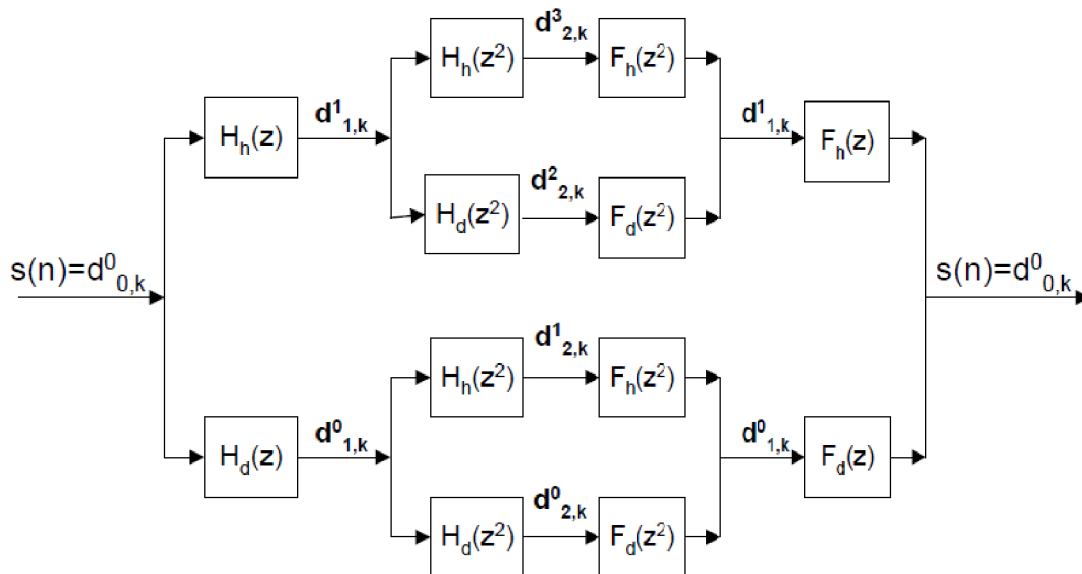
kde $P_d(z)$ je dolní propust a $P_h(z)$ horní propust, přičemž platí, že $P_h(z) = P_d(-z)$, jedná se tedy o zrcadlové filtry. Abychom tyto filtry mohli nazvat filtry půlpásmovými, musí být splněny dvě podmínky.

1. Zrcadlová horní propust musí mít vzhledem k předpokládané kauzální dolní propusti impulsní charakteristiku s opačnými znaménky u vzorků s lichými indexy – tyto vzorky musí být s výjimkou prostředního nulové (abychom po odečtení $P_d(z) - P_h(z)$ obdrželi výraz $z^{-\tau}$).
2. Aby bylo fázové zpoždění obou zrcadlových filtrů konstantní, musí být jejich impulsní charakteristiky symetrické.

Jak je vidět z výsledného vztahu pro věrnou rekonstrukci, maximální modul přenosu každého filtru je 1. [8, 9]

2.4.2 Redundantní paketová DTWT

Tato metoda je charakteristická tím, že zde dostáváme všechna kmitočtová pásma stejně široká. Realizace odpovídá úplné stromovité struktuře, viz obr. 2.2. Dostáváme tedy větší počet koeficientů reprezentujících původní signál.

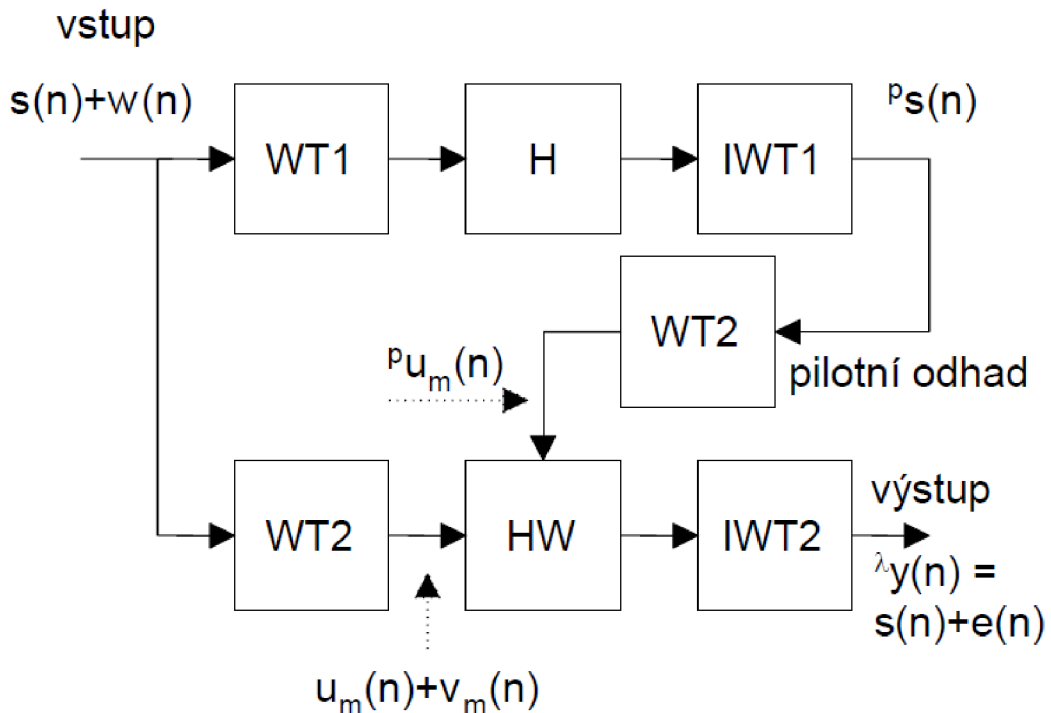


Obr. 2.2: Redundantní paketová DTWT – dva stupně rozkladu, převzato z [9]

U této metody je také možná realizace do tzv. neúplného stromu (nezahrnujeme do transformace všechny koeficienty ležící na různých úrovních rozkladu). [8, 9]

2.4.3 Metoda pilotního odhadu s využitím wienerovské filtrace

Základem této metody je wienerovský filtr, který má zajistit, aby koeficienty DTWT byly optimální aproximací koeficientů užitečného signálu. Tedy zkorigovat dané koeficienty tak, aby se minimalizovala střední kvadratická odchylka výstupu filtru od užitečného signálu. Princip této metody je vidět na obr. 2.3



Obr. 2.3: Princip metody pilotního odhadu s využitím wienerovské filtrace, převzato z [8]

Celá horní větev reprezentuje běžnou metodu filtrace pomocí vlnkové transformace. Blok WT1 odpovídá rozkladu vstupního signálu (užitečný signál + šum) do jednotlivých pásem na dané koeficienty. V bloku H se odvíjí úprava rozložených koeficientů (zvoleným typem prahování), které jsou následně podrobeny zpětné transformaci členem IWT1. Dostáváme tedy pilotní odhad užitečného signálu. Tento pilotní odhad spolu se vstupním signálem prochází transformací WT2 a rozložené koeficienty těchto dvou signálů vstupují do bloku HW, kde dochází k úpravám pomocí wienerova korekčního členu. Koeficienty jsou složeny pomocí části IWT2 a dostáváme tak výstupní signál – v ideálním případě reprezentovaný nepoškozenou užitečnou složkou a bez známek parazitních šumových složek.

Korekční faktor použitý v bloku HW má tvar [8]

$$g_m(n) = \frac{u_m^2(n)}{u_m^2(n) + \sigma_{vm}^2}, \quad (2.8)$$

kde $u_m^2(n)$ představuje odhad užitečných koeficientů z pilotního odhadu a σ_{vm}^2 odpovídá rozptylu šumových koeficientů. Výsledný korekční faktor $g_m(n)$ násobíme v každém m – tém pásmu koeficienty ze spodní větve, které byly získány rozkladem signálu v bloku WT2.

Výhoda metody spočívá v malém zkreslení extrémů vysokých kmitů užitečných signálů. [8, 9]

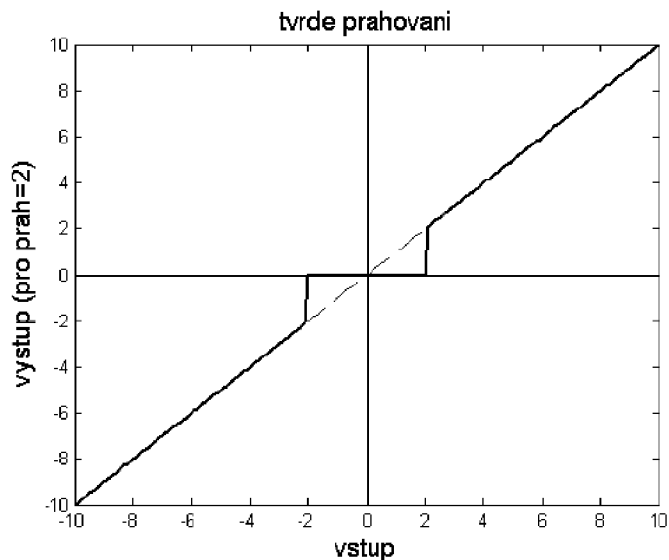
2.4.4 Metody prahování koeficientů

V zásadě rozlišujeme tři nejčastější způsoby, jak upravit rozložené koeficienty DTWT.

- Tvrdé prahování
- Měkké prahování
- Hybridní prahování

Tvrdé prahování

Princip tvrdého prahování je naznačen na obr. 2.4



Obr. 2.4: Tvrdé prahování, převzato z [8]

Přičemž platí [8]

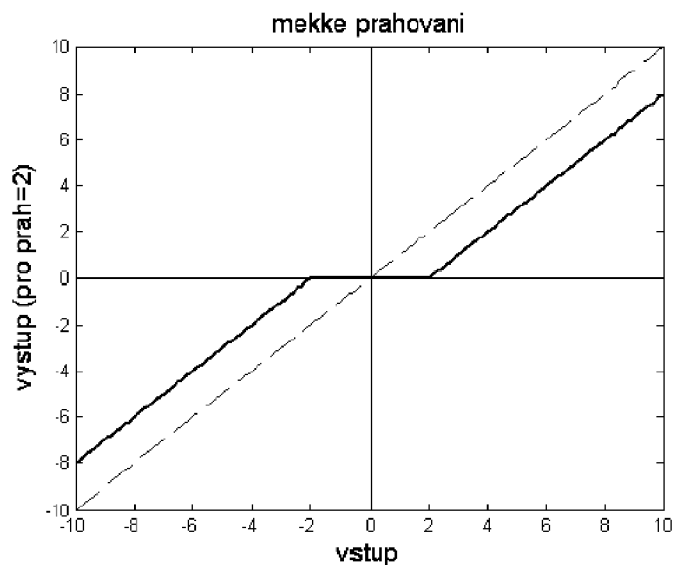
$$x_{vyst} = \begin{cases} x & \text{pro } |x| > \lambda \\ 0 & \text{pro } |x| \leq \lambda \end{cases} \quad (2.9)$$

kde x_{vyst} je výstupní hodnota, x odpovídá vstupní hodnotě a λ je prahová hodnota. Jak můžeme vidět, všechny hodnoty, co leží pod prahem, se vynulují. Hodnoty nadprahové zůstanou ponechány beze změny.

Měkké prahování

U měkkého prahování je opět podprahová hodnota rovna nule. Nadprahová hodnota se upraví dle následujícího vztahu (od každé hodnoty se odečte hodnota prahu). [8]

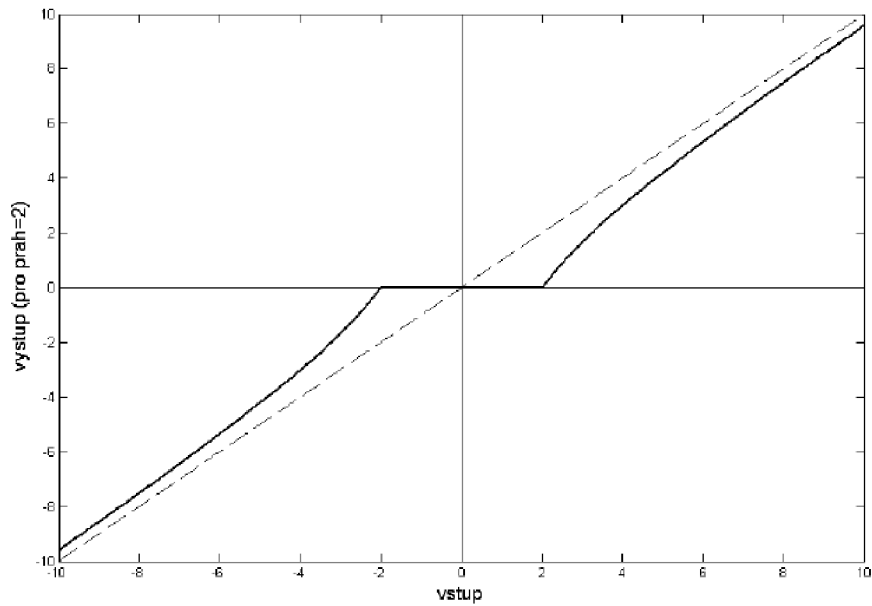
$$x_{vyst} = \begin{cases} \text{sign}(x)(|x| - \lambda) & \text{pro } |x| > \lambda \\ 0 & \text{pro } |x| \leq \lambda \end{cases} \quad (2.10)$$



Obr. 2.5: Měkké prahování, převzato z [8]

Hybridní prahování

Je kompromisní volbou mezi tvrdým a měkkým prahováním (viz obr. 2.6).



Obr. 2.6: Hybridní prahování, převzato z [8]

Z obrázku je patrné, že pro mírně nadprahové hodnoty se blíží měkkému prahování a s rostoucími hodnotami koresponduje více s tvrdým prahováním. Hybridní prahování je definováno jako [8]

$$x_{vyst} = \begin{cases} \frac{x-\lambda^2}{x} & \text{pro } |x| > \lambda \\ 0 & \text{pro } |x| \leq \lambda \end{cases} \quad (2.11)$$

Nastavení prahu pro vlnkovou filtraci

Pro účely vlnkové filtrace je nejvhodnější upravovat koeficienty dle směrodatné odchylky šumu. Nejjednodušší variantou je násobit směrodatnou odchylku šumu zvolenou konstantou [9]

$$T = K\sigma_w^2. \quad (2.12)$$

Kde K je empirická (zvolená konstanta) a σ_w směrodatná odchylka šumu ze vstupního signálu.

Ideální je stanovit prahovou hodnotu pro každé rozkládané pásmo zvlášť.

2.5 Přístupy DTWT pro filtraci signálů

Vlnková transformace je v odborných člancích a publikacích velmi často spojována v souvislosti s širokopásmovým rušením EKG signálu. Jedná se o velmi účinný prostředek k jeho odstranění. Porovnávání různých metod vlnkové transformace se soustředí především na čtyři základní parametry. Je to stupeň rozkladu, použitá vlnka, způsob prahování koeficientů a stanovení prahu. Dále se zabýváme výběrem typu transformace (paketová, dyadická, redundantní, s decimací). Všechny tyto parametry mohou ovlivňovat úspěšnost filtrace a jsou porovnávány v mnoha člancích, lze je různě kombinovat a posuzovat jejich vliv. Např. v článku [13] autoři porovnávají metodu redundantní vlnkové transformace (SWT), paketovou transformaci s decimací (WPT) a metodu vlnkové transformace založenou na liftingu (LWT). Z výsledků je patrné, že nejlepší dosažený poměr signál/šum (SNR) je u metody redundantní transformace, což odpovídá teoretickým předpokladům. Tato metoda je vhodnější pro filtraci signálů než metoda s decimací (WPT), která se využívá spíše při kompresi dat [10]. Další často užívaná metoda vlnkové transformace je testována v [5, 15]. Jedná se o metodu pilotního odhadu s využitím wienerovské filtrace, kde se autoři zaměřují na testování různých dvojic bank filtrů a opět se hodnotí dosažený výstupní SNR. V této práci je posuzováno i zkreslení užitečného signálu po filtraci. Zde se také můžeme dozvědět, že je vhodnější používat kratší impulsní charakteristiky vlnek, což je podloženo příslušným testováním. Jak se ukázalo v [16], metoda pilotního odhadu s využitím wienerovské filtrace dosahuje lepších výsledků, než metody využívající pouze jednu vlnku. Rozdílný přístup testování je popsán v [4], kde je navržena pouze jedna metoda vlnkové transformace, ale řeší se různé přístupy k tomu, jakým způsobem nastavit úroveň prahu (např. pomocí univerzálního prahu, tzv. minmax prahu, atd.) a také, jaký je vhodný stupeň rozkladu. Autoři zkoušeli využít až 10 stupňů rozkladu, ale jak se v tomto případě ukázalo, rozklad na takový počet pásem nemá žádný, resp. má spíše negativní efekt na dosažený SNR. Obdobně i v [25] se zjišťuje souvislost mezi různými metodami umožňujícími stanovit práh, tedy hodnotu od které budeme modifikovat rozložené koeficienty v závislosti na použité metodě prahování (měkké, tvrdé). Použité jsou zde i různé modely rušení. Autoři v [21] došli k optimalizovaným parametrům pro různé úrovně vstupního SNR pro již zmiňovanou metodu pilotního odhadu. Těchto poznatků bude využito i v této práci. Předmětem zkoumání může být také nalezení optimální vlnky, kdy zkoušíme velké množství těchto vlnek na dané metodě a vizuálně posuzujeme původní signál a signál po filtraci při použití dané vlnky - odchylky se objevují zejména jako ořezávání a rozšiřování QRS komplexů, což je možný nežádoucí jev při použití vlnkových transformací. [20]

3 LINEÁRNÍ FILTRACE

Smyslem lineární filtrace je potlačit nežádoucí složky, obvykle tím myslíme harmonické rušení. Zároveň se snažíme ponechat či zdůraznit složky jiné. Lineární filtraci lze charakterizovat principem superpozice. Tento princip můžeme velmi dobře vystihnout následujícím zápisem [11]

$$H\left[\sum_i K_i s_i(n)\right] = \sum_i K_i H[s_i(n)], \quad (3.1)$$

což představuje odezvu lineárního systému H působící na součet signálů $s(i)$, které jsou násobené konstantami K_i . Tento stav je roven součtu odezev lineárního systému násobených konstantami K_i na jednotlivé, samostatné signály. Dalším důležitým prvkem lineárních systémů je jednotkový impuls, pro který platí [11]

$$\delta_n = \begin{cases} 1 & \text{pro } n = 0 \\ 0 & \text{pro } n \neq 0 \end{cases} \quad (3.2)$$

Jednotkový impuls má konstantní spektrum. Pokud jej přivedeme na vstup lineárního systému, dostaneme impulsní charakteristiku $h(n)$, která představuje odezvu tohoto systému. V případě, že nás zajímají frekvenční vlastnosti daného systému, podrobíme impulsní charakteristiku Fourierově transformaci (DTFT), čímž dostaneme frekvenční charakteristiku $H(\omega)$ příslušného filtru. Transformaci můžeme popsat zjednodušeným výrazem [11]

$$H(\omega) = DTFT\{h(n)\}. \quad (3.3)$$

Lineární filtry členíme do dvou základních skupin. Dle způsobu realizace na rekurzivní a nerekurzivní. Dále v závislosti na průběhu impulsní charakteristiky na filtry typu FIR a IIR. Lineární filtrace je použitelná tehdy, přivádíme-li na vstup lineárního filtru aditivní směs užitečného signálu a rušení. [11]

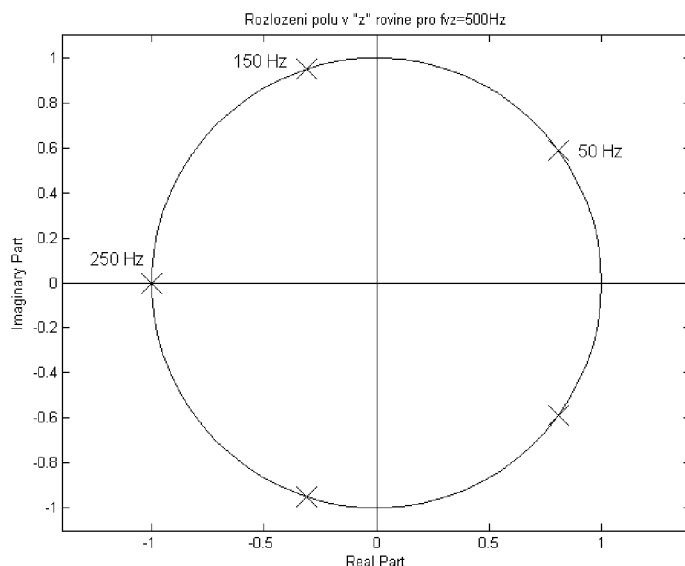
3.1 FIR filtry

FIR filtry jsou charakteristické konečnou délkou impulsní charakteristiky a obvykle nerekursivním způsobem realizace – filtr má všechny póly v počátku. Dále je kladen požadavek na filtry u EKG signálů, u nichž chceme dosáhnout lineární fázové charakteristiky procházející nulou, k čemuž potřebujeme symetrickou impulsní charakteristiku. Mezi obecnější požadavky patří co nejmenší zkreslení užitečného signálu a maximální možné potlačení nežádoucího rušení. To vše při minimálních paměťových

náročích s dostatečně rychlou odezvou lineárního systému. [28, 26]

3.1.1 Lynnovy filtry

Lynnovy filtry se vyznačují rozložením nulových bodů po celém obvodu jednotkové kružnice v 'z' rovině. Některé z těchto nulových bodů je možné vyrušit póly, které klademe do míst, kde chceme dostat nepropustné pásmo. Vycházejí z hřebenových filtrů a mezi jejich kladné vlastnosti patří jednoduchý návrh a nenáročný výpočet odezvy. Návrh Lynnova filtru závisí do značné míry na vzorkovacím kmitočtu, což lze považovat za nevýhodu. Zaměříme se nyní na možnosti odstraňování síťového kmitočtu pro signály s vzorkovací frekvencí 500 Hz. Pro tento případ bude rozložení pólů na jednotkové kružnici odpovídat obrázku 3.1. Filtr bude potlačovat pásma v oblasti 50, 150 a 250 Hz a své symetrické protějšky.



Obr. 3.1: Jednotková kružnice s vhodně rozloženými póly pro odstranění síťového rušení (generováno v Matlabu)

Při realizaci úzkopásmové zadržky vyjdeme z následujícího vztahu [7]

$$G(z) = \frac{1 - z^{-pK}}{K(1 + z^{-p})}, \quad (3.4)$$

kde p udává počet nepropustných pásem a K je konstanta – čím bude větší, tím užší budou nepropustná pásma (aby byly polynomy v přenosové funkci dělitelné, zavedeme na tuto konstantu požadavek sudého čísla).

Při této realizaci vzniká velké zvlnění amplitudové charakteristiky, proto je vhodné zařadit dva filtry za sebou do série. Výsledný vztah bude mít tvar [7]

$$H_{pp}(z) = G(z)G(z) = \left(\frac{1 - z^{-5K}}{K(1 + z^{-5})} \right)^2. \quad (3.5)$$

Výsledná impulsní charakteristika bude mít trojúhelníkový tvar. Požadavek na uvedený typ filtru je, aby poměr $f_{vz}/50$ byl celé číslo, což je při daném vzorkovacím kmitočtu splněno.

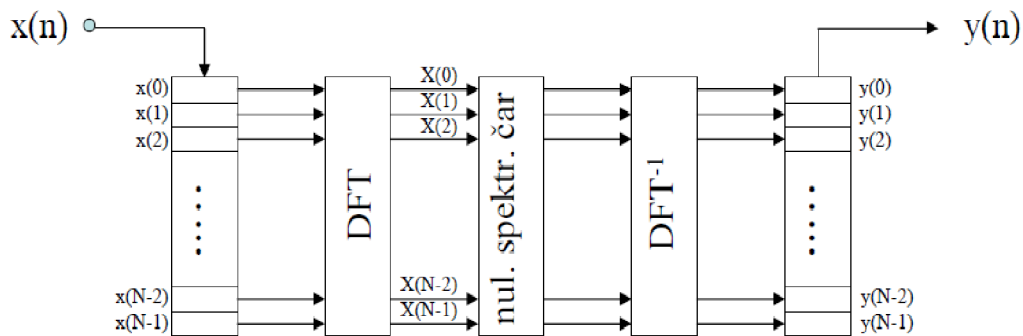
Abychom dostali požadovanou úzkopásmovou zádrž, musíme nyní zavést zpoždění τ , od kterého budeme odečítat signál, který prošel pásmovou propustí. Odpovídající postup vystihuje následující zápis [7]

$$H_{pz}(z) = z^{-\tau} - H_{pp}(z). \quad (3.6)$$

3.1.2 Nulování spektrálních čar

Metoda nulování spektrálních čar vychází z principu vzorkování frekvenční charakteristiky a lze ji považovat za téměř ideální, protože se neuplatní amplitudové zvlnění a fázová charakteristika je nulová. Nevýhodou je zpracování pouze v režimu offline. Musíme brát v úvahu vždy celý signál – filtrace po úsecích vede k nespojitostem.

Princip nulování spektrálních čar je znázorněn na obrázku 3.2,



Obr. 3.2: Princip filtrace nulováním spektrálních čar, převzato z [7]

Vstupní signál převedeme diskretní Fourierovou transformací (DFT) do spektrální oblasti a zde spočítáme vzdálenost jednotlivých spektrálních čar [7]

$$\Delta f = \frac{f_{vz}}{N}, \quad (3.7)$$

kde N je délka signálu. Vzorky odpovídající frekvenci, kterou chceme potlačit vynulujeme. Následně provedeme diskretní zpětnou Fourierovu transformaci (IDFT).

Je třeba si uvědomit, že první spektrální čára odpovídá stejnosměrné složce. Stejně tak je třeba brát v úvahu symetrii spektra – nulujeme komplexně sdružené vzorky. [18]

4 METODIKA TESTOVÁNÍ FILTRŮ, VYHODNOCOVÁNÍ DOSAŽENÝCH VÝSLEDKŮ

K dispozici máme databázi EKG signálů, které jsou bez síťového rušení. Obecný postup bude spočívat v umělém zarušení těchto signálů harmonickou složkou na frekvenci 50 Hz přes celý průběh signálu a takto zarušený signál se přivede na vstup příslušného filtru. Na výstupu filtru budeme hodnotit dosažený poměr signál/šum (SNR) a zkreslení užitečného signálu.

4.1 Databáze CSE

Testování proběhne na EKG signálech z nově přefiltrované databáze CSE – jedná se o soubor *signaly_f_ADP9_1.mat*. Tato databáze je tvořena 125 signály. Každý signál obsahuje 12 standardních svodů + 3 ortogonální svody. Signály jsou navzorkovány vzorkovací frekvencí 500 Hz s kvantovacím krokem $5\text{ }\mu\text{V}$. Délka signálů je 10 sekund (5000 vzorků). K dispozici tedy máme matici o celkové velikosti $1875 * 5000$. Pro korektnější porovnávání bude testován vždy stejný svod u každého ze 125 signálů. Využijeme hrudní svod V3.

Dále je třeba zmínit, že v databázi CSE jsou zaznamenány referenční mediánové hodnoty významných bodů – pro vybraný cyklus v každém ze 125 signálů (na základě výsledků různých programů). Databáze není tvořena pouze běžnými průběhy EKG signálů, ale také signály, reprezentující různé srdeční poruchy. [27]

4.2 Výstupní SNR

Testování jednotlivých metod vlnkové filtrace bude vycházet z tabulky uvedené na obr. 4.1.

Tato tabulka představuje optimální varianty jednotlivých parametrů při daném vstupním SNR pro metodu pilotního odhadu s využitím wienerovské filtrace. Jednotlivými parametry máme na mysli počet stupňů rozkladu, metodu prahování (Garrote = hybridní prahování), velikost konstanty pro násobení směrodatné odchylky šumových koeficientů (stanovení prahu) a použité typy vlnek. Skupina vlnek WT1 jsou vlnky vstupující do horní větve (pro stanovení pilotního odhadu) a skupina vlnek WT2 jsou vlnky vstupující do wienerovského filtru (dolní větev), viz obr. 2.3.

SNR [dB]	Parameters				
	<i>Dec. level</i>	<i>Thresh.</i>	<i>TM</i>	<i>WT1</i>	<i>WT2</i>
0-5	4	Garrote	3.5	rbio3.5	sym4
10-25	4	Garrote	3.5	sym3	sym4
30	4	Garrote	3.5	bior4.4	sym4
35-40	3	Garrote	3.5	bior4.4	sym4
45-55	3	Garrote	3.5	bior6.8	bior4.4
60	2	Garrote	3.5	bior6.8	bior4.4

Obr. 4.1: Optimalizované parametry kombinací pro různé úrovně vstupního šumu, převzato z [21]

Vstupní SNR budeme měnit v rozsahu 0 – 60 dB s krokem 5 dB nastavováním velikosti amplitudy zavedeného umělého rušení. Vstupní SNR vypočítáme jako [10]

$$\text{SNR}_{\text{vst}} = 10 \log_{10} \frac{\sum_{n=1}^{N-1} [s(n)]^2}{\sum_{n=1}^{N-1} [w(n)]^2}, \quad (4.1)$$

kde $s(n)$ je užitečný signál z databáze CSE a $w(n)$ je harmonický rušivý signál s frekvencí 50 Hz.

Po nastavení SNR_{vst} a ostatních parametrů z dané tabulky budeme zjišťovat výstupní SNR, který můžeme definovat jako [10]

$$\text{SNR}_{\text{vyst}} = 10 \log_{10} \frac{\sum_{n=1}^{N-1} [s(n)]^2}{\sum_{n=1}^{N-1} [y(n) - s(n)]^2}, \quad (4.2)$$

kde $s(n)$ je opět užitečný signál a $y(n)$ je signál po výstupu z příslušného filtru. Každá hodnota SNR_{vyst} bude tvořena průměrem ze 125 signálů (125 hrudních svodů V3).

Pro metody lineárních filtrů neuvažujeme různé úrovně vstupního SNR, protože SNR_{vyst} je nezávislý na velikosti amplitudy umělého zarušení (odzkoušeno v programu). V tomto případě budeme mít k dispozici jednu průměrnou hodnotu.

4.3 Zkreslení užitečného signálu

Jak už bylo řečeno, k testování využijeme hrudní svod V3. V tomto svodu by mělo být dobře pozorovatelné případné zkreslení (ořezání) pozitivního R-kmitu či negativního S-kmitu. V hrudních svodech se totiž amplituda kmitu R zprava směrem doleva postupně zvětšuje (a naopak amplituda kmitu S se zmenšuje). Ve svodu V1 je tak kmit R zcela minimální a dominuje velký kmit S. Kolem svodu V3, V4 jsou kmity R a S zhruba stejně vysoké. [3]

Zaměříme se na oblasti EKG křivky, které jsou náchylné na případné zkreslení, tedy na QRS komplexy. Číselně budeme posuzovat ořezání dominantního extrému v QRS komplexu (R-kmitu či S-kmitu) a dále možné rozšiřování QRS komplexů, tedy začátků a konců QRS komplexů. Porovnávání bude realizováno následovně: budeme detekovat pozice u EKG signálů před filtrací a tyto pozice se srovnají s pozicemi detekovanými na EKG signálech po filtraci. K těmto účelům bude využit software pro rozměření signálů EKG, který je určen k detekci pěti významných bodů v jednosvodových a vícesvodových záznamech EKG. Tento software nám také určí pozice extrémů v QRS komplexech. Program byl poskytnutý vedoucím práce.

Zkreslení užitečného signálu bude posuzováno u každého EKG signálu v referenčním cyklu. Seznam referenčních cyklů a konkrétních pozic významných bodů se nachází v souboru *testro_excel.xls*. Tento soubor bude tedy poskytovat informaci o tom, který rozměřený EKG cyklus (výše zmíněným softwarem) se má určit jako referenční.

Existuje mnoho možností, jak detekovat QRS komplexy. Pro mnohé přístupy jsou společná obecná pravidla skládající se z předzpracování signálu, které v tomto případě spočívá nejen v potlačení nežádoucích složek, ale i některých dalších částí EKG křivky (vlna P, vlna T) a ve zvýraznění oblasti QRS komplexů. Další fází je samotná detekce pozic QRS komplexů metodou prahování signálu a v poslední části se jedná o aplikaci rozhodovacího pravidla, kdy zjišťujeme, jestli nalezené pozice QRS komplexů nejsou falešně pozitivní. [29, 27]

Nyní se zastavme u krátkého popisu obdržného algoritmu pro rozměrování významných bodů v EKG signálu. Jedná se o program využívající numerickou realizaci spojitě vlnkové transformace. Vstupní signál je transformován do vhodného měřítka. Je využito konvoluce vstupního signálu s vlnkou *bior1.5*. Detekce je založena na tom, že v takto transformovaném signálu hledá algoritmus dvojice blízkých extrémů opačného znaménka, jejichž absolutní hodnoty jsou větší než stanovený práh. Pokud takovou dvojici najde a jsou-li tyto extrémy od sebe vzdáleny méně než 120 *ms*, pak polohy extrémů odpovídají nástupné či sestupné hraně některé z vln QRS komplexu. [27]

Výhodou realizace pomocí spojitě vlnkové transformace je skutečnost, že nejsme omezeni pouze dyadickými měřítky, ale můžeme použít jakékoliv měřítko. Oproti diskretní dyadické verzi použité např. v [14, 12, 19].

Spolehlivost detektoru je výrazně vyšší, pokud se kombinují polohy QRS komplexů napříč jednotlivými svody (využití principu shlukové analýzy), přesto je tento detektor vhodný i pro lokální detekci, tedy v jednotlivých svodech. Lokální varianta detektoru bude použita v této práci. [27]

Výběr signálů pro rozměření, forma zápisu výsledků

Pro rozměření významných bodů EKG signálu a posouzení tak zkrácení užitečného signálu, byly některé testované signály vyřazeny. Jsou to tyto:

- Signály, u kterých byla hodnota referenčních cyklů nulová (nasmínané signály s podporou kardiostimulátoru)
- Signály, u kterých byl referenční cyklus stanoven jako první nebo poslední cyklus v EKG signálu (program první a poslední pozice v signálech nerozměřuje)
- Signály, u kterých došlo ke špatnému rozměření cyklu a jednalo se o referenční cyklus
- Signály, u kterých byla naměřena výrazná odlehlá hodnota (vlivem chybné detekce rozměrovacího programu), která by mohla znehodnotit výsledky měření

Celkem bylo odstraněno 22 signálů z původních 125 signálů. Zkrácení užitečného signálu bude tedy vyhodnoceno na vzorku 103 signálů databáze CSE.

Zkrácení bude posuzováno na referenčních cyklech ve formě zápisu $m \pm s$, kde m odpovídá průměrné odchylce mezi detekovanými pozicemi EKG signálů před filtrací v porovnání s pozicemi po filtraci. Parametr s pak vyjadřuje směrodatnou odchylku mezi takto porovnávanými signály. V případě hodnocení posunu začátku či konce QRS komplexu se bude jednat o milisekundy (ms). Ořezání dominantního extrému bude vyjádřeno v mikrovoltch (μV).

Mezinárodní doporučení maximální chyby při zkrácení signálů

Důležité je zmínit i mezinárodní doporučení týkající se maximálních možných odchylek při digitálním zpracování signálu lišící se před a po filtraci. Maximální doporučená chyba filtrace při digitálním zpracování EKG signálů pro morfologickou diagnózu je stanovena na $10 \mu V$ nebo 2 %. Dle toho co je větší hodnota. Pro vizuální posouzení signálu je povolena chyba $25 \mu V$ nebo 5 %. Opět podle větší hodnoty. [1]

5 REALIZACE VLNKOVÝCH FILTRŮ

5.1 Redundantní dyadická DTWT

Pro realizaci redundantní dyadické DTWT byla využita funkce Matlabu *swt* s následující syntaxí [23]

$$SWC = swt(X, N, 'wname'), \quad (5.1)$$

kde X reprezentuje vstupní signál, N zastupuje počet stupňů rozkladu a '*wname*' je typ použité vlnky. Jednotlivá pásma podle počtu stupňů rozkladu se uloží do příslušné matice, kde s nimi můžeme dále pracovat. Zpětnou transformaci provedeme velmi obdobně pomocí příkazu *iswt*. Opět zadáváme parametr typ vlnky a příslušné koeficienty jednotlivých pásem, které chceme zrekonstruovat.

Průměrný výstupní SNR v závislosti na vstupním SNR a použitých parametrech pro sadu vlnek WT1 a WT2 ukazuje následující tabulka:

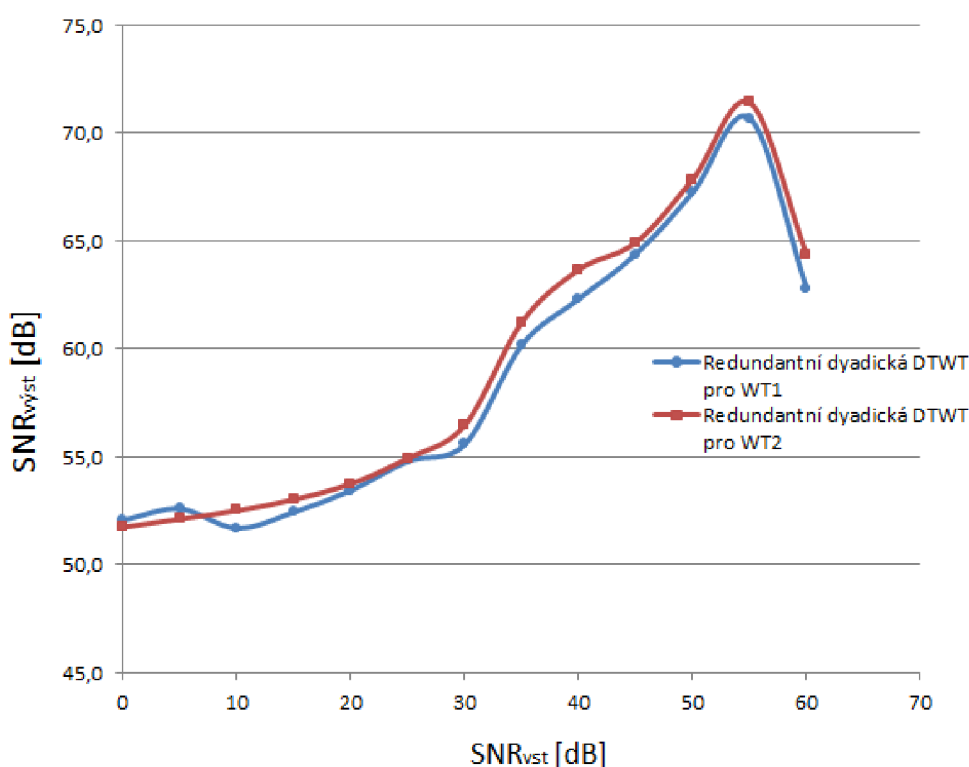
Tab. 5.1: Redundantní dyadická DTWT – výstupní SNR pro skupinu vlnek WT1 a WT2

Hybridní prahování, $K = 3, 5$					
SNR_{vst}	stupně rozkladu	WT1	$SNR_{vyst(WT1)}$	WT2	$SNR_{vyst(WT2)}$
[dB]	[-]	[-]	[dB]	[-]	[dB]
0	4	<i>rbio3.5</i>	52,1	<i>sym4</i>	51,7
5	4	<i>rbio3.5</i>	52,6	<i>sym4</i>	52,1
10	4	<i>sym3</i>	51,7	<i>sym4</i>	52,5
15	4	<i>sym3</i>	52,4	<i>sym4</i>	53,0
20	4	<i>sym3</i>	53,4	<i>sym4</i>	53,8
25	4	<i>sym3</i>	54,8	<i>sym4</i>	54,9
30	4	<i>bior4.4</i>	55,6	<i>sym4</i>	56,5
35	3	<i>bior4.4</i>	60,2	<i>sym4</i>	61,2
40	3	<i>bior4.4</i>	62,3	<i>sym4</i>	63,7
45	3	<i>bior6.8</i>	64,4	<i>bior4.4</i>	64,9
50	3	<i>bior6.8</i>	67,3	<i>bior4.4</i>	67,9
55	3	<i>bior6.8</i>	70,7	<i>bior4.4</i>	71,4
60	2	<i>bior6.8</i>	62,8	<i>bior4.4</i>	64,4

Cílem bylo srovnat, jestli je vhodnější pro tuto metodu použití skupiny vlnek WT1 nebo WT2. Jak je vidět z výše uvedené tabulky a především z grafu viz

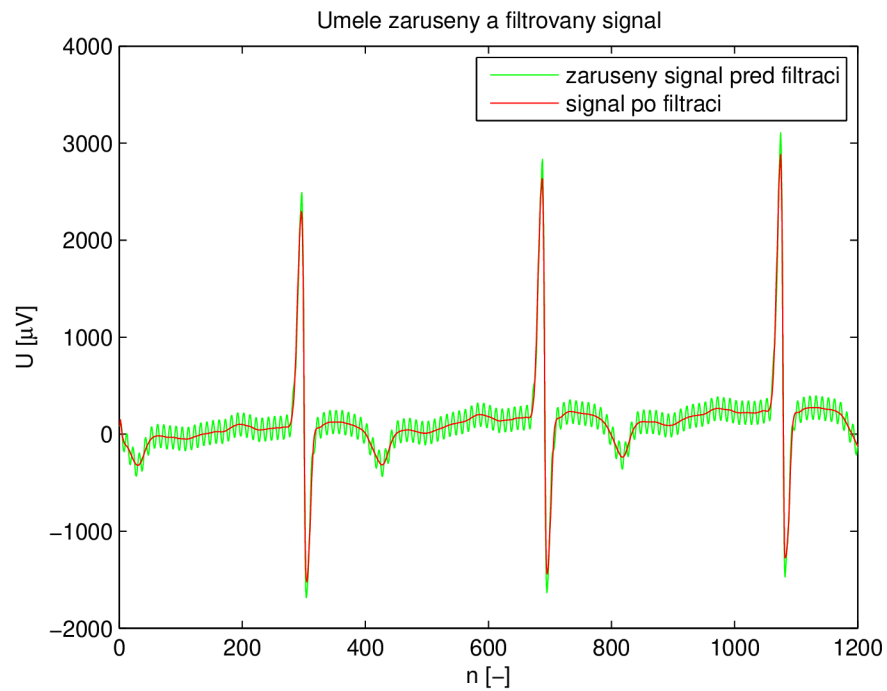
obr. 5.1, mírně lepších výsledků bylo dosaženo při použití skupiny vlněk WT2. V průměru byla hodnota pro tuto skupinu vlněk lepší o 0,6 dB (průměrná hodnota $SNR_{vyst(WT1)} = 58,5$ dB, průměrná hodnota $SNR_{vyst(WT2)} = 59,1$ dB). Pro porovnání s dalšími metodami budeme tedy vycházet z lepších výsledků. Skupina vlněk WT1 byla úspěšnější pouze ve dvou případech. Při $SNR_{vst} = 0$ dB a $SNR_{vst} = 5$ dB.

Závislost výstupního SNR na vstupním SNR pro skupiny vlněk WT1 a WT2

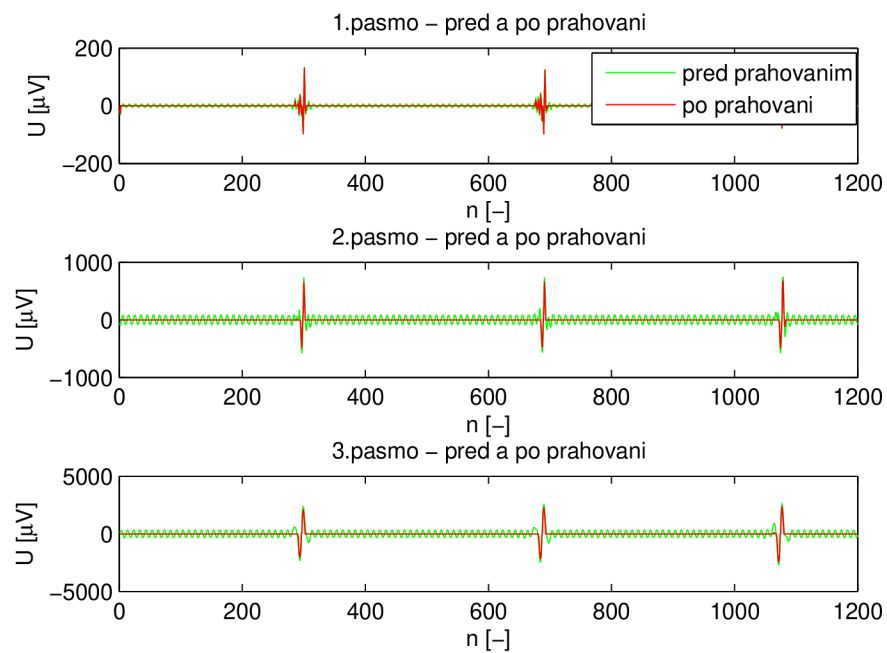


Obr. 5.1: Redundantní dyadická DTWT – porovnání WT1 a WT2 v závislosti na výstupním SNR

Dále jsou zde uvedené dva obrázky představující ukázkou úspěšného odstraňování síťového rušení prostřednictvím této metody. Obr. 5.2 porovnává výstupní signál se vstupním signálem z dané metody na úseku EKG signálu a na obr. 5.3 můžeme vidět rozklad koeficientů a následné prahování jednotlivých pásem. Parametry pro ukázkou, která je zde zobrazená: vstupní SNR 35 dB, vlnka *bior4.4*, 3 stupně rozkladu, hybridní prahování, konstanta $K = 3,5$. Vstupní signál: s13 - hrudní svod V3.



Obr. 5.2: Redundantní dyadická DTWT – vstup a výstup filtru



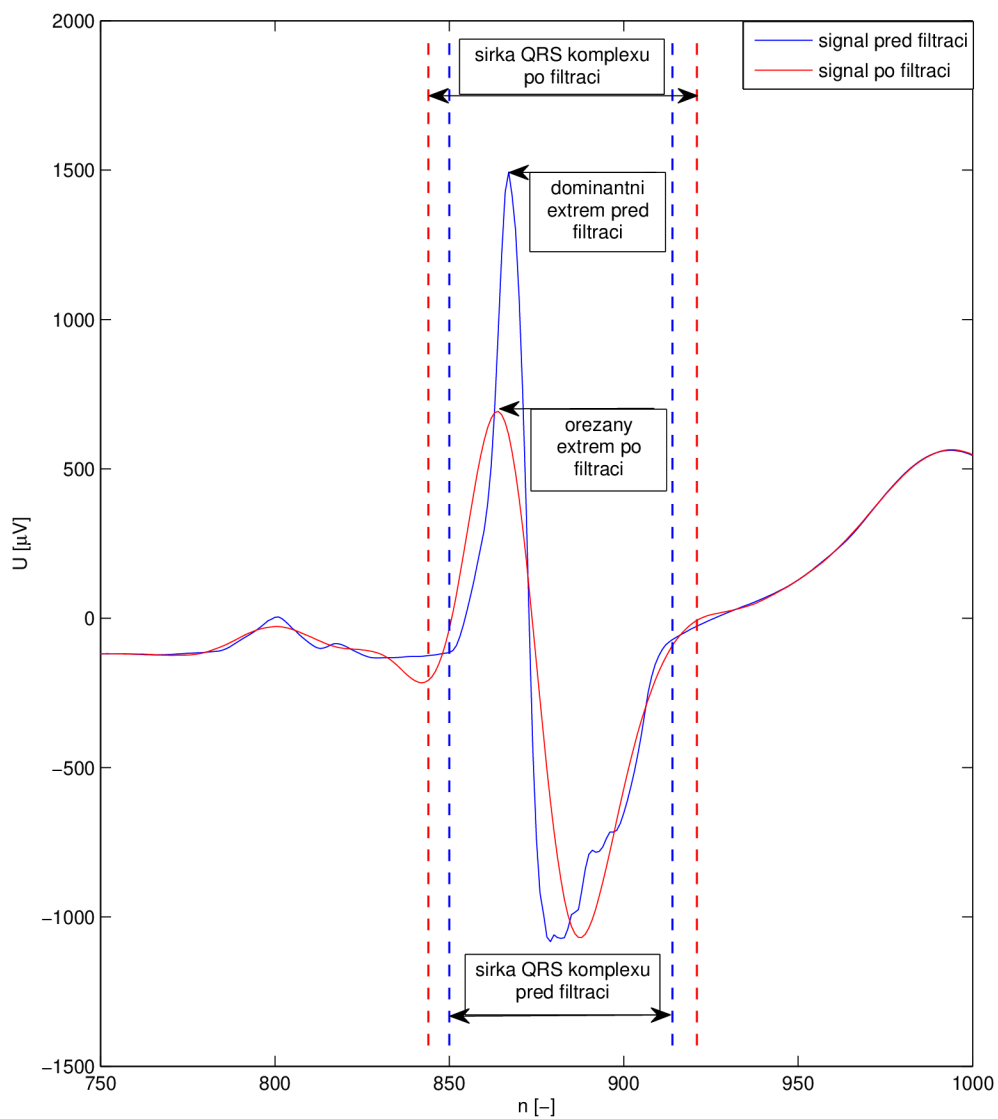
Obr. 5.3: Redundantní dyadická DTWT – rozklad a prahování koeficientů

Nyní se podívejme na zkreslení užitečného signálu u tohoto typu filtru. **Průměrné** zkreslení užitečného signálu při použití skupiny vlnek WT2 pro různé úrovně SNR_{vst} popisuje níže uvedená tabulka:

Tab. 5.2: Redundantní dyadická DTWT – zkreslení užitečného signálu po filtraci při použití WT2

Hybridní prahování, $K = 3, 5$					
SNR_{vst}	stupně rozkladu	WT2	začátek QRS	konec QRS	extrém QRS
[dB]	[-]	[-]	$m \pm s$ [ms]	$m \pm s$ [ms]	$m \pm s$ [μV]
0	4	<i>sym4</i>	$-6,8 \pm 0,2$	$5,8 \pm 2,1$	$-161,1 \pm 16,6$
5	4	<i>sym4</i>	$-6,7 \pm 0,5$	$5,6 \pm 2,0$	$-159,8 \pm 16,3$
10	4	<i>sym4</i>	$-6,5 \pm 0,5$	$5,5 \pm 2,0$	$-159,0 \pm 16,4$
15	4	<i>sym4</i>	$-6,5 \pm 0$	$5,3 \pm 1,9$	$-157,9 \pm 16,6$
20	4	<i>sym4</i>	$-6,3 \pm 0,1$	$5,1 \pm 1,9$	$-153,3 \pm 14,7$
25	4	<i>sym4</i>	$-5,8 \pm 0,1$	$5,0 \pm 2,0$	$-148,5 \pm 12,8$
30	4	<i>sym4</i>	$-5,7 \pm 0,2$	$4,8 \pm 2,0$	$-139,9 \pm 11,6$
35	3	<i>sym4</i>	$-2,9 \pm 0,3$	$3,1 \pm 1,5$	$-89,8 \pm 7,8$
40	3	<i>sym4</i>	$-2,2 \pm 0,3$	$3,1 \pm 1,5$	$-66,2 \pm 11,3$
45	3	<i>bior4.4</i>	$-2,5 \pm 0,3$	$1,4 \pm 0,2$	$-66,3 \pm 11,3$
50	3	<i>bior4.4</i>	$-1,3 \pm 0,5$	$1,3 \pm 0,2$	$-55,2 \pm 10,9$
55	3	<i>bior4.4</i>	$-1,0 \pm 0,4$	$1,3 \pm 0,2$	$-44,0 \pm 11,0$
60	2	<i>bior4.4</i>	$-1,5 \pm 0,2$	$1,1 \pm 0,8$	$0 \pm 1,8$

Jak bylo uvedeno podrobněji v kapitole 4.3, výsledky v tabulce nám udávají průměrné a směrodatné odchylky mezi pozicemi detekovanými před filtrací a po filtraci a to u začátků a konců QRS komplexů. Např. výraz $-6,8 \pm 0,2$ můžeme chápat tak, že při daných podmínkách došlo po filtraci k dřívější detekci začátku daného QRS komplexu o $-6,8$ milisekund se směrodatnou odchylkou $\pm 0,2$ milisekund. Došlo tedy k rozšíření začátku QRS komplexu. Použité mínusové znaménko vyjadřuje dřívější detekci začátku QRS komplexu ve smyslu posunu od původní pozice před filtrací směrem k nižším hodnotám na ose x. Konec QRS komplexu je popsán obdobně, ovšem rozšiřování je zde ve smyslu pozdější detekce, jedná se tedy o posun na ose x směrem k vyšším hodnotám, proto tedy kladné znaménko. Další parametr v tabulce extrém QRS vyjadřuje, o kolik mikrovoltů průměrně poklesl dominantní extrém QRS komplexu po filtraci oproti situaci před filtrací. Charakter poklesu opět vyjadřuje použité mínusové znaménko. Situaci názorněji popisuje obr. 5.4. Parametry obrázku: vstupní SNR 10 dB, vlnka *sym4*, 4 stupně rozkladu, hybridní prahování, konstanta $K = 3, 5$. Vstupní signál: referenční komplex signálu s123 - hrudní svod V3.



Obr. 5.4: Redundantní dyadická DTWT – změny referenčního QRS komplexu po filtraci

5.2 Redundantní paketová DTWT

Při realizaci této metody je třeba provést rozklad ručně, protože v aktuální verzi vlnkového toolboxu (verze 4.8) neexistuje funkce, která by nám automaticky provedla rozklad do úplného stromu. V tomto vlnkovém toolboxu nalezneme pouze funkci *wpdec*, která nám sice rozklad provede, ale jedná se o paketovou DTWT s decimací – nikoliv redundantní. Bude tedy využito následující funkce [23]

$$[L_{OD}, Hi_D, L_{OR}, Hi_R] = wfilters('wname'). \quad (5.2)$$

Funkce nám vrací jednotlivé rozkladové a rekonstrukční filtry po zadání typu vlnky. Následně provádíme na každé úrovni rozkladu konvoluci rozkladových filtrů s danými koeficienty vstupního signálu. Po úpravě koeficientů následuje konvoluce rekonstrukčních filtrů s příslušnými koeficienty, viz obr. 2.2 a dostáváme tak opět složený signál.

Průměrný výstupní SNR v závislosti na vstupním SNR a použitých parametrech pro sadu vlněk WT1 a WT2 ukazuje následující tabulka:

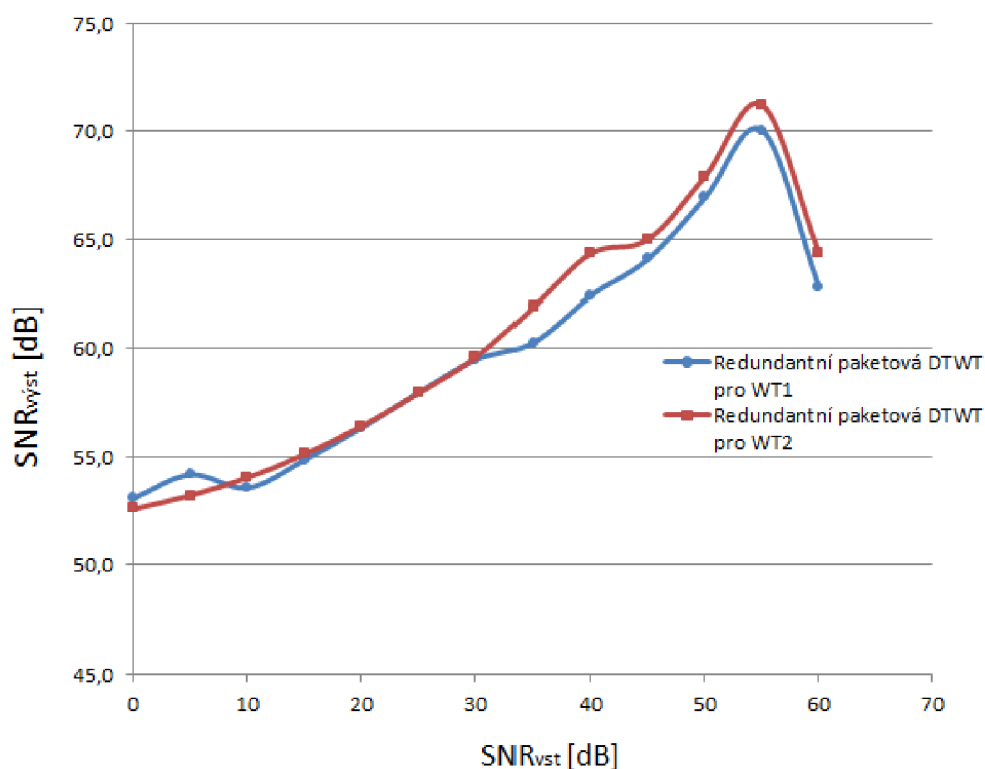
Tab. 5.3: Redundantní paketová DTWT – výstupní SNR pro skupinu vlněk WT1 a WT2

Hybridní prahování, $K = 3, 5$					
SNR_{vst}	stupně rozkladu	WT1	$SNR_{vyst(WT1)}$	WT2	$SNR_{vyst(WT2)}$
[dB]	[-]	[-]	[dB]	[-]	[dB]
0	4	<i>rbio3.5</i>	53,1	<i>sym4</i>	52,6
5	4	<i>rbio3.5</i>	54,2	<i>sym4</i>	53,2
10	4	<i>sym3</i>	53,6	<i>sym4</i>	54,0
15	4	<i>sym3</i>	54,9	<i>sym4</i>	55,1
20	4	<i>sym3</i>	56,3	<i>sym4</i>	56,4
25	4	<i>sym3</i>	58,0	<i>sym4</i>	57,9
30	4	<i>bior4.4</i>	59,5	<i>sym4</i>	59,6
35	3	<i>bior4.4</i>	60,3	<i>sym4</i>	61,9
40	3	<i>bior4.4</i>	62,4	<i>sym4</i>	64,4
45	3	<i>bior6.8</i>	64,1	<i>bior4.4</i>	65,0
50	3	<i>bior6.8</i>	66,9	<i>bior4.4</i>	67,9
55	3	<i>bior6.8</i>	70,1	<i>bior4.4</i>	71,2
60	2	<i>bior6.8</i>	62,8	<i>bior4.4</i>	64,4

Opět se srovnávalo, jestli je vhodnější použít skupinu vlněk WT1 nebo WT2, tentokrát pro paketovou transformaci. Jak je vidět z výsledné tabulky a především

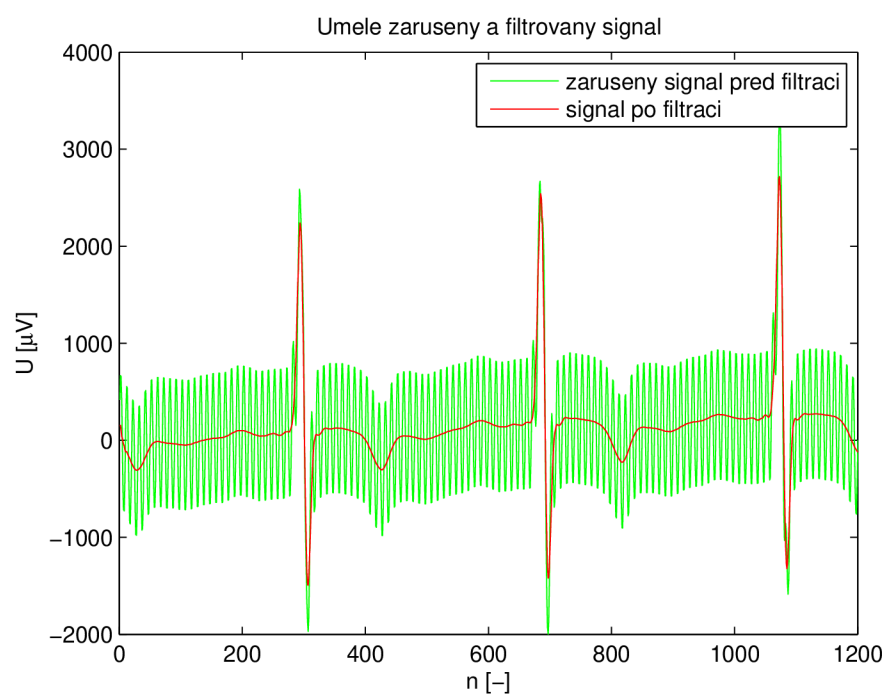
z grafu na obr. 5.5, mírně lepších výsledků bylo dosaženo při použití skupiny vlnek WT2 – taktéž v průměru o 0,6 dB (průměrná hodnota $SNR_{vyst(WT1)} = 59,7$ dB, průměrná hodnota $SNR_{vyst(WT2)} = 60,3$ dB). Vyjdeme tedy z lepších hodnot. Skupina vlnek WT1 byla úspěšnější ve třech případech. Při $SNR_{vst} = 0$ dB, $SNR_{vst} = 5$ dB a pro $SNR_{vst} = 25$ dB. V posledním případě pouze o 0,1 dB.

Závislost výstupního SNR na vstupním SNR pro skupiny vlnek WT1 a WT2

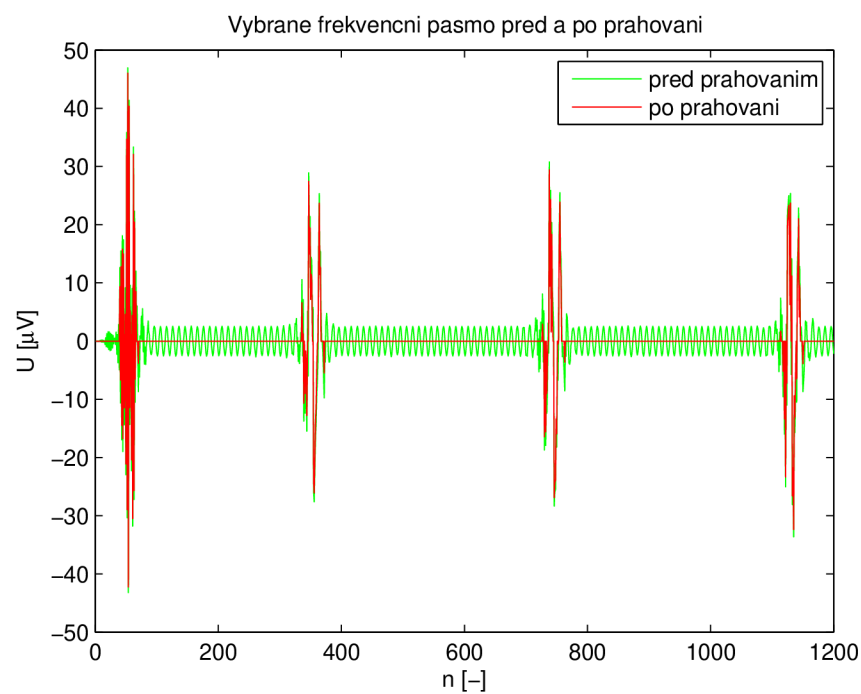


Obr. 5.5: Redundantní paketová DTWT – porovnání WT1 a WT2 v závislosti na výstupním SNR

Úspěšné odstraňování síťového rušení prostřednictvím paketové transformace je patrné z obr. 5.6, kde můžeme vidět vstupní a výstupní část signálu. U paketové transformace je rozklad prováděn do úplného stromu a pro 4 stupně rozkladu jsou frekvenční pásma reprezentovány šestnácti stejně širokými úseky. Na obr. 5.7 je znázorněna ukázka rozkladu ve vybraném frekvenčním pásmu. Parametry zde jsou: vstupní SNR 0 dB, vlknka *sym4*, 4 stupně rozkladu, hybridní prahování, konstanta $K=3,5$. Vstupní signál: s13 – hrudní svod V3.



Obr. 5.6: Redundantní paketová DTWT – vstup a výstup filtru



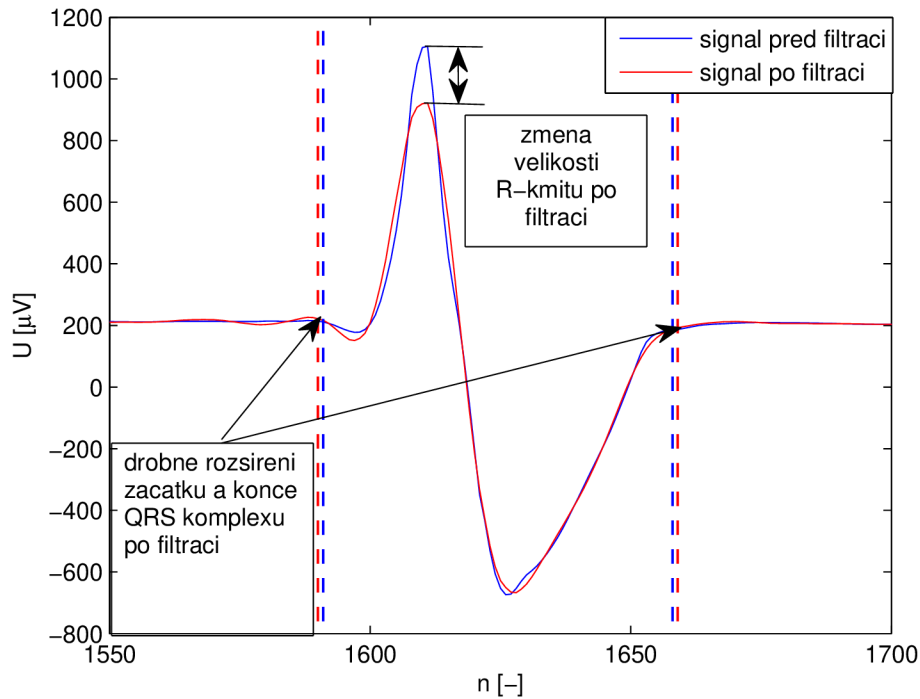
Obr. 5.7: Redundantní paketová DTWT – rozklad a prahování koeficientů ve vybraném pásmu

Průměrné zkreslení užitečného signálu při použití skupiny vlnek WT2 pro různé úrovně SNR_{vst} pro paketovou transformaci popisuje níže uvedená tabulka:

Tab. 5.4: Redundantní paketová DTWT – zkreslení užitečného signálu po filtraci při použití WT2

Hybridní prahování, $K = 3, 5$					
SNR_{vst}	stupně rozkladu	WT2	začátek QRS	konec QRS	extrém QRS
[dB]	[-]	[-]	$m \pm s$ [ms]	$m \pm s$ [ms]	$m \pm s$ [μV]
0	4	<i>sym4</i>	$-6,5 \pm 0,7$	$7,2 \pm 6,3$	$-156,3 \pm 35,7$
5	4	<i>sym4</i>	$-6,2 \pm 0,8$	$7,0 \pm 5,7$	$-152,9 \pm 35,2$
10	4	<i>sym4</i>	$-5,6 \pm 1,2$	$7,0 \pm 5,5$	$-147,6 \pm 32,6$
15	4	<i>sym4</i>	$-5,7 \pm 1,1$	$6,9 \pm 5,5$	$-139,4 \pm 30,0$
20	4	<i>sym4</i>	$-5,7 \pm 1,0$	$6,8 \pm 5,6$	$-120,4 \pm 31,9$
25	4	<i>sym4</i>	$-4,9 \pm 1,3$	$6,8 \pm 5,6$	$-100,5 \pm 29,5$
30	4	<i>sym4</i>	$-4,5 \pm 1,6$	$6,7 \pm 5,6$	$-80,3 \pm 2,0$
35	3	<i>sym4</i>	$-2,6 \pm 0,3$	$3,0 \pm 1,5$	$-80,3 \pm 2,0$
40	3	<i>sym4</i>	$-1,7 \pm 0,2$	$3,0 \pm 1,5$	$-58,1 \pm 5,1$
45	3	<i>bior4.4</i>	$-2,2 \pm 0,3$	$1,4 \pm 0,2$	$-60,3 \pm 5,4$
50	3	<i>bior4.4</i>	$-1,4 \pm 0,5$	$1,3 \pm 0,2$	$-49,4 \pm 4,8$
55	3	<i>bior4.4</i>	$-0,9 \pm 0,4$	$1,3 \pm 0,2$	$-38,3 \pm 4,9$
60	2	<i>bior4.4</i>	$-1,5 \pm 0,2$	$1,1 \pm 0,8$	$-1,1 \pm 2,6$

Jako příklad zkreslení QRS komplexu je zde uveden obr. 5.8. Na tomto obrázku jsou naznačené opět změny týkající se rozšiřování QRS komplexu a ořezávání dominantního extrému, které přispívají svými hodnotami do průměrných odchylek pro daný vstupní SNR (viz tabulka výše). Parametry jsou zde stejné jako u obr. 5.4, tedy: vstupní SNR 10 dB, vlnka *sym4*, 4 stupně rozkladu, hybridní prahování, konstanta $K = 3, 5$. Pouze byl použit jiný vstupní signál. Jedná se o referenční QRS komplex signálu s1 - hrudní svod V3. Detekované pozice začátků a konců QRS komplexů jsou vyznačené čárkovaně a barevně korespondují s příslušnými signály.



Obr. 5.8: Redundantní paketová DTWT – změny referenčního QRS komplexu po filtraci

5.3 Metoda pilotního odhadu s využitím wienerovské filtrace

Pilotní odhad je realizován prostřednictvím funkce *swt*. V pilotním odhadu je tedy použita redundantní dyadická DTWT. Touto funkcí je též proveden rozklad signálů vstupujících do wienerovského filtru.

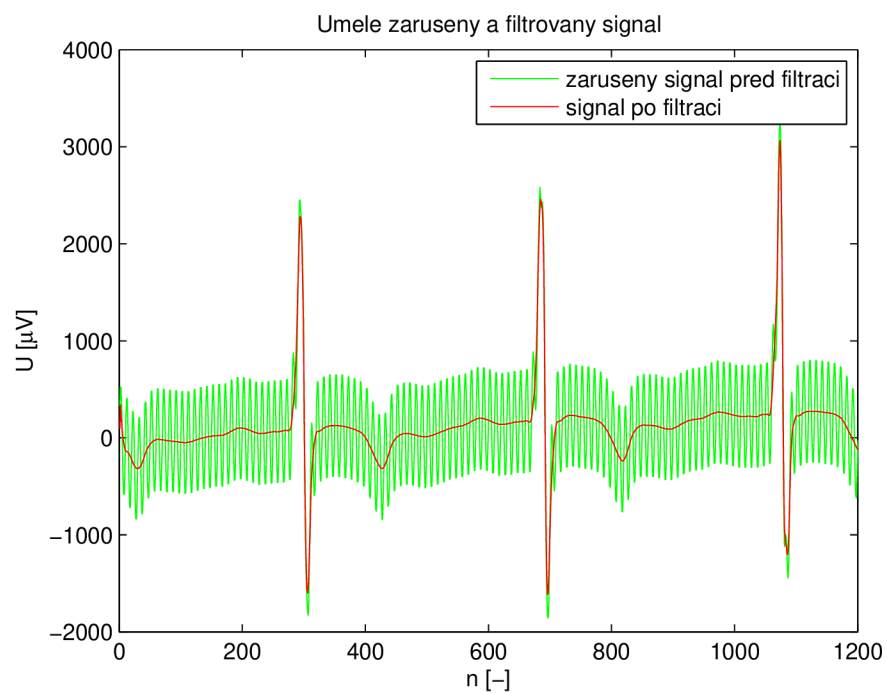
Průměrný výstupní SNR v závislosti na vstupním SNR a použitých parametrech je obsažen v následující tabulce:

Tab. 5.5: Pilotní odhad s WF – výstupní SNR

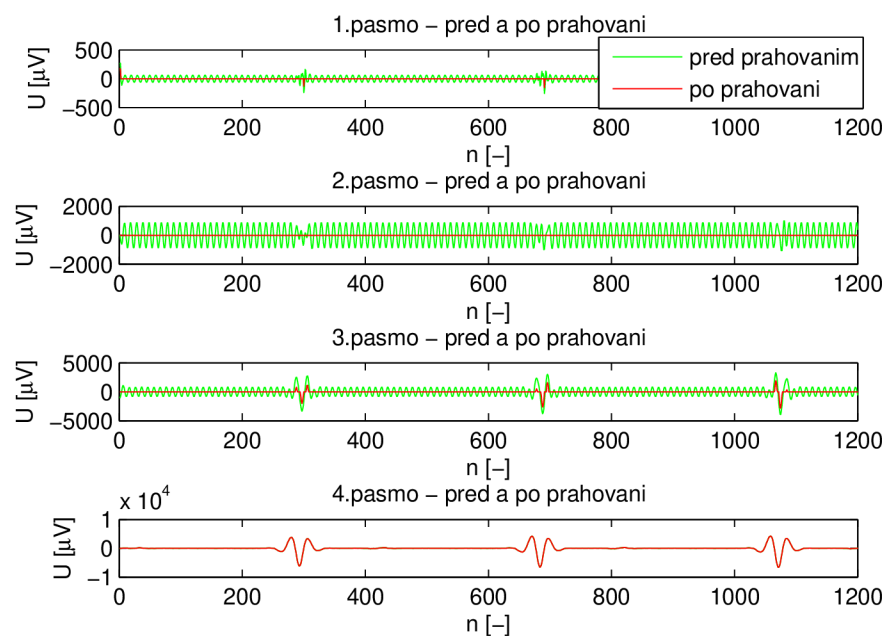
Hybridní prahování, $K = 3, 5$			
SNR_{vst}	stupně rozkladu	WT1/WT2	SNR_{vyst}
[dB]	[-]	[-]	[dB]
0	4	<i>rbio3.5/sym4</i>	54,4
5	4	<i>rbio3.5/sym4</i>	55,2
10	4	<i>sym3/sym4</i>	56,1
15	4	<i>sym3/sym4</i>	57,5
20	4	<i>sym3/sym4</i>	59,0
25	4	<i>sym3/sym4</i>	60,7
30	4	<i>bior4.4/sym4</i>	62,7
35	3	<i>bior4.4/sym4</i>	67,5
40	3	<i>bior4.4/sym4</i>	70,1
45	3	<i>bior6.8/bior4.4</i>	72,4
50	3	<i>bior6.8/bior4.4</i>	75,4
55	3	<i>bior6.8/bior4.4</i>	78,9
60	2	<i>bior6.8/bior4.4</i>	62,6

Tato tabulka přesně odpovídá obr. 4.1, představující optimalizované varianty jednotlivých parametrů při daném vstupním SNR pro metodu pilotního odhadu s využitím wienerovské filtrace. Obr. 4.1 byl publikován v článku [21]. V tomto případě tedy již neřešíme, zda použít variantu vlnek WT1 či WT2, jako tomu bylo u redundantní dyadické a redundantní paketové transformace. Tato metoda zároveň využívá obě varianty vlnek.

Úspěšné odstranění síťového rušení je patrné na obr. 5.9 a obr. 5.10. Na těchto obrázcích můžeme vidět vstup a výstup z dané metody a rozklad s prahováním koeficientů. Parametry zde jsou: vstupní SNR 5 dB, vlnka WT1 *rbio3.5*, vlnka WT2 *sym4*, 4 stupně rozkladu, hybridní prahování, konstanta $K = 3,5$. Vstupní signál: s13 – hrudní svod V3.



Obr. 5.9: Pilotní odhad s WF – vstupní a výstupní signál



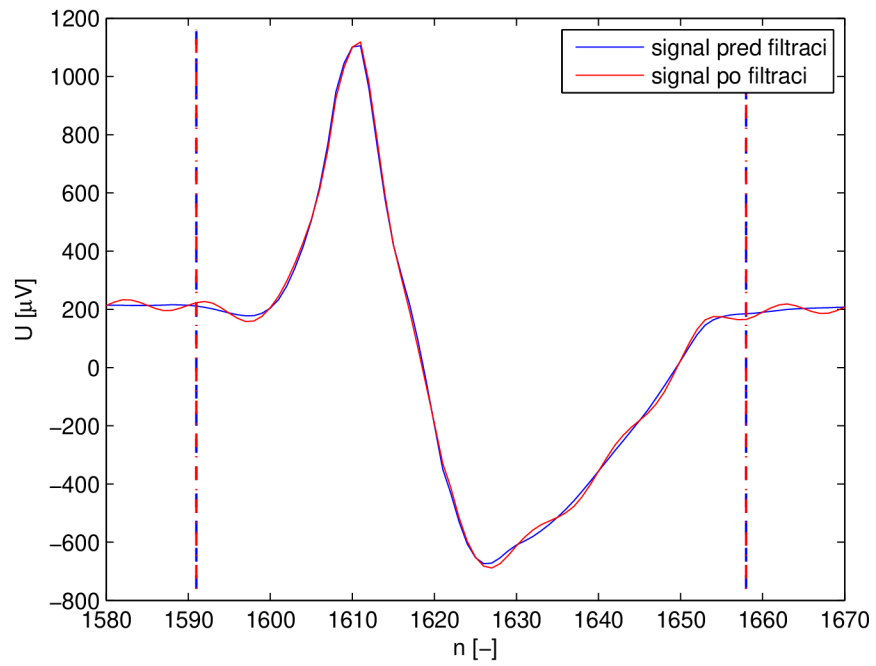
Obr. 5.10: Pilotní odhad s WF – rozklad a prahování koeficientů

Průměrné zkreslení užitečného signálu pro různé úrovně SNR_{vst} pro metodu pilotního odhadu popisuje níže uvedená tabulka:

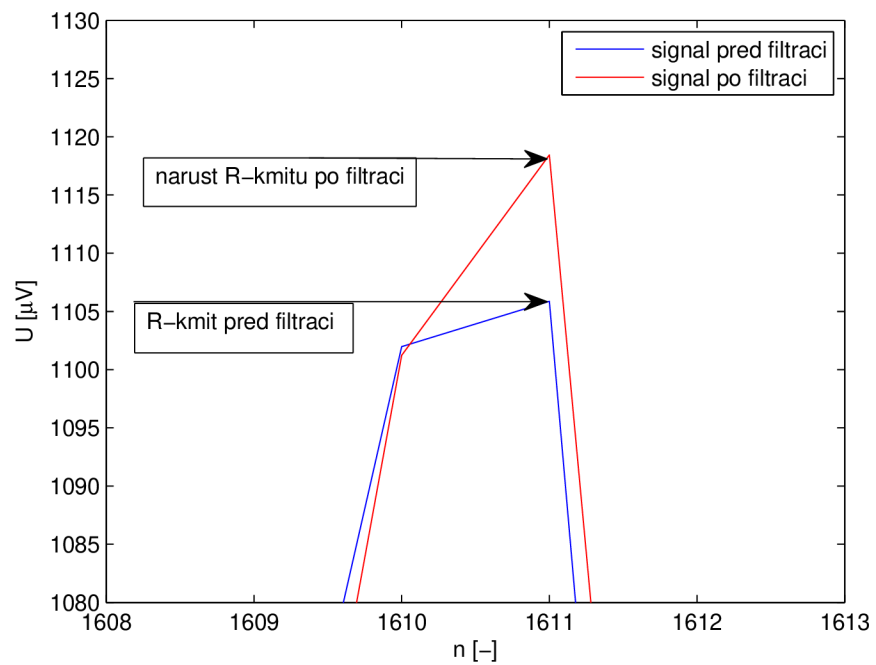
Tab. 5.6: Pilotní odhad s WF – zkreslení užitečného signálu po filtraci

Hybridní prahování, $K = 3, 5$					
SNR_{vst}	st. rozkl.	WT1/WT2	začátek QRS	konec QRS	extrém QRS
[dB]	[-]	[-]	$m \pm s$ [ms]	$m \pm s$ [ms]	$m \pm s$ [μV]
0	4	<i>rbio3.5/sym4</i>	$-4,6 \pm 0,4$	$4,4 \pm 2,1$	$-127,6 \pm 11,2$
5	4	<i>rbio3.5/sym4</i>	$-4,1 \pm 0,4$	$4,3 \pm 2,1$	$-119,3 \pm 8,6$
10	4	<i>sym3/sym4</i>	$-3,9 \pm 0,7$	$4,5 \pm 2,1$	$-119,9 \pm 13,8$
15	4	<i>sym3/sym4</i>	$-3,5 \pm 0,8$	$4,4 \pm 2,1$	$-100,6 \pm 15,9$
20	4	<i>sym3/sym4</i>	$-2,9 \pm 0,7$	$4,4 \pm 2,1$	$-94,6 \pm 8,7$
25	4	<i>sym3/sym4</i>	$-2,3 \pm 0,9$	$4,3 \pm 2,1$	$-84,8 \pm 7,3$
30	4	<i>bior4.4/sym4</i>	$-2,1 \pm 0,7$	$4,2 \pm 2,2$	$-73,4 \pm 14,3$
35	3	<i>bior4.4/sym4</i>	$-0,4 \pm 0,1$	$1,2 \pm 0,1$	$-34,3 \pm 4,9$
40	3	<i>bior4.4/sym4</i>	$0 \pm 0,4$	$1,1 \pm 0,1$	$-29,1 \pm 6,5$
45	3	<i>bior6.8/bior4.4</i>	$-0,6 \pm 0,4$	$1,0 \pm 0$	$-29,3 \pm 6,5$
50	3	<i>bior6.8/bior4.4</i>	$-0,2 \pm 0,6$	$0,5 \pm 0,2$	$-22,9 \pm 7,3$
55	3	<i>bior6.8/bior4.4</i>	$0 \pm 0,5$	$0,5 \pm 0,2$	$-18,0 \pm 8,5$
60	2	<i>bior6.8/bior4.4</i>	$-1,2 \pm 0,1$	$0,2 \pm 0,1$	$8,3 \pm 2,3$

Ukázka zkreslení komplexu QRS je zde uvedena pro poslední řádek tabulky, tedy pro $SNR_{vst} = 60$ dB. Zejména pro tuto hodnotu vstupního SNR a příslušně nastavené ostatní parametry docházelo nikoliv k ořezání extrému QRS, ale naopak k jeho zvýšení. Jak je uvedeno v tabulce, průměrná hodnota odpovídá zvýšení dominantního extrému QRS o $8,3 \pm 2,3 \mu V$. Na obr. 5.11 můžeme vidět referenční QRS komplex signálu s1 – hrudní svod V3. Jak je patrné z tohoto obrázku, v tomto případě nedošlo k rozšíření QRS komplexu. Obě přerušované čáry značící detekci před a po filtraci se vzájemně překrývají. Detail obr. 5.11 v oblasti dominantního extrému je uvedený na obr. 5.12, kde můžeme dobře pozorovat nárůst R-kmitu po filtraci.



Obr. 5.11: Pilotní odhad s WF – referenční QRS komplex před a po filtraci

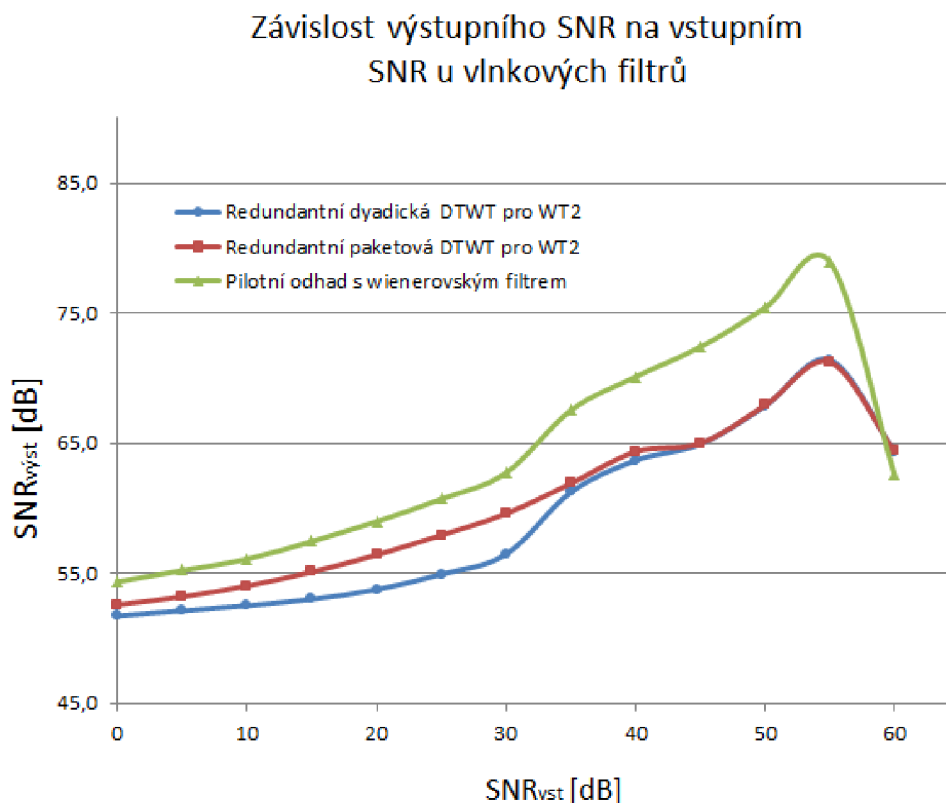


Obr. 5.12: Pilotní odhad s WF – detail dominantního extrému

5.4 Srovnání vlnkových filtrů

Poměr signál/šum

Vzájemné srovnání z hlediska nejlepšího výstupního SNR nejlépe vystihuje následující graf na obr. 5.13. V grafu jsou zahrnuty dyadická a paketová transformace pro skupinu vlnek WT2 a metoda pilotního odhadu s wienerovským filtrem.

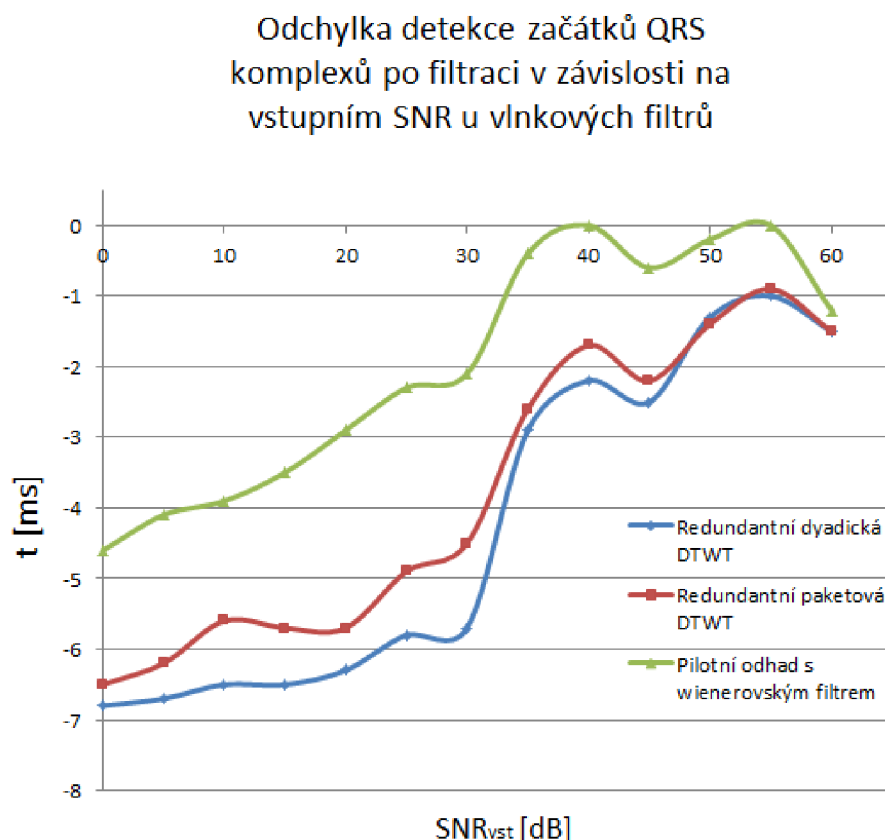


Obr. 5.13: Srovnání navržených metod z hlediska SNR

Nejlepších výsledků dosáhla metoda pilotního odhadu s využitím wienerovského filtru (značená zeleně) a to pro všechny hodnoty vstupního SNR (s výjimkou $SNR_{vst} = 60 \text{ dB}$). Pokles v grafu u všech metod pro $SNR_{vst} = 60 \text{ dB}$ je zřejmě dán tím, že právě pro tuto hodnotu se použily pouze dva stupně rozkladu, což se zdá být pro testované signály se vzorkovací frekvencí 500 Hz nedostatečné. Díky tomu nebylo dosaženo u této hodnoty vyššího výstupního SNR. Dále je z grafu patrné, že pro hodnoty vstupního SNR $0 - 30 \text{ dB}$ byla lepší paketová transformace (značená červeně) oproti dyadické (značená modře). Tedy především pro 4 stupně rozkladu. V další části grafu se již hodnoty srovnaly a průběhy obou křivek jsou téměř totožné.

Zkreslení užitečného signálu

Porovnání zkreslení užitečného signálu u vlnkových filtrů je patrné z následujících obrázků. Na obr. 5.14 můžeme vidět průběhy charakterizující rozšiřování začátků QRS komplexů v závislosti na velikosti vstupního SNR. Jak již bylo řečeno, jedná se o průměr 103 referenčních cyklů databáze CSE signálů.

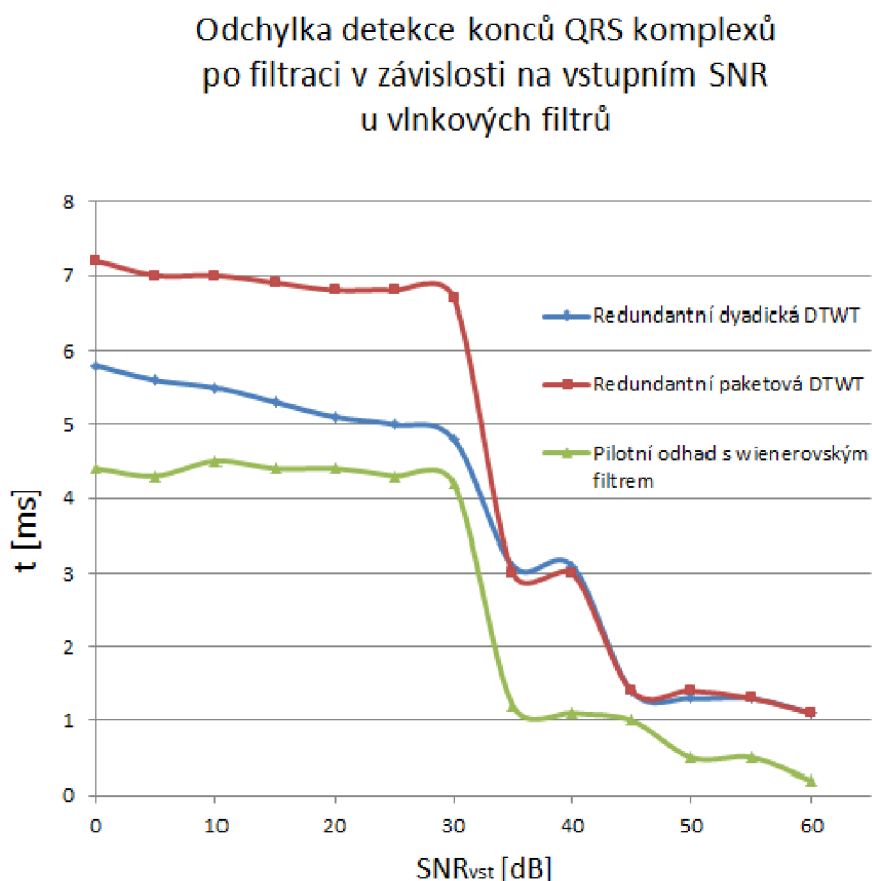


Obr. 5.14: Odchyly v detekci začátků QRS komplexů u navržených metod

Z obr. 5.14 je na první pohled patrné, že u všech metod dochází k postupnému zmenšování odchylky špatné detekce se zvyšujícím se SNR_{vst} . Zajímavostí je situace pro $SNR_{vst} = 45 \text{ dB}$, kde došlo u všech metod k větší odchylce než při $SNR_{vst} = 40 \text{ dB}$. Určitý vliv zde mohla mít zřejmě i změna typu vlnek pro tyto dvě hodnoty SNR_{vst} . Pro $SNR_{vst} = 45 \text{ dB}$ jsme uvažovali bior6.8/bior4.4 a pro $SNR_{vst} = 40 \text{ dB}$ se jednalo o bior4.4/sym4. Žádná výrazná odlehlá hodnota, která by zásadním způsobem ovlivnila celý výsledek, nebyla totiž z výsledků pro toto měření zaznamenána. Nejlepších výsledků dosáhla metoda pilotního odhadu (zelená křivka). U této metody docházelo k nejmenšímu rozšiřování QRS komplexů v celém rozsahu SNR_{vst} oproti ostatním metodám. Mírně lepších výsledků dosáhla paketová

transformace (červená křivka) v porovnání s dyadickou transformací (modrá křivka). Větší rozdíly mezi těmito metodami byly v oblastech SNR_{vst} , kde byly použity 4 stupně rozkladu.

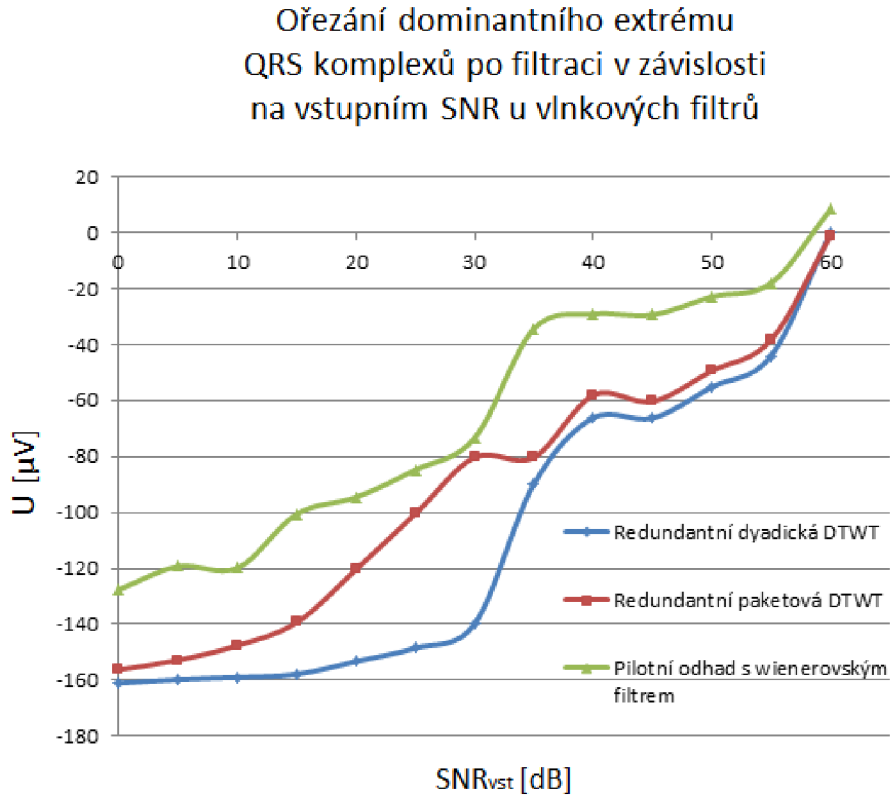
Na obr. 5.15 můžeme vidět obdobný graf, tentokrát ovšem pro rozšiřování konců QRS komplexů.



Obr. 5.15: Odchylky v detekci konců QRS komplexů u navržených metod

Z tohoto grafu plynou v zásadě stejné závěry jako při hodnocení obr. 5.14. Tedy rozšiřování konců QRS komplexů je závislé na velikosti SNR_{vst} a může být ovlivněno stupněm rozkladu. Nejlepších výsledků dosáhla taktéž metoda pilotního odhadu a ostatní dvě metody měly téměř shodné průběhy pro tři stupně rozkladu. Na tomto grafu je velmi patrné výrazné zmenšení odchylky u všech průběhů pro $SNR_{vst} = 35 \text{ dB}$ oproti hodnotě $SNR_{vst} = 30 \text{ dB}$, tedy došlo k výraznému zlepšení při použití třech stupňů rozkladu.

Obr. 5.16 charakterizuje ořezávání dominantních extrémů QRS komplexů u všech vlnkových filtrů.



Obr. 5.16: Ořezávání dominantních extrémů QRS komplexů u navržených metod

Nejmenších odchylek dosáhla metoda pilotního odhadu v celém rozsahu SNR_{vst} , ovšem při hodnotě $SNR_{vst} = 30 \text{ dB}$ se této metodě velmi přiblížila paketová transformace. Jak je vidět z průběhu křivek, k přiblížení odchylek došlo pouze v tomto jednom bodě. Při $SNR_{vst} = 30 \text{ dB}$ je také zřetelný největší rozdíl mezi dyadickou a paketovou transformací, jejichž hodnoty se opět téměř srovnávají při použití 3 stupňů rozkladu. Lze konstatovat, že se zvyšujícím se SNR_{vst} klesá míra ořezávání QRS komplexů. Velikost ořezávání QRS komplexů bude též závislá na počtu stupňů rozkladu, což dokazuje podstatné zmenšení odchylky u redundantní dyadické transformace (modrá křivka), přesněji řečeno výrazný nárůst této křivky ze záporných hodnot v bodě $SNR_{vst} = 35 \text{ dB}$ v porovnání s hodnotou $SNR_{vst} = 30 \text{ dB}$. Tedy právě při změně počtu stupňů rozkladu. Při hodnotě $SNR_{vst} = 60 \text{ dB}$ docházelo u metody pilotního odhadu k navýšení dominantního extrému po filtraci signálu, což je reprezentováno koncovým bodem zelené křivky v kladných hodnotách osy y.

6 REALIZACE LINEÁRNÍCH FILTRŮ

Po dohodě s vedoucím práce bude využito závěrů a poznatků z bakalářské práce. V této studii se mimo jiné řešil problém týkající se filtrace EKG signálů, které byly uměle zarušeny síťovým brumem a filtrovány prostřednictvím lineárních filtrů. Bylo realizováno několik variant lineárních filtrů FIR i IIR a posuzovala se chyba filtrace ve vztahu k doporučené chybě filtrace dle mezinárodních doporučení pro počítačovou analýzu signálu EKG. Ze závěrů této práce plyne, že z lineárních filtrů tento požadavek splnily pouze dvě metody. Lynnův filtr testovaný pro šířku pásma $49 - 51 \text{ Hz}$ a dále metoda nulování spektrálních čar, kdy se odstraňovala pouze jedna spektrální čára odpovídající složce 50 Hz . Na základě těchto poznatků budou zmíněné metody využity i v této práci pro porovnání s vlnkovými transformacemi. [18]

6.1 Lynnův filtr

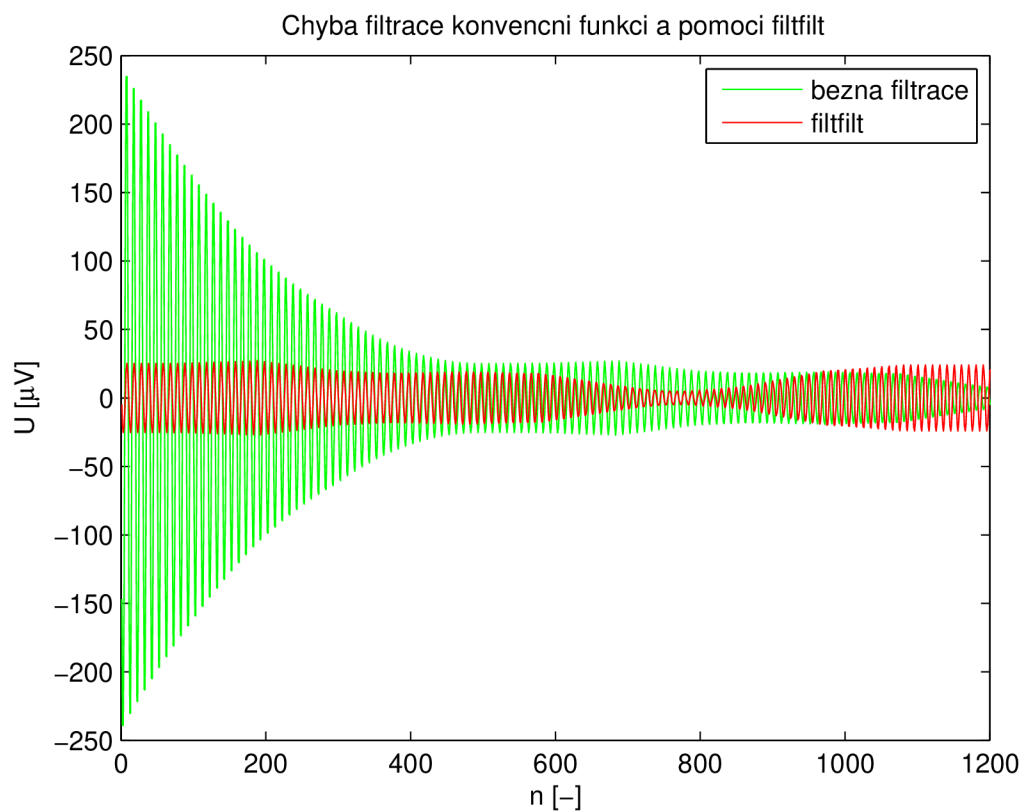
Při realizaci vyjdeme z kapitoly 3.1.1, konkrétně z obr. 3.1. Jak už bylo řečeno, toto rozmístění nul a pólů na jednotkové kružnici je vhodné pro signály se vzorkovací frekvencí 500 Hz , což je vzorkovací frekvence i testovaných signálů databáze CSE. Počet pólů je zde 5. Abychom realizovali variantu filtru s nepropustným pásmem $49 - 51 \text{ Hz}$, tedy šířku pásma 2 Hz , musíme vhodně zvolit konstantu K . K těmto účelům využijeme vzorec $2fvz/pK$, který nám udává šířku nepropustného pásma. Po vyjádření a dosazení všech proměnných dostáváme požadavek na $K = 100$.

Pro filtraci bude využito reverzní funkce, která má následující předpis [24]

$$y = \text{filtfilt}(b, a, x), \quad (6.1)$$

kde y je signál po filtraci, x je signál vstupující do filtru, b , a jsou vektory (polynomy) odpovídající čitateli, resp. jmenovateli přenosové funkce. Funkce *filtfilt* je označována jako "Zero-phase", protože její charakteristickou vlastností je, že poskytuje nulové fázové zkreslení. Funkce eliminuje zpoždění signálu a nežádoucí přechodové jevy filtru, které se běžně vyskytují na začátku filtrovaného signálu. Je založena na principu přímé a zpětné filtrace. Po filtraci dat v přímém směru funkce *filtfilt* obrátí filtrovaná data, která jsou zpětně filtrována. [24]

Na obr. 6.1 můžeme vidět rozdíl mezi běžnou filtrací (funkce *filter*) a filtrací pomocí funkce *filtfilt*. Chybovým signálem, který je zde znázorněn, rozumíme rozdíl vstupního signálu (bez šumu) a signálu po filtraci. V tomto případě se jedná o úsek signálu s13 – hrudní svod V3.



Obr. 6.1: Porovnání chybových signálů běžnou filtrací a funkcí `filtfilt`

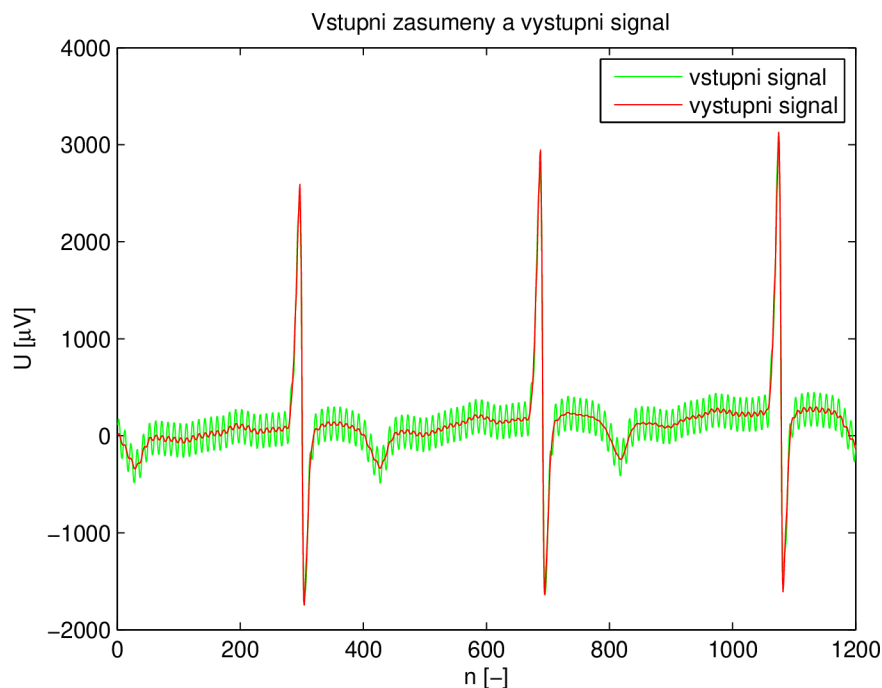
Průměrný výstupní SNR v závislosti na použitém nepropustném pásmu 49 – 51 Hz, realizovaný pomocí funkce `filtfilt` je obsažen v následující tabulce:

Tab. 6.1: Lypnův filtr – výstupní SNR

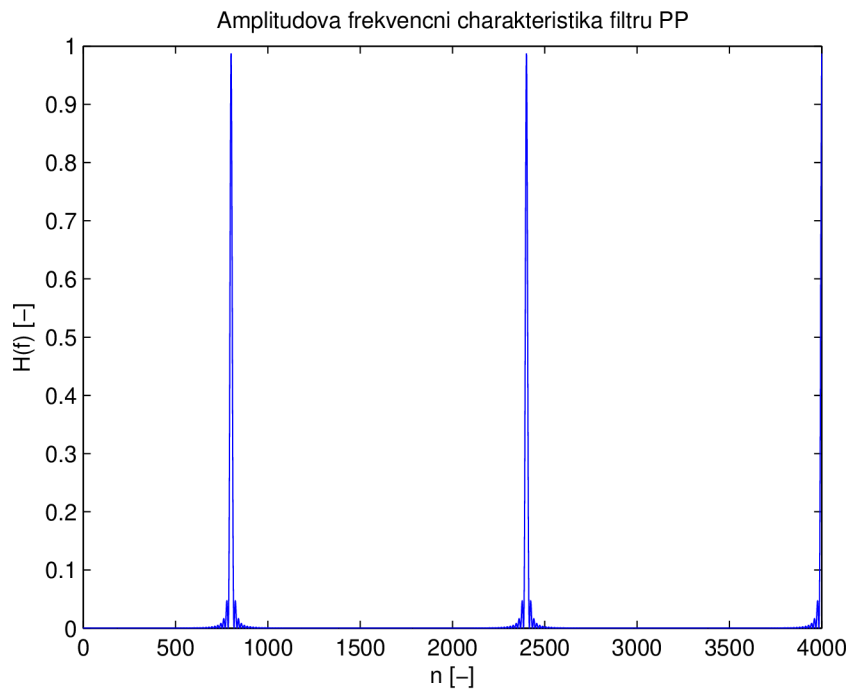
$K = 100, p = 5$		
SNR_{vst}	nepropustné pásmo	SNR_{vyst}
[dB]	[Hz]	[dB]
0 – 60	49 – 51	103,8

Z uvedené tabulky vyplývá, že metoda není závislá na velikosti vstupního SNR. Tedy na velikosti amplitudy síťového rušení.

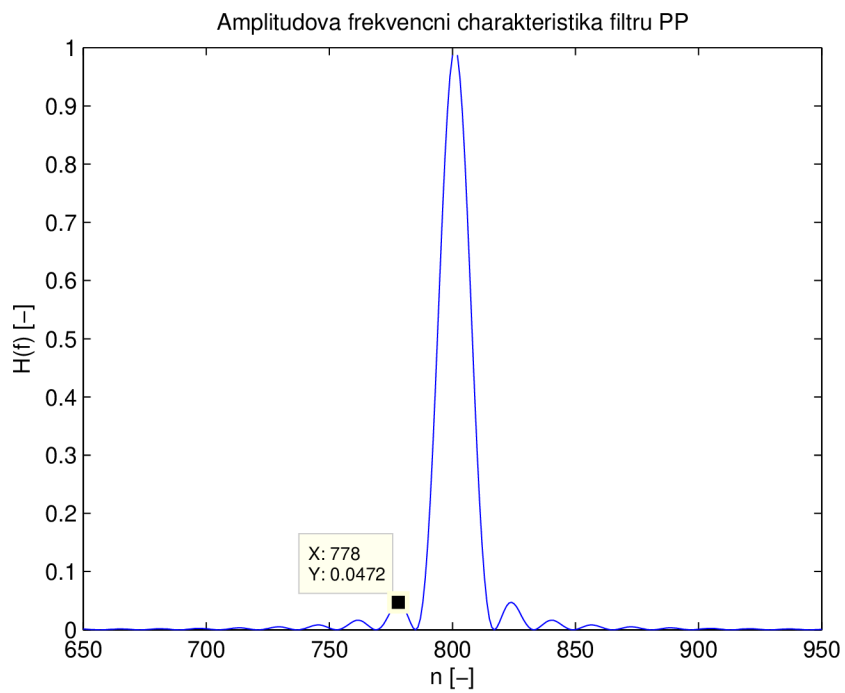
Na obrázku 6.2 opět porovnáváme vstupní a výstupní signál. Obr. 6.3 znázorňuje amplitudovou frekvenční charakteristiku a obr. 6.4 její detail v oblasti odpovídající kolem 50 Hz . Zde můžeme vidět maximum prvního laloku přibližně 0.05, kterého se dosáhlo zařazením dvou filtrů do série, resp. použitím funkce `filtfilt`. Obr. 6.5 charakterizuje rozložení nul a pólů na jednotkové kružnici a obr. 6.6 pak detail této kružnice, kde můžeme vidět překrývající se pól s nulou v oblasti kružnice odpovídající 50 Hz . Signálem je zde hrudní svod V3 – signál č. 13.



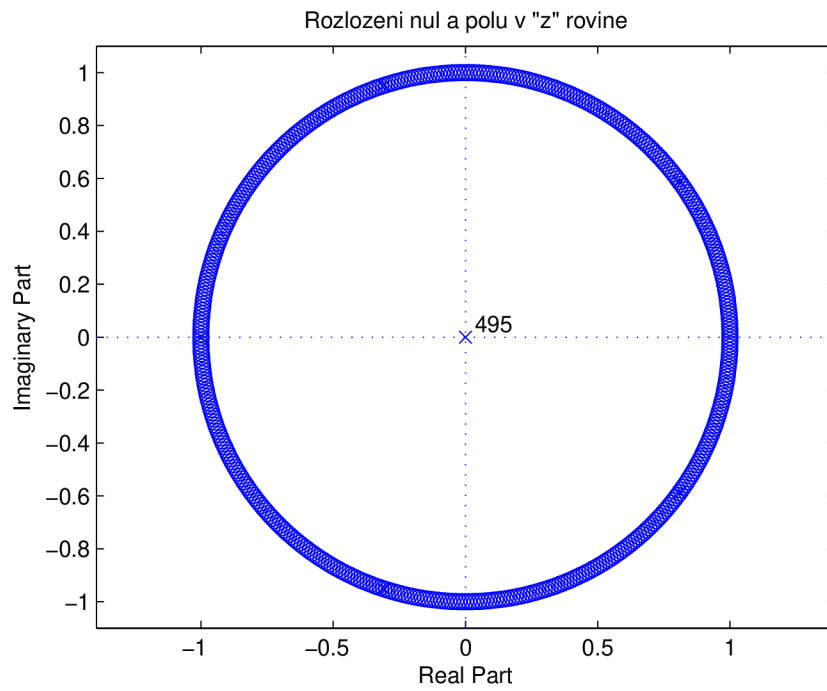
Obr. 6.2: Lyapunův filtr – vstupní a výstupní signál



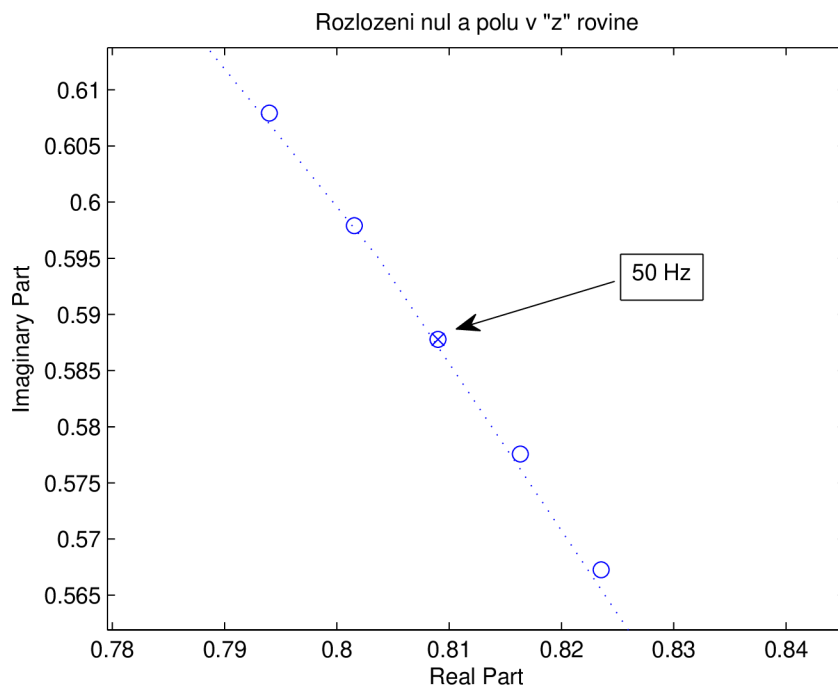
Obr. 6.3: Linnův filtr – amplitudová frekvencní charakteristika



Obr. 6.4: Linnův filtr – detail amplitudové frekvencní charakteristiky



Obr. 6.5: Linnův filtr – rozložení nul a pólů na jednotkové kružnici



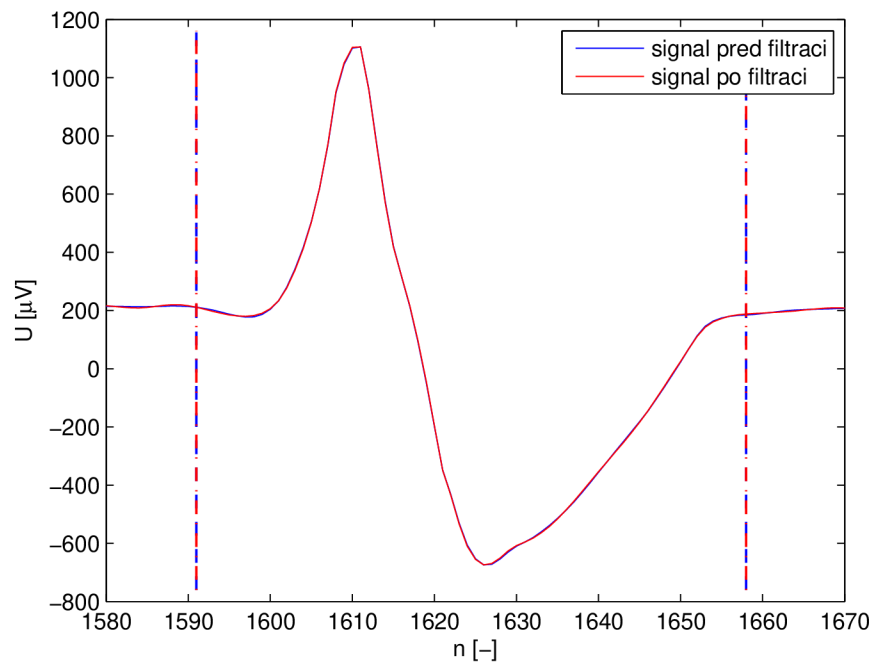
Obr. 6.6: Linnův filtr – detail rozložení nul a pólů na jednotkové kružnici

Průměrné zkreslení užitečného signálu u Lynnova filtru popisuje níže uvedená tabulka:

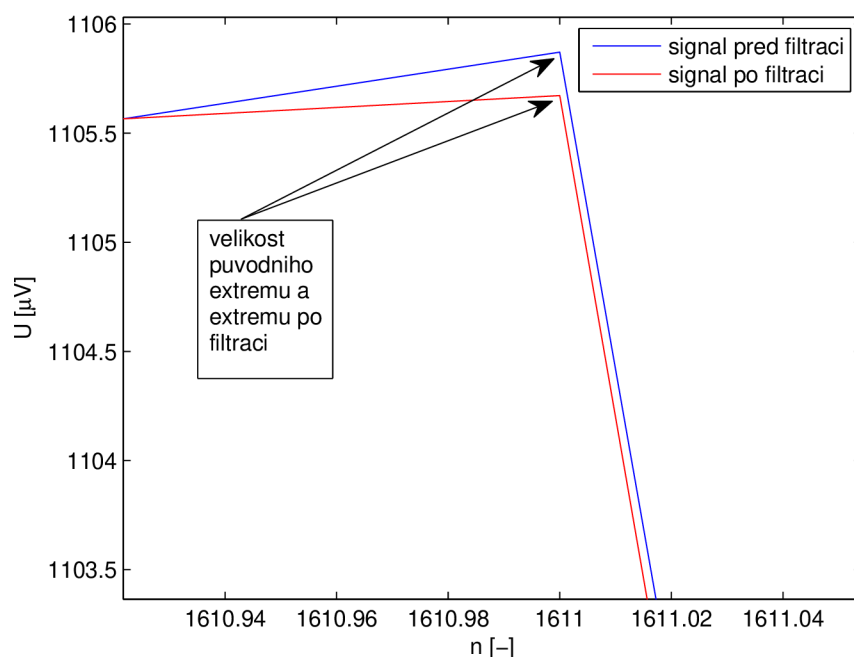
Tab. 6.2: Lynnův filtr – zkreslení užitečného signálu po filtraci

$K = 100, p = 5$				
SNR_{vst}	nepropustné pásmo	začátek QRS	konec QRS	extrém QRS
[dB]	[Hz]	$m \pm s$ [ms]	$m \pm s$ [ms]	$m \pm s$ [μV]
0 – 60	49 – 51	0 ± 0	0 ± 0	$-0,2 \pm 0$

Zkreslení užitečného signálu bylo zanedbatelné (po zaokrouhlení nulové), a to pro začátky i konce QRS komplexů, tedy nedocházelo k rozšíření QRS komplexů. Ořezání dominantního extrému QRS komplexu je minimální, číselné vyjádření odpovídá $-0,2 \pm 0 \mu V$. Ukázka nulového zkreslení je uvedena na obr. 6.7, kde můžeme vidět obě přerušované čáry značící detekci začátků a konců QRS komplexů před a po filtraci. Tyto čáry se vzájemně překrývají. Další ukázka je na obr. 6.8, jedná se o detail předchozího obrázku v oblasti dominantního extrému QRS, kde lze pozorovat nepatrné ořezání extrému v řádu desetin μV . Na ukázkách je zobrazen signál s1 – hrudní svod V3.



Obr. 6.7: Lynnův filtr – referenční QRS komplex před a po filtraci



Obr. 6.8: Lenné filtr – detail v oblasti dominantního extrému

6.2 Nulování spektrálních čar

Metoda nulování spektrálních čar nám bude spíše sloužit jako ukázková metoda toho, jakých nejlepších výsledků lze pomocí lineární filtrace dosáhnout. Tyto téměř ideální výsledky by měly být zajištěny odstraňováním pouze jediné spektrální čáry bez nutnosti dalšího zásahu do signálu. Poškození signálu u této metody spočívá v tom, že kromě nežádoucí 50 Hz složky se společně odstraní i užitečná složka na této frekvenci. Jak už bylo řečeno, velká nevýhoda metody je, že pracuje pouze v režimu offline – nelze ji aplikovat na signál v reálně snímaném čase.

Programová realizace spočívá v přesunu do spektrální oblasti, kde je spočítána vzdálenost spektrálních čar a nulovány vzorky, které odpovídají frekvenci 50 a 450 Hz , tedy z obou stran symetrického spektra. První čára spektra odpovídá stejnosměrné složce. Je třeba dbát na to, aby byla zachována symetrie spektra.

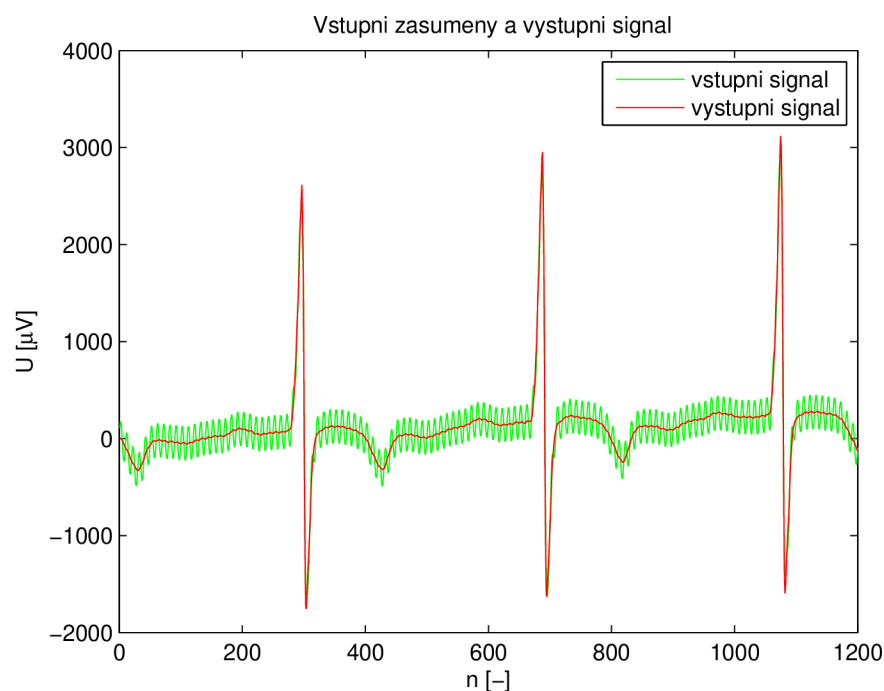
Průměrný výstupní SNR je obsažen v následující tabulce:

Tab. 6.3: Nulování spektrálních čar – výstupní SNR

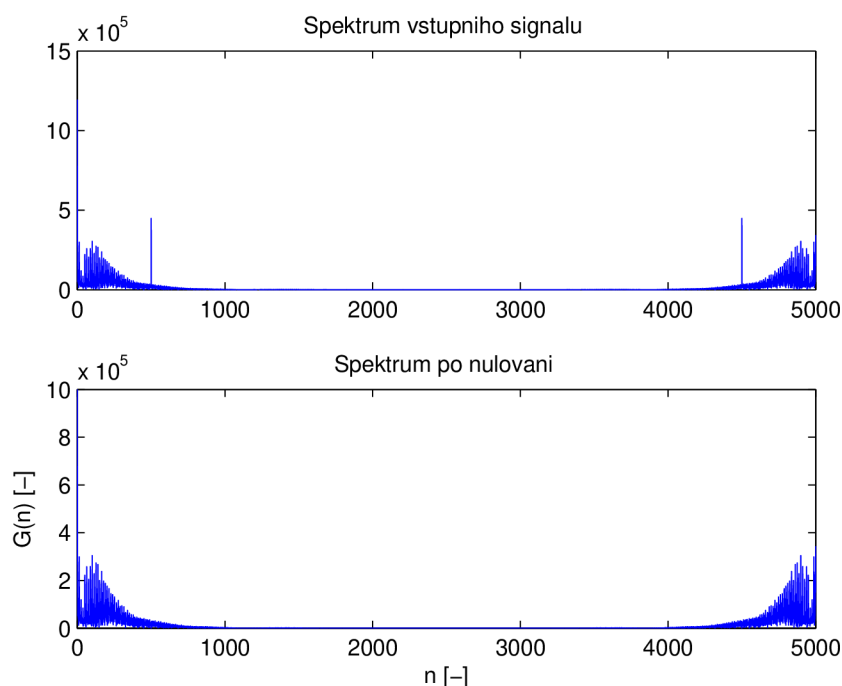
Nulování jedné spektrální čáry v oblasti $50Hz$ a $450Hz$		
SNR_{vst}	nepropustné pásmo	SNR_{vyst}
[dB]	[Hz]	[dB]
0 – 60	50	129,1

Průměrný výstupní SNR je u této metody 129,1 dB. Metoda není taktéž závislá na velikosti vstupního SNR (stejně jako u Lynnova filtru).

Porovnání vstupního a výstupního signálu je vidět na obr. 6.9. Úspěšné odstranění 50 Hz a 450 Hz složky je patrné z obr. 6.10 zmizením obou píků. Vstupní signál s13 – hrudní svod V3.



Obr. 6.9: Nulování spektrálních čar – vstupní a výstupní signál



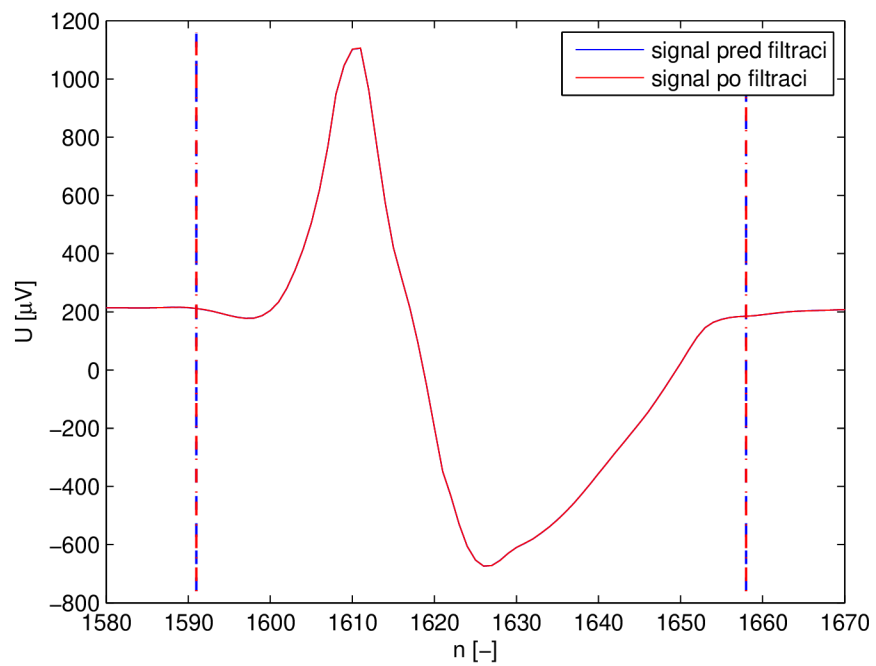
Obr. 6.10: Nulování spektrálních čar – spektrum před a po nulování

Průměrné zkreslení užitečného signálu u metody nulování spektrálních čar popisuje níže uvedená tabulka:

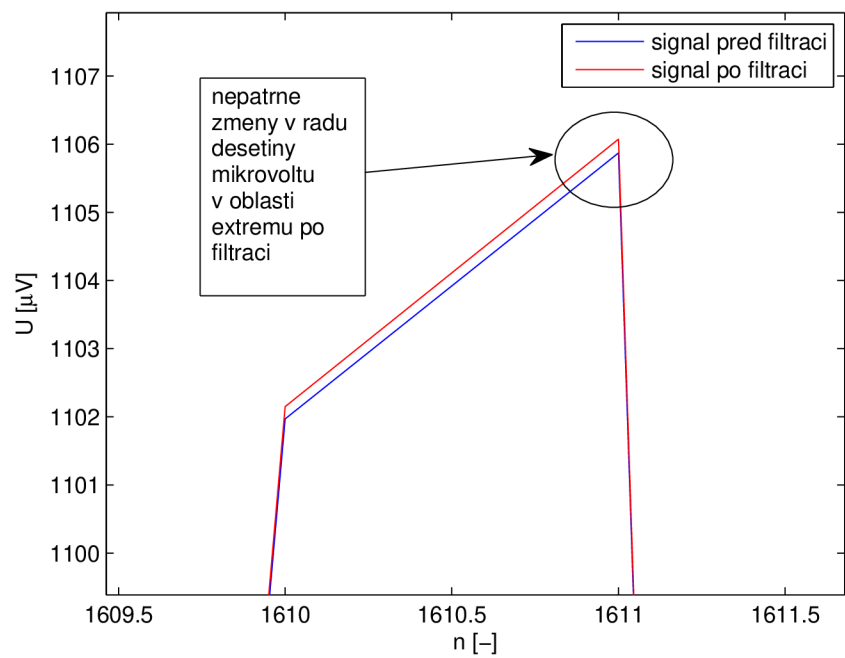
Tab. 6.4: Nulování spektrálních čar – zkreslení užitečného signálu po filtraci

Nulování jedné spektrální čáry v oblasti 50Hz a 450Hz				
SNR_{vst}	nepropustné pásmo	začátek QRS	konec QRS	extrém QRS
[dB]	[Hz]	$m \pm s$ [ms]	$m \pm s$ [ms]	$m \pm s$ [μV]
0 – 60	50	0 ± 0	$0 \pm 0, 1$	$-0, 2 \pm 0, 2$

Z tabulky je patrné, že zkreslení užitečného signálu bylo zanedbatelné. V porovnání s Lymnovým filtrem jsou výsledky totožné ve všech hodnocených oblastech QRS komplexu, nepatrné rozdíly jsou ve směrodatných odchylkách. Ukázka detekce pozic začátků a konců QRS komplexů je uvedena na obr. 6.11. Zde můžeme (stejně jako u Lymnova filtru) vidět překrývající se přerušované čáry značící detekci začátků a konců QRS komplexů před a po filtraci. Další ukázka je na obr. 6.12, jedná se o detail předchozí obrázku v oblasti dominantního extrému QRS, kde lze na rozdíl od Lymnových filtrů pozorovat u stejného signálu nepatrné navýšení extrému v řádu desetin μV . Na ukázkách je zobrazen signál s1 – hrudní svod V3.



Obr. 6.11: Nulování spektrálních čar – referenční QRS komplex před a po filtraci



Obr. 6.12: Nulování spektrálních čar – detail v oblasti dominantního extrému

7 POROVNÁNÍ VLNKOVÉ A LINEÁRNÍ FILTRACE

Porovnány budou metody z hlediska:

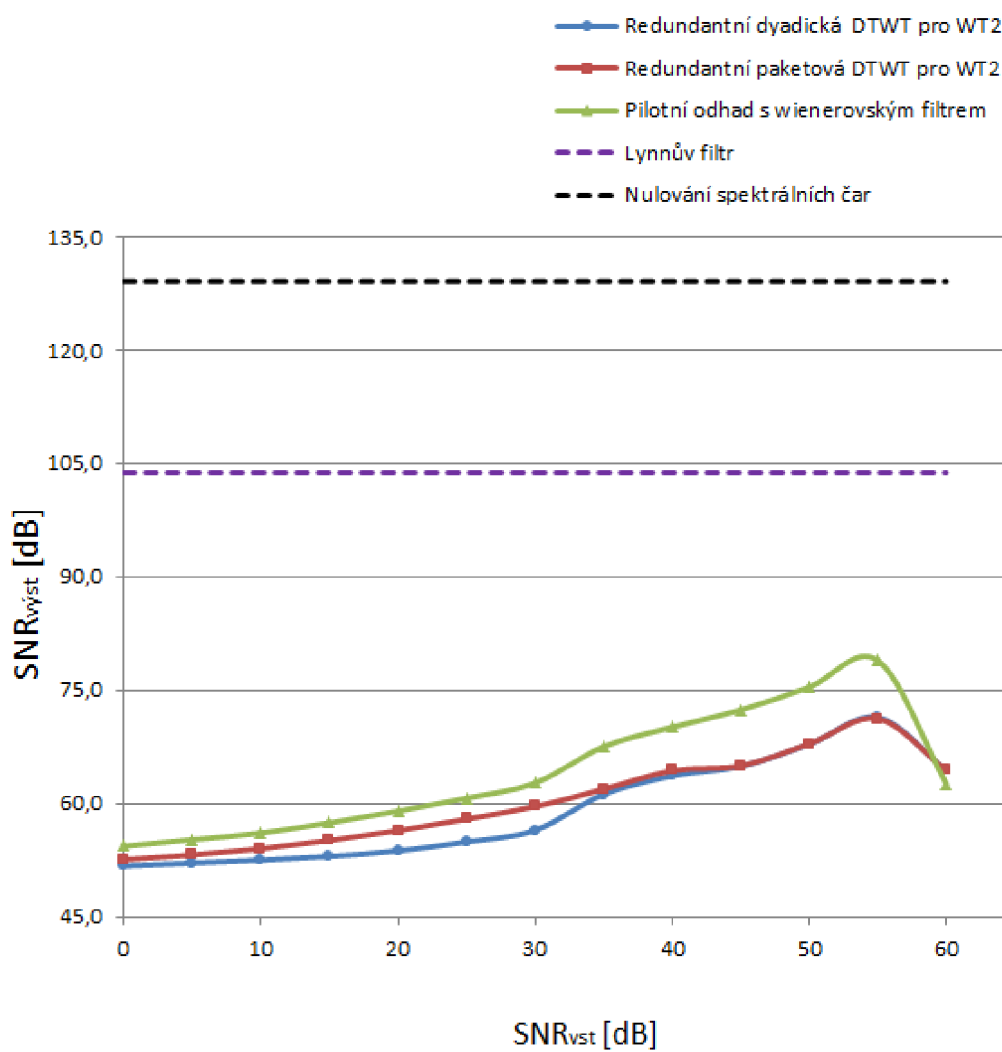
- poměru signál/šum
- zkreslení užitečného signálu
- maximální doporučené chyby filtrace

Dále budou zhodnoceny výhody a nevýhody vlnkových filtrů.

7.1 Dosažený výstupní SNR

Vzájemné srovnání z hlediska nejlepšího výstupního SNR vidíme na obr. 7.1. V grafu jsou zahrnuty všechny vlnkové filtry (jejichž vzájemným srovnáním se již zabývala kap. 5.4) a oba typy lineárních filtrů. Z grafu je patrné, že nejlepšího výsledku dosáhla metoda nulování spektrálních čar (znázorněna černě) s hodnotou $SNR_{vyst} = 129,1 \text{ dB}$. Tato metoda je ovšem použitelná pouze v režimu offline. Na reálně snímaný signál lze z těchto výsledků doporučit Lynnův filtr (znázorněný fialově), který dosáhl $SNR_{vyst} = 103,8 \text{ dB}$ při šířce nepropustného pásma 2 Hz. Obě tyto lineární metody jsou nezávislé na velikosti SNR_{vst} , tudíž jsou v grafu zobrazeny čárkovanou čarou s konstantním průběhem. Nejlepší vlnkový filtr (metoda pilotního odhadu s WF – zelená křivka) se příliš nepřiblížil hodnotám výstupního poměru signál/šum, které dosahoval Lynnův filtr. Toto přiblížení nebylo příliš velké ani při vyšších nastavovaných hodnotách SNR_{vst} . Z hlediska výstupního SNR lze tedy jednoznačně k odstraňování síťového rušení doporučit Lynnův filtr.

Závislost výstupního SNR na vstupním SNR u jednotlivých metod



Obr. 7.1: Srovnání metod z hlediska dosaženého výstupního SNR

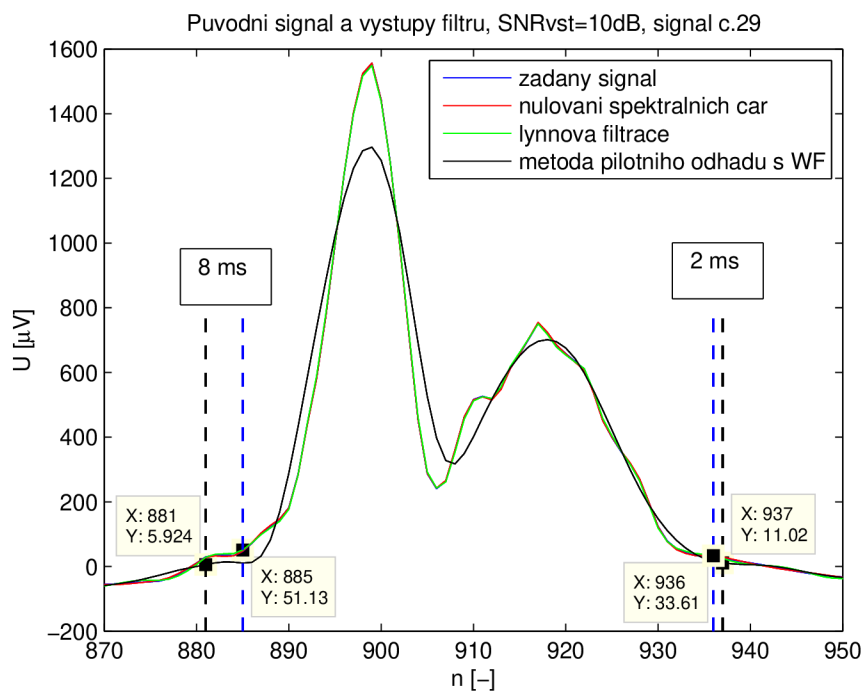
7.2 Zkreslení užitečného signálu

Dle číselných výsledků vyjadřujících zkreslení v oblasti začátku, konce a dominantního extrému QRS komplexu lze konstatovat, že i v tomto ohledu jsou podstatně úspěšnější lineární filtry. U vlnkových filtrů zkreslení začátků a konců QRS komplexů dosahovalo až $7,2 \pm 6,3 \text{ ms}$ v závislosti na nastaveném vstupním SNR, viz obr. 5.14 a obr. 5.15. U lineárních filtrů bylo nulové (viz kap. 6.1 a kap. 6.2). Zkreslení dominantního extrému QRS komplexu u vlnkových filtrů bylo až $-161,1 \pm 16,6 \mu\text{V}$ viz obr. 5.16. Výjimku zde tvořila hodnota $SNR_{vst} = 60 \text{ dB}$ při použití 2 stupňů rozkladu, kde bylo dosaženo téměř nulového ořezání a v případě metody pilotního odhadu dokonce navýšení extrému o $8,3 \pm 2,3 \mu\text{V}$. U Lynnova filtru bylo dosaženo ořezání QRS komplexu pouze o $-0,2 \pm 0 \mu\text{V}$ a navíc nezávisle na vstupním SNR (viz kap. 6.1), obdobně si vedla i metoda nulování spektrálních čar (kap. 6.2).

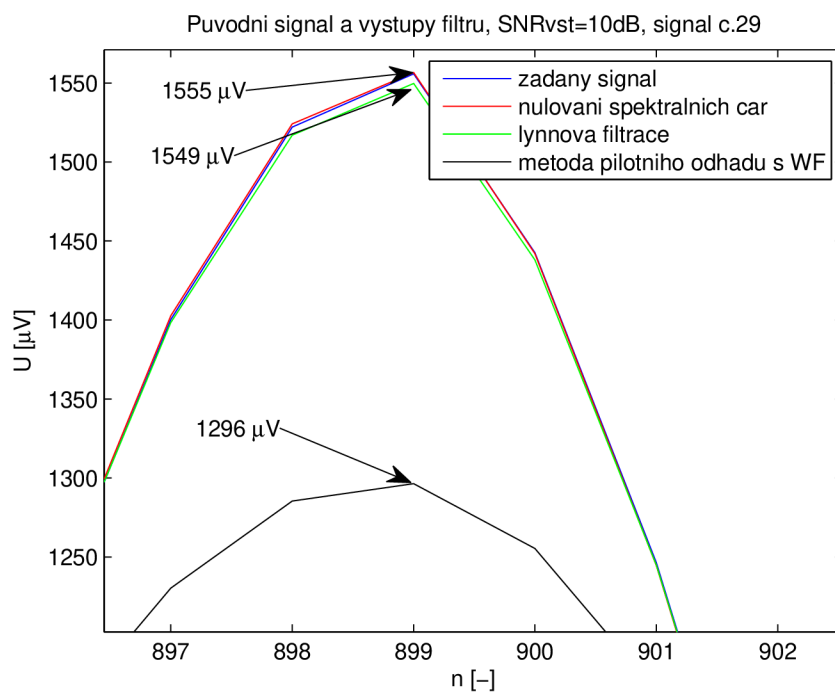
Následující série obrázků zachycuje chování filtrů v oblasti referenčního QRS komplexu, v oblasti dominantního extrému a mezi QRS komplexy. Do těchto ukázek byla vybrána metoda pilotního odhadu – zástupce vlnkových filtrů s nejmenším zkreslením v oblasti QRS komplexů, dále Lynnův filtr (s velmi dobrými výsledky dosaženého výstupního SNR i číselného zkreslení) a metoda nulování spektrálních čar charakterizující 'ideální' model filtrace. Výstupy těchto tří metod srovnáme s průběhem původního signálu. Jako ukázka je vybrán signál s29 – V3 se zdvojeným R–kmitem. Bylo použito většího zarušení signálu, tedy hodnota $SNR_{vst} = 10 \text{ dB}$.

Na obr. 7.2 vidíme rozšíření začátku QRS komplexu u metody pilotního odhadu o 8 milisekund a konce QRS komplexu o 2 milisekundy (černé přerušované úseky). U Lineárních filtrů se QRS komplex nerozšířil - detekce začátků a konců odpovídá původnímu signálu (modré přerušované úseky). Na obr. 7.3 je znázorněn detail dominantního extrému QRS komplexu, kde můžeme pozorovat, že metoda nulování spektrálních čar má téměř identický průběh s původním signálem a extrém přibližně na $1555 \mu\text{V}$. Nepatrné zmenšení extrému na hodnotu $1549 \mu\text{V}$ je vidět u Lynnova filtru. Výrazné ořezání extrému je u metody pilotního odhadu s wienerovskou filtrací. Hodnota dosahuje pouze $1296 \mu\text{V}$. Další obr. 7.4 srovnává metody v oblasti úseku P–Q. Z obrázku je vidět zvlněný zelený průběh signálu odpovídající Lynnovu filtru. U vlny P došlo pouze k nepatrnému ořezání, velice podobnému u všech metod. U kmitu Q došlo k výraznému ořezání u metody pilotního odhadu. Z obr. 7.5 vidíme vlnu T a její minimální zkreslení u všech metod a dále oblast před i za touto vlnou, kde opět vidíme zvlnění Lynnova filtru. U Lynnova filtru došlo k výraznějšímu zvlnění signálu díky tomu, že spolu se síťovým rušením byla na frekvenci 50 Hz odstraněna i užitečná složka signálu. Menší zvlnění je patrné i u nulování spektrálních čar (červený průběh signálu), a to na detailu, který nám

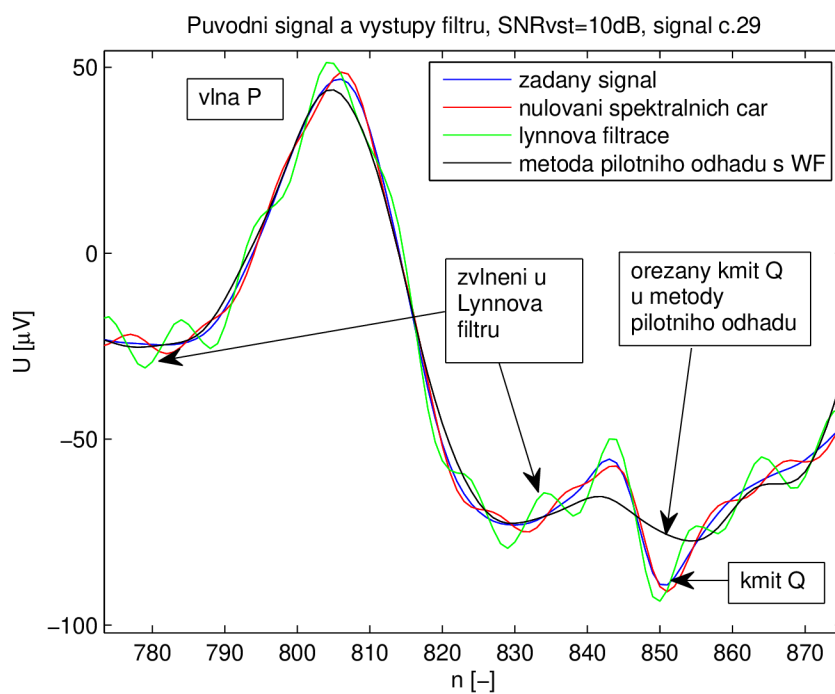
zachycuje obr. 7.6 a dále také to, že ani jedna z metod filtrace neodpovídá přesně průběhu původního signálu. U metody pilotního odhadu sice zvlnění nepozorujeme, ovšem jak je z obrázku patrné, průběh signálu u této metody (černý průběh signálu) se také v některých místech výrazněji liší od původního signálu (modrý průběh signálu).



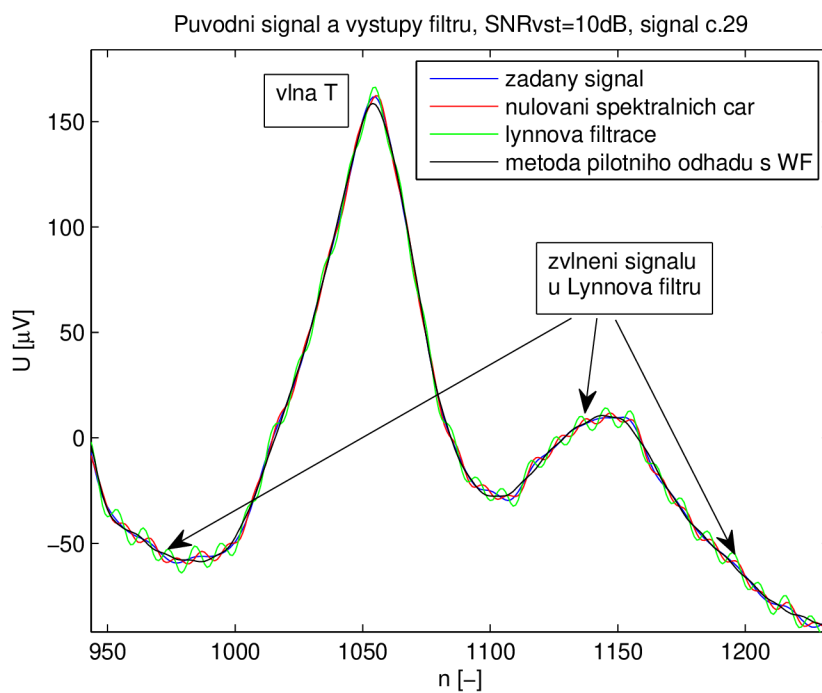
Obr. 7.2: Srovnání metod v oblasti QRS komplexu – signál s29



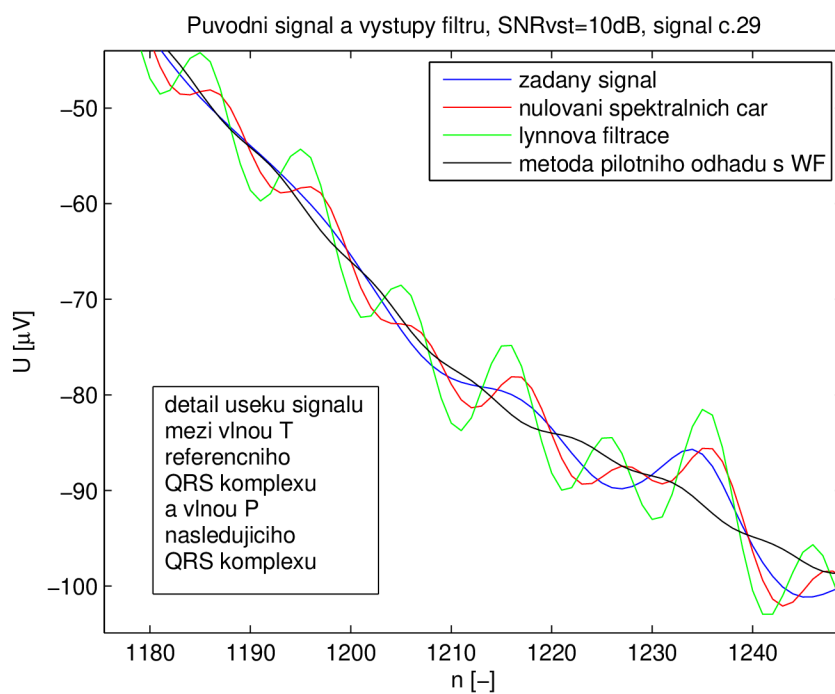
Obr. 7.3: Srovnání metod v oblasti dominantního extrému – signál s29



Obr. 7.4: Srovnání metod v oblasti úseku P – Q – signál s29



Obr. 7.5: Srovnání metod v oblasti vlny T – signál s29



Obr. 7.6: Detail oblasti signálu za vlnou T – signál s29

7.3 Doporučená chyba filtrace

Jak již bylo popsáno v kap. 4.3, maximální doporučená chyba filtrace je $10 \mu V$ nebo 2 %. Dle toho, co je větší hodnota. Průměrná velikost amplitudy dominantního extrému byla $1483,9 \mu V$. Tedy 2 % z této amplitudy odpovídají $29,7 \mu V$. Maximální chyba filtrace bude tudíž stanovena na tuto hodnotu. Z lineárních filtrů vyhovují podmínce maximální chyby obě metody. U vlnkových filtrů je vyhovující metoda redundantní dyadické a redundantní paketové transformace pouze pro hodnotu $SNR_{vst} = 60 \text{ dB}$. Metoda pilotního odhadu vyhověla pro hodnoty $SNR_{vst} 40 - 60 \text{ dB}$, tedy při nižších úrovních rušení.

7.4 Výhody a nevýhody vlnkových filtrů

Výhody vlnkových filtrů nalezneme především při odstraňování širokopásmového rušení, na což poukazuje řada odborných prací. Tato práce se však zabývá odstraňováním síťového brumu, který patří do kategorie úzkopásmových rušení. V tomto ohledu mají vlnkové filtry spíše větší škálu nevýhod ve srovnání s lineární filtrací.

Mezi výhody vlnkových filtrů (dle vizuálního posouzení několika průběhů) patří:

- Hladší průběh v pomalých částech EKG signálu než u lineárních filtrů

Mezi nevýhody vlnkových filtrů patří především:

- Závislost na úrovni rušení

Z čehož plynou další nevýhody, především při vyšší úrovni rušení:

- Rozšiřování QRS komplexů
- Ořezávání dominantního extrému v oblasti QRS komplexů

Lze tedy usuzovat, že zásadní nevýhoda vlnkových filtrů bude:

- Použitelnost pouze při nižší úrovni rušení

Ještě je nutné zmínit, že ani při nižší úrovni rušení nedosáhly vlnkové filtry výstupního poměru signál/šum jako lineární filtry. A také, že z testovaných vlnkových filtrů je použitelná pouze metoda pilotního odhadu s WF.

ZÁVĚR

Cílem práce bylo seznámit se s vlnkovými a lineárními filtry, potlačit síťový brum u testovaných EKG signálů, vyhodnotit jednotlivé metody a vzájemně je porovnat. Byly realizovány tři typy vlnkových filtrů a dva typy lineárních filtrů.

Při porovnání z hlediska dosaženého výstupního SNR (SNR_{vyst}) lze konstatovat, že nejlepšího výsledku dosáhla metoda nulování spektrálních čar s hodnotou $SNR_{vyst} = 129,1 \text{ dB}$. Tato metoda je ovšem použitelná pouze v režimu offline. Na reálně snímaný signál lze doporučit Lymnův filtr, který dosáhl $SNR_{vyst} = 103,8 \text{ dB}$ při šířce nepropustného pásma 2 Hz . Obě tyto lineární metody jsou navíc nezávislé na velikosti vstupního SNR (SNR_{vst}). Nejlepší vlnkový filtr (metoda pilotního odhadu s wienerovskou filtrací) se příliš nepřiblížil hodnotám výstupního poměru signál/šum, které dosahovaly oba lineární filtry. Toto přiblížení nebylo příliš velké ani při menším zarušení vstupního signálu. Navíc vlnkové filtry jsou závislé na úrovni vstupního rušení.

V případě zkreslení užitečného signálu bylo číselně posuzováno několik oblastí QRS komplexů po filtraci a porovnávalo se stejnými oblastmi před filtrací. Zajímalo nás možné rozšiřování začátků a konců QRS komplexů a ořezávání dominantního extrému QRS komplexu. Při porovnání zkreslení užitečného signálu lze konstatovat, že i v tomto ohledu jsou podstatně úspěšnější lineární filtry. U vlnkových filtrů zkreslení začátků a konců QRS komplexů dosahovalo až $7,2 \pm 6,3 \text{ ms}$ v závislosti na nastaveném vstupním SNR (obr. 5.14 a obr. 5.15). U lineárních filtrů bylo nulové (kap. 6.1 a kap. 6.2). Zkreslení dominantního extrému QRS komplexu u vlnkových filtrů dosahovalo až $-161,1 \pm 16,6 \mu\text{V}$ (obr. 5.16). Výjimku zde tvořila hodnota $SNR_{vst} = 60 \text{ dB}$, kde došlo k navýšení extrému v průměru o $8,3 \pm 2,3 \mu\text{V}$. U Lymnova filtru bylo dosaženo ořezání QRS komplexu pouze o $-0,2 \pm 0 \mu\text{V}$ a nezávisle na vstupním SNR (kap. 6.1), obdobně si vedla i metoda nulování spektrálních čar (kap. 6.2).

Zkreslení užitečného signálu bylo hodnoceno i z pohledu maximální doporučené chyby filtrace (kap. 7.3). Podmínce maximální chyby filtrace vyhověly oba typy lineárních filtrů. U vlnkových filtrů je vyhovující metoda pilotního odhadu s wienerovskou filtrací pro hodnoty SNR_{vst} 40 až 60 dB. Redundantní dyadická a paketová transformace splňuje kritérium pouze pro hodnotu $SNR_{vst} = 60 \text{ dB}$.

Vizuálně byly také zhodnoceny ostatní části EKG křivky pro možné zkreslení signálu po filtraci (při vyšším vstupním zarušení). Pokud se podíváme především na pomalé úseky EKG signálu mezi jednotlivými vlnami EKG křivky (obr. 7.4, obr. 7.5 a obr. 7.6) vidíme, že v těchto úsecích došlo u Lymnova filtru ke zvlnění EKG průběhu. K výraznějšímu zvlnění signálu došlo díky tomu, že spolu se síťovým

rušením byla na frekvenci 50 Hz odstraněna i užitečná složka signálu. Menší zvlnění je patrné také u nulování spektrálních čar. U metody pilotního odhadu s wienerovskou filtrací toto zvlnění nepozorujeme, ovšem signál se také liší od původního signálu.

Pro odstraňování síťového rušení je tedy nejvhodnější Lynnův filtr, při menším rušení vstupního signálu by se dalo uvažovat i o metodě pilotního odhadu s wienerovskou filtrací. Zde je ovšem na posouzení, do jaké míry je přijatelné rozšiřování QRS komplexů a ořezávání extrémů QRS komplexů z hlediska možné ztráty relevantní diagnostické informace z EKG křivky. Rovněž je nutné zvážit, nakolik je tato diagnostická informace ovlivněna zvlněním signálu v pomalých částech EKG křivky v případě použití Lynnových filtrů.

LITERATURA

- [1] Bailey, J. J., Berson, A.S., Garson, A., *Recommendations in Electrocardiography* [online] American Heart Association, Texas, 1990, [cit. 2011-20-12].
Dostupné z URL: <http://circ.ahajournals.org/>
- [2] Daqrouq, K., *ECG baseline wandering reduction using discrete wavelet transform* [online] Asian Journal of Information Technology 4, 2005, [cit. 2012-20-03].
Dostupné z URL: <http://docsdrive.com/>
- [3] EKG UČEBNICE – ONLINE *EKG učebnice* [online] Aktualizováno: 2011 [cit. 2012-28-03].
Dostupné z URL: <http://www.ekg-ucebnice.cz/>
- [4] Garg, G., Gupta, S., Singh, V., *Identification of optimal wavelet-based algorithm for removal of power line interferences in ECG signals* [online] Power Electronics (IICPE), India International Conference on, pp. 1-5, Jan. 2011, [cit. 2012-02-03], doi: 10.1109/IICPE.2011.5728090.
Dostupné z URL: <http://ieeexplore.ieee.org/>
- [5] Chmelka, L., Kozumplík, J., *Wavelet-based wiener filter for electrocardiogram signal denoising* [online] Computers in Cardiology, pp. 771-774, 25-28 Sept. 2005, [cit. 2012-03-04], doi: 10.1109/CIC.2005.1588218.
Dostupné z URL: <http://ieeexplore.ieee.org/>
- [6] Jan, J., *Číslíková filtrace, analýza a restaurace signálů*, VUT v Brně, nakl. VUTUM, Brno, 2002.
- [7] Kozumplík, J., *Analýza biologických signálů*, Skripta FEKT VUT v Brně, 2008.
- [8] Kozumplík, J., *Multitaktní systémy*, Skripta FEKT VUT v Brně, 2005.
- [9] Kozumplík, J., *Přednášky z předmětu FACS*, FEKT VUT v Brně, 2010.
- [10] Kozumplík, J., *Vlnkové transformace a jejich využití pro filtraci signálů EKG*, Habilitační práce, FEKT VUT v Brně, 2004.
- [11] Kozumplík, J., Kolář, R., Jan, J., *Číslíkové zpracování signálů v prostředí Matlab*, Skripta FEKT VUT v Brně, 2001.
- [12] Li, C., Zheng, Ch., Tai, Ch., *Detection of ECG characteristic points using wavelet transforms*, *Biomedical Engineering* [online] IEEE Transactions on, vol. 42, no. 1, pp. 21-28, Jan. 1995, [cit. 2012-01-03], doi: 10.1109/10.362922.
Dostupné z URL: <http://ieeexplore.ieee.org/>

- [13] Li, S., Liu, G., Lin, Z., *Comparisons of wavelet packet, lifting wavelet and stationary wavelet transform for de-noising ECG* [online] Information Science and Engineering (ICISE), Computer Science and Information Technology, 2nd IEEE International Conference on, pp. 491-494, Aug. 2009, [cit. 2012-15-02], doi: 10.1109/ICCSIT.2009.5234650.
Dostupné z URL: <<http://ieeexplore.ieee.org/>>
- [14] Martinez, J. P., Almeida, R., Olmos, S., *A wavelet-based ECG delineator: evaluation on standard databases* [online] Biomedical Engineering, IEEE Transactions on, vol. 51, no. 4, pp. 570-581, April 2004, [cit. 2012-20-03], doi: 10.1109/T-BME.2003.821031.
Dostupné z URL: <<http://ieeexplore.ieee.org/>>
- [15] Nikolaev, N., Gotchev, A., *ECG signal denoising using wavelet domain Wiener filtering* [online] Institute of Information Technology, Bulgarian Academy of Sciences, Sofia 1113, Bulgaria, [cit. 2012-03-03].
Dostupné z URL: <<http://www.eurasip.org>>
- [16] Nikolaev, N., Nikolov, Z., Gotchev, A., *Wavelet domain Wiener filtering for ECG denoising using improved signal estimate* [online] IEEE International Conference on, vol. 6, pp. 3578-3581, 2000, [cit. 2012-02-04], doi: 10.1109/ICASSP.2000.860175.
Dostupné z URL: <<http://ieeexplore.ieee.org/>>
- [17] Rozman, J. a kol., *Elektronické přístroje v lékařství*, Academia, Praha 2006.
- [18] Ryšánek, J., *Úzkopásmová filtrace signálů EKG*, Bakalářská práce, FEKT VUT v Brně, 2010, Vedoucí práce Jiří Kozumplík.
- [19] Sahambi, J. S., Tandon, S. N., Bhatt, R. K. P., *Using wavelet transforms for ECG characterization* [online] Engineering in Medicine and Biology Magazine, IEEE, vol. 16, no. 1, pp. 77-83, Jan. - Feb. 1997, [cit. 2012-28-03], doi: 10.1109/51.566158.
Dostupné z URL: <<http://ieeexplore.ieee.org/>>
- [20] Singh, B. N., Tiwari, A. K., *Optimal selection of wavelet basis function applied to ECG signal denoising* [online] Digital Signal Processing, Volume 16, Issue 3, May 2006, Pages 275-287, [cit. 2012-15-02], ISSN 1051-2004, 10.1016/j.dsp.2005.12.003.
Dostupné z URL: <<http://www.sciencedirect.com/>>

- [21] Smital, L., Vítek, M., Kozumplík, J., *Optimization of the Wavelet Wiener Filtering for ECG Signals* [online] In Proceedings of the 4th International Symposium on Applied Sciences in Biomedical and Communication Technologies, ACM, New York, NY, USA, Article 36, 5 pages, 2011, [cit. 2012-15-02], doi: 10.1145/2093698.2093734.
Dostupné z URL: <<http://doi.acm.org/>>
- [22] STRANG, G., NGUYEN, T., *Wavelets and Filter Banks*, Wellesley-Cambridge Press, 1996.
- [23] THE MATHWORKS: *Wavelet Toolbox* [online] Aktualizováno: version 4.8 (R2011b) [cit. 2011-26-11].
Dostupné z URL:<<http://www.mathworks.com/help/toolbox/wavelet/>>
- [24] THE MATHWORKS: *Signal Processing Toolbox* [online] Aktualizováno: version 6.17 (R2011b) [cit. 2012-21-03].
Dostupné z URL: <<http://www.mathworks.com/help/toolbox/signal/>>
- [25] Tikkanen, P. E., *Nonlinear wavelet and wavelet packet denoising of electrocardiogram signal* [online] Biological Cybernetics, Springer Berlin / Heidelberg, pp. 259-267, 1999, [cit. 2012-10-02], doi: 10.1007/s004220050523.
Dostupné z URL: <<http://dx.doi.org/>>
- [26] Van Alste, J. A., Schilder, T. S., *Removal of Base-Line Wander and Power-Line Interference from the ECG by an Efficient FIR Filter with a Reduced Number of Taps* [online] Biomedical Engineering, IEEE Transactions on, vol.BME-32, no. 12, pp. 1052-1060, Dec. 1985, [cit. 2012-08-02], doi: 10.1109/T-BME.1985.325514.
Dostupné z URL: <<http://ieeexplore.ieee.org/>>
- [27] Vítek, M., *Automatické rozměření signálů EKG*, Dizertační práce, FEKT VUT v Brně, 2010, Vedoucí práce Jiří Kozumplík.
- [28] Vítek, M., *Materiály ke cvičení z předmětu AZSO*, FEKT VUT v Brně, 2008.
- [29] Vítek, M., Hruběš, J., Kozumplík, J., *A Wavelet-Based QRS Detection in Human and Rabbit ECG Signals* [online] In EDS 09 IMAPS International Conference Proceedings, Brno, pp. 106-110, 2009, [cit. 2012-27-02], ISBN 978-80-214-3933-7.
Dostupné z URL: <<http://www.mendeley.com/>>

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

a	měřítko (dilatace) vlnky
AV	atrioventrikulární uzel
CSE	standardní databáze signálů EKG (common standards for quantitative electrocardiography)
CWT	spojitá vlnková transformace (continuous wavelet transform)
δ_n	jednotkový impuls
DTFT	Fourierova transformace diskretního signálu (discrete-time Fourier transform)
DFT	diskretní Fourierova transformace (discrete Fourier transform)
DTWT	vlnková transformace s diskretním časem (discrete-time wavelet transform)
DWT	diskretní vlnková transformace (discrete wavelet transform)
EKG	elektrokardiogram
FIR	filtr s konečnou impulsní odezvou (finite impulse response)
f_{vz}	vzorkovací frekvence
$h(n)$	impulsní charakteristika systému (filtru)
$H(\omega)$	frekvenční charakteristika systému (filtru)
IDFT	diskretní zpětná Fourierova transformace (inverse discrete Fourier transform)
IIR	filtr s nekonečnou impulsní odezvou (infinite impulse response)
K	1. prahová konstanta pro filtraci, 2. konstanta udávající šířku nepropustného pásma
LWT	vlnková transformace založená na liftingu (lifting wavelet transform)
m	průměrná odchylka mezi pozicemi detekovanými před filtrací a po filtraci
p	počet pólů
PQ	interval mezi začátkem depolarizace síní a začátkem depolarizace komor

q	kvantovací krok
s	směrodatná odchylka mezi pozicemi detekovanými před filtrací a po filtraci
SA	sinoatriální uzel
SNR	poměr signál/šum (signal-to-noise ratio)
SWT	redundantní vlnková transformace (stationary wavelet transform)
τ	1. posun (translace) vlnky, 2. zpoždění
V3	unipolární hrudní svod č. 3
WF	Wienerův filtr (Wiener filter)
WPT	paketová transformace s decimací (wavelet packet transform)
WT	vlnková transformace (wavelet transform)
WT1	1. blok, kde dochází k rozložení signálu, 2. skupina vlnek použitá při realizaci bloku WT1
WT2	1. blok, kde dochází k rozložení signálu, 2. skupina vlnek použitá při realizaci bloku WT2
ψ	mateřská vlnka

SEZNAM PŘÍLOH

A	Popis ovládání algoritmu	76
B	Obsah přiloženého cd	78

A POPIS OVLÁDÁNÍ ALGORITMU

Hlavní program je soubor s názvem *testovani_signalu.m* (jedná se o funkci). Po spuštění lze zadávat jednotlivé parametry přímo do okna Command Window. Tedy požadovaný vstupní SNR, dále číslo signálu z databáze *signaly_f_ADP9_1.mat* v rozmezí 1 až 1875 (125 signálů X 15 svodů). Následuje výběr metody. K dispozici máme pět realizovaných metod. Pokud zadáme některý z lineárních filtrů, zadávání parametrů již končí. V případě vlnkových filtrů budeme dotázáni na zadání vlnky (u metody pilotního odhadu se bude jednat o zadání dvou vlnek) a posledním parametrem bude stupeň rozkladu. Názorná ukázka zadání všech parametrů je uvedena na obr. A.1.

```
Command Window
Zadejte vstupni SNR [dB]: 10
Databaze 125 zaznamu * 15 svodu = 1875 signalu
Zadejte cislo signalu (1 - 1875): 9
Pouzijte jednu z nasledujicich metod:
1 = redundantni_dyadicka_DIWT
2 = redundantni_paketova_DIWT
3 = metoda_pilotniho_odhadu
4 = Lynnuv_filtr
5 = nulovani_spektr_car
Zvolte metodu (1, 2, 3, 4, 5): 3

Prikklady_pouzitych_vlnkek =

      'rbio3.5'      'sym3'      'sym4'      'bior4.4'      'bior6.8'

Zadejte typ pozadovane vlnky WT1 (navez vlnky v apostrofech) : 'rbio3.5'
Zadejte typ pozadovane vlnky WT2 (navez vlnky v apostrofech) : 'sym4'
Vyberte jeden z nasledujicich stupnu rozkladu:
4 = 4-stupne rozkladu
3 = 3-stupne rozkladu
2 = 2-stupne rozkladu
Zadejte stupne rozkladu (4, 3, 2): 4
```

Obr. A.1: Ukázka programu *testovani_signalu.m*

Dále můžeme vidět na obr. A.2 dosažený výstupní SNR, část číselných výsledků značící pozice začátků a konců QRS komplexů před a po filtraci, dále výsledky zobrazující velikost amplitudy dominantních extrémů QRS komplexů před a po filtraci na daném signálu. Mimo tyto číselné výsledky se zobrazí i grafické výstupy obdobné těm, které byly použity v praktické části této práce. Jedná se tedy o vstupní zarušený signál, výstupní signál po filtraci, ukázkou prahování jednotlivých pásem. V případě

Lynnova filtru se nám zobrazí amplitudová charakteristika, rozložení nul a pólů v 'z' rovině. Při použití metody nulování spektrálních čar spektrum před a po filtraci.

```
Command Window
VYHODNOCENI

Vystupni SNR = 56.7149 dB

Pozice zacatku QRS komplexu pred filtraci: 664 1135 1591 2045 2520 2998
Pozice zacatku QRS komplexu po filtraci: 662 1133 1589 2043 2518 2997

Pozice koncu QRS komplexu pred filtraci: 267 729 1201 1658 2109 2586
Pozice koncu QRS komplexu po filtraci: 268 730 1202 1658 2110 2586

Extremy QRS komplexu pred filtraci: 1048.7278 1075.3479 1061.0165
Extremy QRS komplexu po filtraci: 857.56522 991.0069 995.17396
```

Obr. A.2: Ukázka číselného výstupu programu *testovani_signalu.m*

Pro otestování celé databáze hrudních svodů V3 byl použit skript s názvem *SNR_databaze.m*. Výsledkem tohoto skriptu je vektor *SNRvyst*, který obsahuje 125 hodnot. Tedy pro každý hrudní svod V3 výstupní SNR. V tomto skriptu je jako ukázka uvedena metoda nulování spektrálních čar. Postupně se zde použily všechny navržené filtry a příslušné parametry. Pro posuzování zkreslení užitečného signálu byl využit skript *detekceQRS_databaze.m*. Tento program využívá soubor *testro_excel.xls*, z kterého získává informace o pozicích referenčních cyklů pro každý signál databáze CSE. Tyto informace porovnává s programem pro rozměření EKG signálu (funkce *EKGrozmereni_local.m*) tak, aby se u každého signálu vybraly pouze referenční cykly před a po filtraci. Jako příklad filtru je zde opět uvedena metoda nulování spektrálních čar. Výstupem skriptu *detekceQRS_databaze.m* jsou tři vektory. Jedná se o vektory *zacatekQRS*, *konecQRS* a *amplituda_extrem*, v nichž jsou uloženy příslušné pozice použitých 103 referenčních cyklů pro danou metodu a parametry.

B OBSAH PŘILOŽENÉHO CD

Obsah přiloženého cd:

Název adresáře	Popis
Zdrojové kódy	Jednotlivé návrhy filtrů
Naměřená data	Číselné výstupy filtrů
Obrázky	Grafické výstupy filtrů
Texty	Diplomová práce v elektro- nické podobě