

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY

A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

MĚŘENÍ EKG PRO NOSITELNÁ ZAŘÍZENÍ

WEARABLE ECG MEASUREMENT SYSTEM

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Tomáš Trenz

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Vladimír Červenka, Ph.D.

BRNO 2016

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Teleinformatika**
Ústav telekomunikací

Student: Tomáš Trenz

ID: 164623

Ročník: 3

Akademický rok: 2015/16

NÁZEV TÉMATU:

Měření EKG pro nositelná zařízení

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Cílem práce je vývoj algoritmu pro spolehlivou rekonstrukci bio signálu (EKG). Bude proveden rozbor rušivých vlivů jako jsou pohybové artefakty či rušení výkonové sítě a přehled současných technik pro jejich potlačení. Druhotným cílem je nalezení vhodné kompresní techniky pro redukci datového objemu. Bude proveden objektivní výběr nejučinnějších technik a implementována filtrace i komprese EKG vhodná pro zadaný mikrokontrolér. Důraz je kladen na efektivní využití intrinsických funkcí a DSP jednotky kontroleru.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] RAJARSHI G., MITRA, M. Ecg acquisition and automated remote processing. Heidelberg: Springer, 2013. ISBN 8132215567.

[2] GACEK, A. a PEDRYCZ, W. ECG signal processing, classification, and interpretation: a comprehensive framework of computational intelligence. London: Springer, 2012. ISBN 0857298682.

Termín zadání: 1.2.2016

Termín odevzdání: 1.6.2016

Vedoucí práce: Ing. Vladimír Červenka, Ph.D.

Konzultant bakalářské práce:

doc. Ing. Jiří Mišurec, CSc., předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

Tato bakalářská práce se zabývá zpracováním naměřených dat EKG. Hlavním tématem je digitální filtrace požadovaného signálu od šumu a artefaktů, který vzniká převážně při interferenci s rozvodnou sítí, pohybem měřeného subjektu, nebo elektromagnetickým rušením. Druhotným cílem je otázka komprese pro přenos dat.

KLÍČOVÁ SLOVA

EKG, odstranění artefaktů z EKG, vlnková transformace, komprese dat

ABSTRACT

This bachelor thesis deals with the measurement of ECG data. The main theme is digital filtering desired signals from noise and artifacts, which arises mainly to interfere with the power grid, moving the measured entity or electromagnetic interference. A secondary objective is the issue of compression for data transmission.

KEYWORDS

ECG, removal of artifacts from ECG, wavelet transform, data compression

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „Měření EKG pro nositelná zařízení“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

Brno

.....

podpis autora

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu bakalářské práce panu Ing. Vladimíru Červenkovi, Ph.D. za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy k práci.

Brno

.....

podpis autora



Faculty of Electrical Engineering
and Communication
Brno University of Technology
Purkynova 118, CZ-61200 Brno
Czech Republic
<http://www.six.feec.vutbr.cz>

PODĚKOVÁNÍ

Výzkum popsany v této bakalářské práci byl realizován v laboratořích podpořených z projektu SIX; registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operační program Výzkum a vývoj pro inovace.

Brno

.....

podpis autora



EVROPSKÁ UNIE
EVROPSKÝ FOND PRO REGIONÁLNÍ ROZVOJ
INVESTICE DO VAŠÍ BUDOUCNOSTI



OBSAH

Úvod	11
1 Teoretická část bakalářské práce	12
1.1 Charakteristika EKG signálu a artefaktů	12
1.1.1 EKG signál	12
1.1.2 Artefakty	13
1.2 Jednotlivé bloky digitálního EKG snímače	14
1.2.1 Analogový obvod pro zpracování vstupní veličiny	14
1.2.2 AD převodník	16
1.2.3 Obvod pro zpracování a komunikaci s jiným zařízením	16
1.3 Metody odstranění artefaktů	17
1.3.1 Detekce QRS	17
1.3.2 Rušení rozvodné sítě	18
1.3.3 Kolísání izoelektrické linie	22
1.3.4 Elektromyografický šum	27
1.3.5 Vlnková transformace	27
1.3.6 Filtrace	29
1.3.7 Hilbert-Huangova transformace	30
1.4 Porovnání vybraných metod	33
1.4.1 Rušení rozvodné sítě	33
1.4.2 Odstranění kolísání izoelektrické linie	36
1.4.3 Elektromyografický šum	37
1.5 Komprese	40
1.5.1 Bezztrátová komprese	41
1.5.2 Ztrátová komprese	42
1.5.3 Porovnání vybraných metod komprese	43
2 Praktická část bakalářské práce	45
2.1 Zpracování dat na mikrokontroleru	45
2.1.1 Popis Algoritmu	46
2.2 Zpracování dat na PC	50
2.2.1 Dekódování dat	51
2.2.2 Inverzní vlnková transformace	52
2.3 Zhodnocení zpracování dat	52
3 Závěr	55
Literatura	56

Seznam symbolů, veličin a zkratk	58
Seznam příloh	59
A Obsah přiloženého CD	60
A.1 Sources	60
A.1.1 MCU	60
A.1.2 Java	60
A.2 Matlab	61
A.2.1 Artefakty	61
A.2.2 Komprimace	61
A.2.3 Signaly	61

SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	EKG křivka	12
1.2	Frekvenční spektrum s 50 Hz brumem	19
1.3	Signál EKG bez 50 Hz brumu	19
1.4	Signál EKG s 50 Hz brumem	19
1.5	Signál EKG po odfiltrování 50 Hz brumu	20
1.6	Frekvenční spektrum po odfiltrování 50 Hz brumu	20
1.7	Porovnání výsledných signálů s ohledem na parametry S-G filtru . . .	21
1.8	Kolísání izoelektrické linie	22
1.9	Kolísání izoelektrické linie po filtraci	23
1.10	Frekvenční spektrum původní	23
1.11	Frekvenční spektrum po vynulování	24
1.12	Signál po vynulování složek	24
1.13	Frekvenční spektrum po použití horní propusti	25
1.14	Kolísání izoelektrické linie po filtraci	26
1.15	Rekonstrukce signálu	26
1.16	Znázornění postupného filtrování signálu	28
1.17	Znázornění rekonstrukce signálu	29
1.18	Signál rozložen na jednotlivé vnitřní funkce Hilbert-Huangovy transformace	32
1.19	Signál po použití prahování měkké	33
1.20	Signál po použití prahování tvrdé	33
1.21	Detailní porovnání FIR a Savitzky-Golayova filtru pro vzorkovací frekvencí $f_{vz} = 1000$ Hz	34
1.22	Detailní porovnání FIR a Savitzky-Golayova filtru pro vzorkovací frekvencí $f_{vz} = 250$ Hz	35
1.23	Signál zašuměný a původní	36
1.24	Detail porovnání spektra	36
1.25	Detail rekonstruovaného signálu	37
1.26	Porovnání použití vlnek	38
1.27	Porovnání adaptivního prahování	38
1.28	Porovnání stejného prahu	39
1.29	Porovnání statické vlnkové transformace a Hilbert-Huangovy transformace	40
1.30	Porovnání Kompresního poměru a zkreslení signálu	44
2.1	Blokové schéma ARM Cortex-M4	45
2.2	Blokové schéma Wonder Gecko STK 3800	46
2.3	Vývojový diagram celého algoritmu	47

2.4	Vývojový diagram filtru FIR	48
2.5	Vývojový diagram vlnkové transformace	49
2.6	Vývojový diagram proudového kódování	50
2.7	Vývojový diagram proudového kódování	51
2.8	Java aplikace	52
2.9	Původní signál EKG	52
2.10	EKG signál po filtrování 50Hz složky	53
2.11	EKG signál po použití horní propusti	53
2.12	Porovnání použití Matlabu a aplikace	54

ÚVOD

Tato bakalářská práce se zabývá zpracováním naměřených dat EKG (Elektrokardiografie – electrocardiography). Hlavním tématem je porovnání a vybrání nejoptimálnější metody pro rekonstrukci dat EKG signálu. Ten filtrován bude od šumu a artefaktů, které vznikají převážně při interferenci s rozvodnou sítí, pohybem měřeného subjektu, nebo elektromagnetickým rušením. Takto zkreslený signál je pro pozdější diagnózu nevhodný, a proto je ho nutné předem rekonstruovat. Je také důležité zachovat jeho původní tvar. Při nedodržení tohoto kritéria by se mohlo stát, že signál bude nepoužitelný.

Druhotným cílem je nalezení ideální komprese dat vhodný pro dlouhodobé ukládání a rychlý přenos mezi zařízeními. Komprese musí být hodnocena i po stránce ztrátovosti, aby nedocházelo během procesu k významnému zkreslení.

Práce je rozdělena do dvou částí.

Teoretická část, kde je pojednáváno o vzniku EKG signálu a o způsobu jeho měření. Je zde také rozepsán původ a následky jednotlivých možných rušení. Dále jsou popsány a porovnávány metody na odstranění jednotlivých nežádoucích signálů. Na konci kapitoly je provedeno porovnání vybraných metod. Další část je věnována kompresi dat. Zde jsou rozebrány postupy komprimací. Také i zde je provedeno porovnání a zhodnocení nejvýhodnější metody.

Praktická část, kde je popsán samotný algoritmus, způsob přenosu a aplikace pro posílání a příjem dat. Závěrem je zhodnocení celé práce.

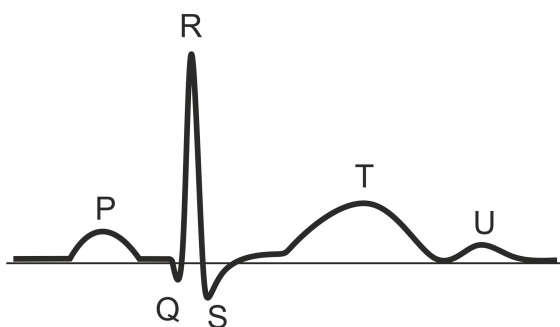
1 TEORETICKÁ ČÁST BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

1.1 Charakteristika EKG signálu a artefaktů

Pro návrh a vývoj způsobů měření a algoritmů na zpracování je nejprve potřeba definovat jaký signál se zpracovává, jak vzniká a jaké bloky systému je vhodné použít. Také je nutné vědět jaké možné šumy budeme muset z signálu odstraňovat.

1.1.1 EKG signál

Jedná se o časový záznam elektrické srdeční aktivity. Ten při své činnosti s každým cyklem změní potenciál několikrát. Díky jeho odchýlení od ideální hodnoty je možná i diagnóza nemocí. U EKG signálů se jedná o nízkonapěťový signál s amplitudou maximálně ± 3 mV [1]. Signál je nestacionární a pro lékařské využití se uvádí frekvenční rozsah od 0 Hz do 100 Hz [1].



Obr. 1.1: EKG křivka

Jednotlivé události během srdeční aktivity jsou popsány pomocí písmen jednotlivých vrcholů na obrázku 1.1. První **P** vlna značí depolarizaci síní. Následný interval **P - Q** je dobou převodu vzruchu z komor na síně. Celý komplex **QRS** značí depolarizaci komor s tím, že kladnému vrcholu **R** předchází a následuje negativní kmit. **T** vlna vyznačuje dobu potřebnou na opětovnou polarizaci komor. Poslední vlna **U** není konstantní a v některých případech se nemusí zobrazit. Její původ není zcela jasný.

K snímání EKG signálu se používá elektrokardiograf, který je pomocí elektrod napojen na tělo měřeného subjektu. Rozmístění elektrod se volí podle jejich počtu a jejich vlastností.

Rozmístění elektrod

Základní rozmístění bipolárních končetinových svodů je založené na třech elektrodách, které se zapojují do tzv. Einthovenova trojúhelníku, kde je srdce v pomyslném středu. U dvou elektrod je dána polarita. Výsledná amplituda je udávána pomocí rozdílů potenciálů na svodech, které jsou připevněné na rukách. Na noze je připojena zem.

U unipolárních svodů se zjišťují potenciály od jednoho místa (diferentní elektroda) proti druhému místu (indiferentní elektroda). Unipolární svody tvoří 9 záznamů z 12svodového EKG. Diferentní elektroda se umísťuje na povrchu těla. Jde o tři místa na končetinách, shodná se standardními svody a navíc 6 hrudních elektrod. Na negativní vstup galvanometru se přivede nulové napětí. Nejdůležitější jsou hrudní svody, kde se měří napětí proti Wilsonově centrální svorce. Ta je vytvořena spojením končetinových svodů přes $10\text{ k}\Omega$ a bere se jako nulová.

Semi-unipolární zvýšené končetinové svody vzniknou po odpojení nulové svorky od aktivní elektrody, zlepši se tak u unipolárních svodů napěťový zisk až na 87%.

Mohou být přidány ještě další svody a to Jícnové svody, které používají diferenciální Wilsonovu elektrodu na konci gumové sondy. Je vkládána do úst cca 37,5 cm za zuby. S její pomocí je možné měřit relativně přesně snímat potenciály levé síně, převážně se používá při diagnostice arytmií [2].

1.1.2 Artefakty

Změřený signál je nutné před použitím upravit, jelikož je tělo složeno z mnoha svalů a každý jejich pohyb produkuje elektrický pulz a také se celé tělo chová jako velká anténa. EKG signál je ovlivňován těmito signály tzv. artefakty, ty mají většinou alespoň z části podobný rozsah frekvencí a obvykle větší amplitudu.

1. **Elektromyografický šum (EMG):** Jedná se o elektrické pulzy vytvářené svalovou aktivitou. U krátkých měření je možné jim předcházet tak, že pacient zůstane v klidu bez pohybu. U dlouhodobých měření to ale není možné.
2. **Interference s rozvodnou sítí:** Díky potřebě napájení zařízení a tím všudypřítomné rozvodné síti, která má frekvenci 50 Hz, nebo 60 Hz s tolerancí $\pm 0,2\text{ Hz}$, je do těla měřené osoby indukován i tento signál. Jeho amplituda může dosahovat až $\pm 20\text{ mV}$ [1]. Jedná se tedy o signál s výrazně větší amplitudou, než je námi měřené EKG.
3. **Šum vzniklý na elektrodě:** Jakákoliv ztráta kontaktu elektrody s tělem může vést k saturaci zesilovače a jeho dočasnému odstavení z provozu.
4. **Kolísání izoelektrické linie:** Během dýchání se mění vzdálenost mezi elektrodami a srdečním svalem. To vede ke změně impedance a tedy i změně

stejnoseměrné složky. Ta dokonce může i oscilovat v rozmezí 0,15 Hz až 0,3 Hz [1].

5. **Pohybové artefakty:** Každý pohyb svalů vytváří elektrický náboj, který ovlivňuje námi měřený EKG signál. Může se také ale jednat o špatně uchytcenou elektrodu a tím mění se impedance. Tato situace bývá převážně problém u dlouhodobého měření. Jedná se o jeden z nejvíce problematických artefaktů. Ovlivňuje EKG signál převážně v rozsahu 1-10 Hz a díky vysoké amplitudě může dojít k saturaci zesilovače na krátkou dobu [1].
6. **Rušení z okolních lékařských zařízení:** Toto rušení bývá v frekvenčním pásmu 160 kHz až 1 MHz a je způsobený vybavením v okolí měřeného subjektu [1].
7. **Šum zesilovače:** Každý zesilovač vnáší do signálu šum. Pro ideální měření musí být použity zesilovače s nízkým šumem, ale i tak je signál ovlivněn v úrovních μV_{p-p} a do signálu se zobrazuje jako diferenciální napětí.
8. **Kvantizační šum:** AD převodník má určitý počet bitů a tudíž se jedná o převod na digitální hodnotu o určité přesnosti. Tato přesnost je ± 1 LSB AD převodníku.

1.2 Jednotlivé bloky digitálního EKG snímače

Celý systém se dá rozdělit do tří částí. Ty jsou: analogový obvod pro zpracování vstupní veličiny, AD převodník a obvod pro zpracování a komunikaci s jiným zařízením.

1.2.1 Analogový obvod pro zpracování vstupní veličiny

Je vhodné vstupní signál již před zesílením oddělit od artefaktů a následně zesílit biosignál pro AD převodník. O to se starají filtry na vstupu zesilovače. Dále je nutné galvanické oddělení měřeného subjektu od zařízení. První část za svody je tedy izolační obvod pro případ poruchy zařízení a možného poranění pacienta elektrickým proudem. Další částí je zesilovač s vysokým zesílením. Ten definuje kvalitu následně zpracovávaného signálu. Poslední částí jsou analogové filtry pro ořezání pásma signálu na požadovanou šířku. Výstup z tohoto bloku je v rozmezí 0 V až 5 V, které je ideální pro AD převodníky.

Izolace od měřeného subjektu

Izolace je důležitá v případě poruchy zařízení, aby nedošlo k průniku proudu do lidského těla a nedošlo k jeho poškození. Norma obsahující specifikaci maximálního

proudu tělem pro lékařské zařízení je ČSN EN 60601. Tato norma omezuje maximální proud mezi elektrodami na $100\mu\text{A}$ při minimální frekvenci 20 Hz [3]. Izolaci není důležité zajistit jen kvůli měřenému subjektu, ale také aby nedošlo k poškození zařízení, ke kterému může dojít například při použití defibrilátoru. Vstupní obvody, které vyžadují napájení, musí mít plovoucí napájení oddělené od zbytku obvodu kapacitou 1pF a impedancí $1000\text{M}\Omega$. Pro izolace se používají transformátory a optické členy např. LED-fototranzistor. Lze použít i kapacitní oddělení, ale u něho je potřeba již posílaný signál mít v digitální podobě.

Zesilovač

Jedná se o nízko-šumový zesilovač s vysokým zesílením. Požadované vlastnosti zesilovače pro lékařské použití [1]:

1. **Zisk:** Ideální zisk zesilovače bývá alespoň 750dB. Vypočítá se z lineárního zisku pomocí rovnice:

$$BPG(\text{dB}) = 20 \log_{10}(\text{lineargain}).$$

Kde BPR

2. **Šířka zesilovaného pásma:** Zesilovač musí být schopný zesílit EKG signál, který je v rozmezí 1 - 100 Hz.
3. **Čas obnovení po saturaci:** Vzhledem k možnosti přesycení zesilovače velkým vstupním napětím, musí být zesilovač schopný obnovit svoji činnost co nejdříve.
4. **Vstupní impedance:** Požadovaná vstupní impedance u zesilovačů je co možná nejvyšší. Většinou se jedná o impedanci kolem $10\text{M}\Omega$.
5. **Polarizace elektrod:** Různé druhy elektrod se liší malým potenciálem tvořeným na přechodu Ag-AgCl přechodu elektrody a elektrolytu. Toto napětí může nepříznivě ovlivnit námi měřený signál. Je tedy dána tolerance u DC součástek podle Association for the Advancement of Medical Instrumentation (AAMI) 300mV.
6. **Potlačení souhlasného signálu:** Některé artefakty lze odfiltrovat již v zesilovači:

$$CMRR = 10 \log_{10}\left(\frac{A_d}{A_{cm}}\right).$$

A_d je zisk z rozdílového zesilovače a A_{cm} zisk ze vstupu. Pokud CMRR je kolem 1000, pomáhá minimalizovat rušení z rozdílového odporu mezi elektrody.

Filtry

Signál je vhodné již před samotným převodem do digitální podoby odfiltrovat od nežádoucího rušení. Proti vysokým frekvencím je na vstupu připojena dolní propust

pro zajištění, že se budeme dále zabývat pouze námi chtěným signálem o frekvenci menší než 100 Hz. Následuje filtr pro odstranění rušení z rozvodné sítě. Jedná se o pásmovou zádrž s mezní frekvencí 50 Hz.

1.2.2 AD převodník

V tomto bloku se převádí analogový signál na digitální pomocí AD převodníků. Používají se převodníky s rozlišením 12 až 16 bitů.

Celý proces převodu analogového signálu na digitální se skládá z vzorkování, kvantování a kódování.

Při vzorkování je daný signál po určitých okamžicích rozdělen. Tato doba je vyjádřena jako vzorkovací frekvence. Tato frekvence určuje jak rychlé změny signálu můžeme zaznamenat. Pro přenos dat do určité frekvence je důležité dodržet Nyquistův teorém:

$$f_v > 2f_{\max} [s^{-1}].$$

Kde f_v je vzorkovací frekvence a f_{\max} je nejvyšší požadovaná frekvence, kterou chceme převést [7].

Kvantování se stará o přidělení nejbližší kvantovací hodnotě jednotlivým částem rozděleného signálu. Podle typu převodníku je rozdílným způsobem přidělována hodnota odpovídající úrovni signálu. Postup přidělení může být například komparační, kde je hodnota porovnávána s referenční hodnotou. Tato varianta je nejrychlejší. Případně může být například převodník s postupnou aproximací, kde se postupně porovnává úroveň vzorku při dané binární hodnotě s převáděnou hodnotou. U které úrovně se nejvíce přiblíží je označena jako výsledná hodnota.

1.2.3 Obvod pro zpracování a komunikaci s jiným zařízením

Hlavním úkolem je získávání dat z AD převodníku a následná úprava pomocí digitálních filtrů. Tento obvod se také stará o komprimování a odesílání dat do zařízení, v kterém bude následně zpracován. Mezi tyto zařízení patří například PC, PDA nebo mobilní telefon.

Úprava dat

Jedná se o další stupeň filtrování dat od šumu a artefaktů, které nám narušují měřený signál.

Sběr a přenos dat

Jsou využívány mikroprocesory s pamětí, aby bylo možné v případě potřeby data uchovat pro pozdější zpracování, nebo poslat přes některé z rozhraní např. USB, nebo RS-232 do PC. Před samotným přenosem je zde i prováděno komprimování dat, aby bylo omezeno množství potřebných prostředků na jejich přenos.

1.3 Metody odstranění artefaktů

Digitální filtry upravují kmitočtové spektrum vstupního signálu. Jejich funkce je možná jen na diskrétním signálu, proto je nutné před zpracováním mít signál již převedený z analogové formy na digitální. Při převodu signálu z analogového na digitální je dána určitá frekvence vzorkování. Tato frekvence následně limituje možnosti digitálních filtrů, jelikož musí platit Nyquistův teorém: Je potřeba vzorkovat dvakrát rychleji, než je nejrychlejší frekvence v signálu, kterou chceme zachovat [7].

$$f_v > 2f_{\max} [s^{-1}].$$

Při filtraci je nutné předpokládat, že dojde ke zkreslení signálu, jelikož signál je složen z harmonických složek. Při změně některé z těchto složek dochází k ovlivňování celkového tvaru signálu. To vede samozřejmě k odchylce mezi reálným signálem a signálem zaznamenaným po provedení filtrací.

Pro filtraci složek ze signálu se používají filtry horní propusti, dolní propusti nebo jejich kombinace, jako pásmová zadrž. V případě použití hardwarového filtru je využita kombinace rezistorů a kondenzátorů. Zpracování digitální tyto filtry dělí na filtr s konečnou impulzní odezvou (FIR, finite impulse response) a filtr s nekonečnou impulzní odezvou (IIR, infinite impulse response).

Filtr IIR, jedná se o filtr s nekonečnou impulzní charakteristikou. Filtr je rekurzivní to znamená, že je použita zpětnovazební smyčka. Stabilita IIR je závislá na rozložení pólů v jednotkové kružnici. Oproti filtru FIR je méně náročné na výpočetní výkon a dochází k menšímu zpoždění při jejich použití. Zato jejich návrh je náchylný na přesnost výpočtů koeficientů a je komplikovaný.

Filtr FIR je nerekurzivní filtr, který má konečnou impulzní charakteristiku. Oproti IIR je pomalejší, ale zato stabilnější. Jejich návrh není tak komplikovaný [4].

1.3.1 Detekce QRS

Pro správnou funkci některých filtrů a optimalizaci filtrů na odstranění kolísání izoelektrické linie je nutné nejdříve zjistit tepovou frekvenci. Ta je měřena jako

frekvence komplexu QRS. Takto frekvence je nadále používána jako mezní frekvence právě ve filtrech, které ovlivňují frekvenční spektrum EKG signálu ze strany od nulové frekvence.

Na určení frekvence je nejprve nutné detekovat referenční body v samotném signálu. Pro tento účel je nejvhodnější komplex QRS. Jedná se o posloupnost, která je oproti ostatním změnám v signálu znatelně větší. I přesto musí být detektor schopný pracovat správně při skokových změnách, nebo velkém stupni zarušení.

Výhodou detekce samotné je, že není potřeba zachovat původní signál co se týče přesné úrovně a je důležité zachovat pouze časový interval mezi R vrcholy.

Nejjednodušším způsobem je použití filtru pásmové propusti a to pouze pro frekvence od 10 až do 25 Hz [5]. V této oblasti se totiž nachází nejvíce energie komplexu QRS. Po provedení filtrace dojde k zvýraznění QRS. Následně je provedena detekce špiček. Ta se například provádí jako porovnání úseků, u kterých hodnota překračuje danou mez. Mez může být určena jako cca 80 % z maximální hodnoty signálu.

Pokročilejší metody využívají pro detekci znalosti tvaru komplexu QRS. Výhodou těchto metod je možnost použití i při značně zašuměném signálu. Nevýhodou je právě nutná znalost komplexu QRS, jejichž velikost se liší a nelze tedy dopředu určit tvar.

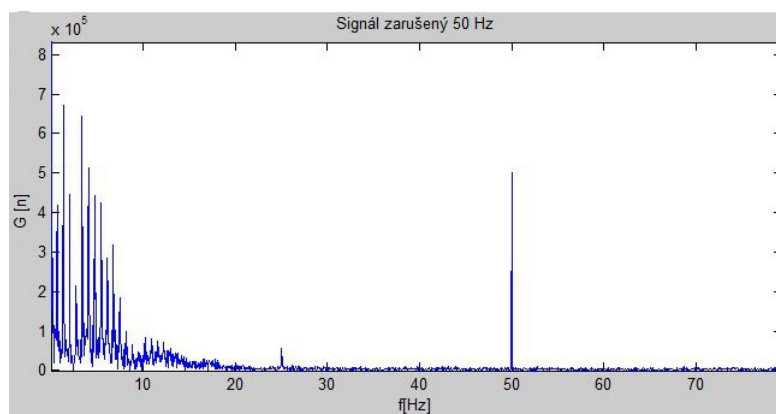
1.3.2 Rušení rozvodné sítě

Velikost síťového rušení záleží na okolnostech měření jako například, jestli se měřený subjekt nachází v blízkosti elektrické sítě. Pro co největší přesnost měření je tedy nutné nejdříve rozhodnout, jestli byl signál ovlivněn síťovým brumem či nikoliv. Pro toto rozhodnutí je možné využít spektrální analýzu pomocí diskrétní Fourierovy transformace. Bude se počítat pro prvky $F[m]$, když $k = [0, N - 1]$ a je dána tímto vzorcem [6]:

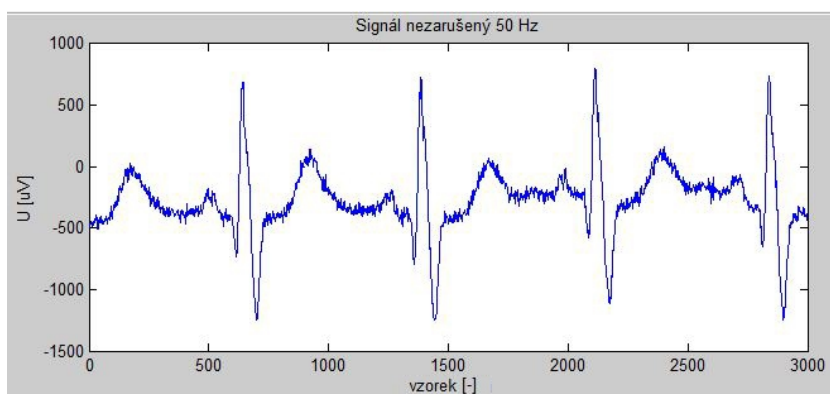
$$F[m] = \sum_{n=0}^{N-1} f[n] e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}.$$

Zde se bere v potaz, zdali je zde spektrální složka na frekvenci 50 Hz zastoupena s výraznou velikostí. Pokud tomu tak je, bude nutné ji odstranit. Příklad spektra EKG signálu zašuměného rozvodovým rušením je na obrázku 1.2. K tomuto účelu se používá pásmové zádrže. Ta je navrhována nejen pro frekvenci 50 Hz, ale také pro určité okolí této frekvence. Tudíž je počítáno i s proměnnou frekvencí rozvodné sítě.

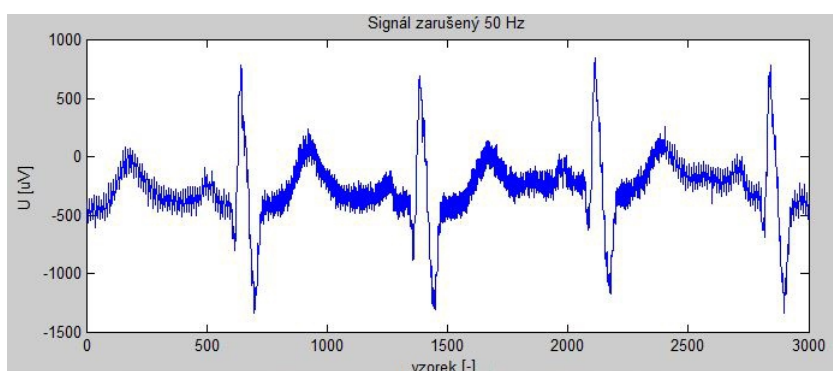
V případě, že nedochází k rušení a to, když je složka 50 Hz zastoupena nepatrně popřípadě vůbec, je výhodné aplikování pásmové zádrže na signál vůbec neprovádět. Mohlo by totiž vést ke zbytečnému zkreslení zpracovávaného signálu. Porovnání signálů je zobrazeno na obr. 1.3, kde nedošlo k rušení a na obr. 1.4, kde je 50 Hz složka výrazná. Další možností je použití Savitzky-Golay vyhlazovacího filtru.



Obr. 1.2: Frekvenční spektrum s 50 Hz brumem



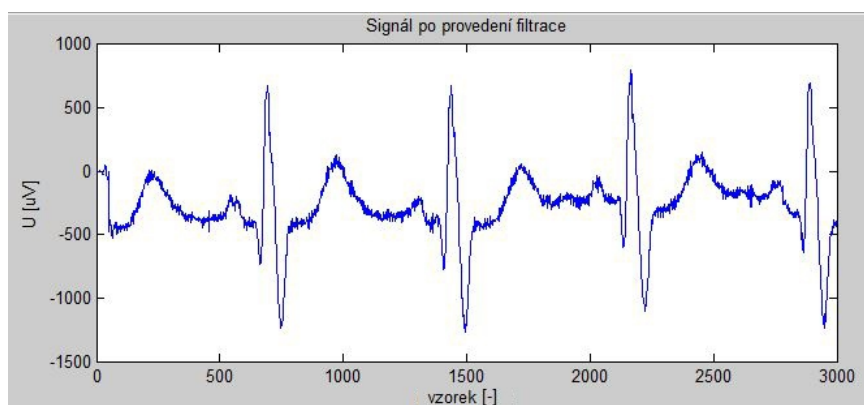
Obr. 1.3: Signál EKG bez 50 Hz brumu



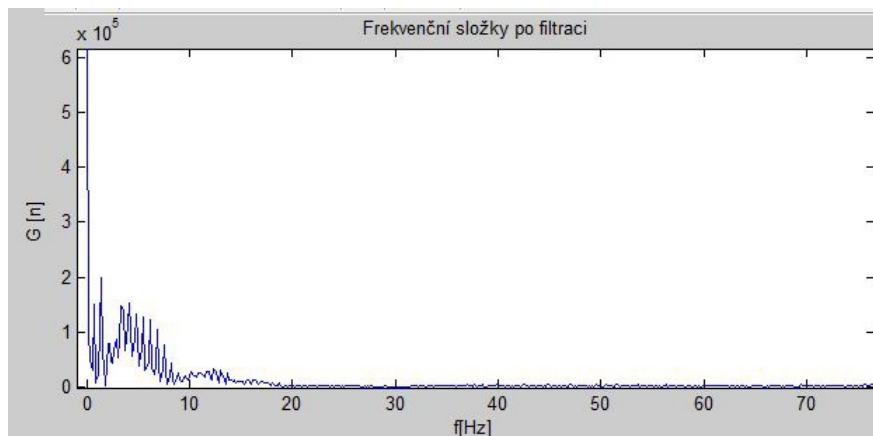
Obr. 1.4: Signál EKG s 50 Hz brumem

Pásmová zadrž

Jedná se o jednu z nejvíce používaných metod pro odstranění interference rozvodné sítě ze signálu EKG. K filtraci se používá filtr typu FIR. Jak bylo uváděno dříve, je nutné zajistit rezervu pro možné kolísání frekvence. Šířka pásmové zadrž se volí kolem 4 až 6 Hz. Tím bude zaručena účinnost i při kolísání rozvodné sítě. Na obr. 1.5 je možné vidět, jak při použití jednoduchého FIR filtru byl signál posunut a došlo ke zkreslení. Obr. 1.6 zobrazuje frekvenční spektrum takto odfiltrovaného signálu. Zde je možné vidět, jak jsou jednotlivé složky ovlivněné.



Obr. 1.5: Signál EKG po odfiltrování 50 Hz brumu



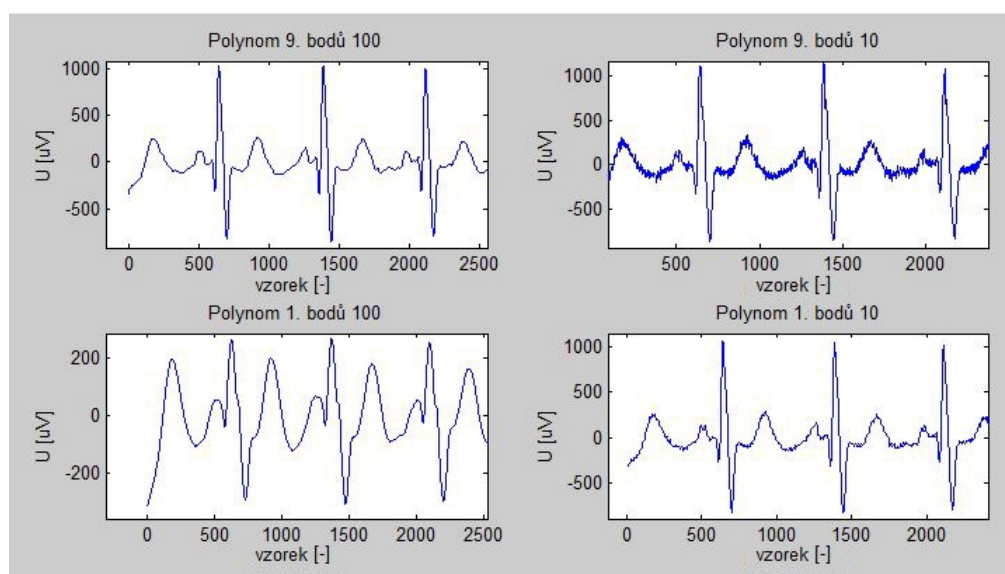
Obr. 1.6: Frekvenční spektrum po odfiltrování 50 Hz brumu

Savitzky-Golay filtr

Jedná se o algoritmus, který vyhlazuje signál za pomoci polynomů nízkého stupně. Při určování výsledné hodnoty je používána metoda posledních čtverců, kde se po-

mocí předchozích, aktuálních a následujících dat upravují data aktuální. Problematikou částí jsou začátky a konce signálu, jelikož zde jsou k dispozici pouze data pro provedení výpočtu z jedné nebo druhé strany signálu. Tento problém lze vyřešit posunutím startu a konce filtrování.

Funkce filtru je celkem jednoduchá. Každé vstupní hodnotě x_i , y_i je přidělen N_w počet bodů zprava a stejný počet zleva. Tím získáme $2N_w + 1$ hodnot, kterými povedeme polynom stupně menšího než je počet okolních bodů x_i . Z tohoto polynomu v bodu x_i určíme novou hodnotu. Tento proces se opakuje pro všechny vzorky na daném signálu. Pro správnou funkci musí být nalezena optimální hodnota stupně polynomu a počet okolních bodů, ze kterých se průměr počítá. Jak je vidět na obr. 1.7 míra vyhlazení signálu je závislá na obou parametrech. V případě zvolení špatné kombinace dojde k velkému zkreslení signálu. Podle grafů je patrné, že pro polynomy s vyšším řádem je signál méně vyhlazen. Pro počet bodů okolí, s kterými se počítá, to platí opačně. S větším počtem bodů je polynom ovlivňován více body a dochází tedy k výraznějšímu vyhlazení. S tím jde ale ruku v ruce míra zkreslení signálu. Při použití polynomu velmi nízkého stupně a velikého množství dat je signál zcela nepoužitelný pro další zpracování.

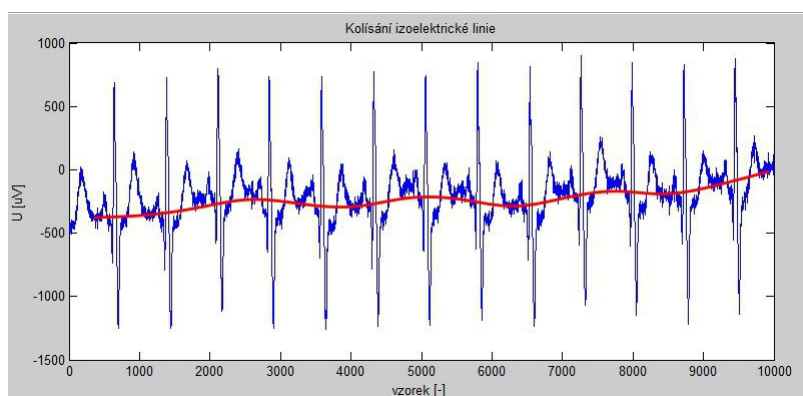


Obr. 1.7: Porovnání výsledných signálů s ohledem na parametry S-G filtru

Pro ideální výsledek, který bude sice vyhlazen, ale nezkreslen, by bylo vhodné použití adaptivního filtru, který by se přizpůsoboval aktuální oblasti. V oblasti QRS, kde se mění úroveň signálu velice rychle, je potřeba polynom vyššího stupně s malým počtem bodů. Naopak pro oblast TP, kde nejsou tak rychlé změny, by se mohl použít polynom menšího řádu pro více vzorků. Srovnání polynomu viz. obr. 1.7.

1.3.3 Kolísání izoelektrické linie

Toto rušení vzniká pomalým pohybem měřeného subjektu, jako je například dýchání. Při dýchání se mění vzdálenost elektrod od srdce a tím pádem i odpor těla. Může také být způsobeno špatným kontaktem elektrod. Pro kolísání izoelektrické linie bývá uváděn rozsah frekvencí do 0,5 Hz[5]. Pokud je ale subjekt vystaven zátěži, může se horní hranice posunout. Na obrázku 1.8 je patrné, že celá izoelektrická linie signálu je posunuta do záporného napětí. Pro větší přehlednost je do signálu doplněna křivka, která značí izoelektrickou linii červenou barvou. Nejjednodušší způsob jak odstranit toto rušení je použití horní propusti. Další metodou je například vynulování daných spektrálních složek.



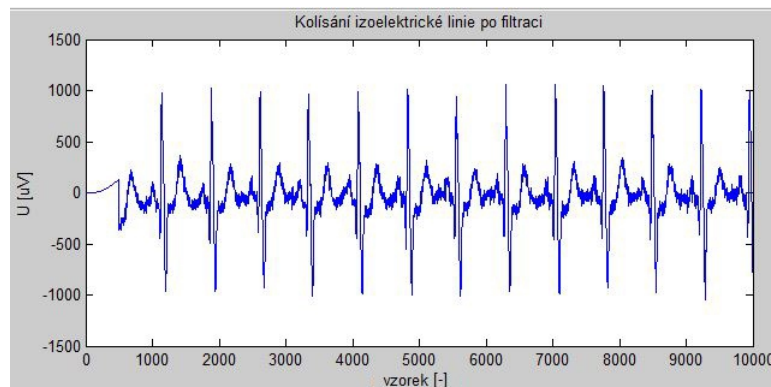
Obr. 1.8: Kolísání izoelektrické linie

Horní propust

Pro nejjednodušší odstranění kolísání izoelektrické linie se používá horní propust s mezní frekvencí $f_m = 1$ Hz[1]. Při použití této propusti dojde k eliminování nulové složky, která je příčinou posunu izoelektrické linie a také k odstranění složek do zvolené mezní frekvence. To se jeví jako výhodné, ale také může zapříčinit zkreslení. Ukázka použití FIR filtru horní propusti s mezní frekvencí $f_m = 1$ Hz je na obrázku 1.9. V porovnání s původním tvarem signálu je zde na první pohled patrné, že byla odstraněna stejnosměrná složka a signál je posunut ke středu. Dále také je vidět, že došlo k vyrovnání izoelektrické linie.

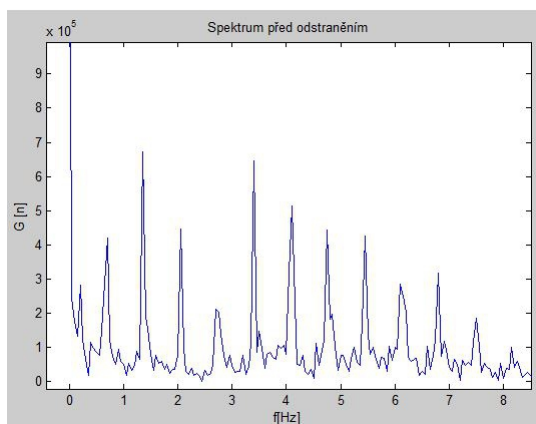
Vynulování spektrálních složek

V předchozí části byl použit filtr horní propusti. Ten ovlivňuje celé pásmo frekvencí. Při použití metody nulování spektrálních složek budou odstraněny pouze takové složky, které jsou menší než je mezní požadovaná frekvence. Metoda je založena



Obr. 1.9: Kolísání izoelektrické linie po filtraci

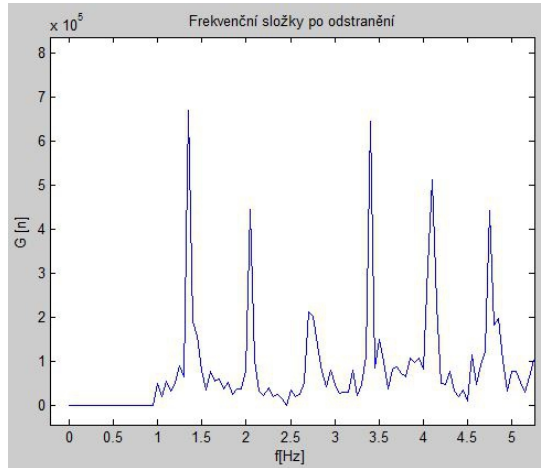
na převodu signálu na frekvenční spektrum obr. 1.10. Následně dojde k vynulování spektra na frekvencích do 1,5 Hz obr. 1.11. Tím se dosáhlo požadovaného vyrovnání izoelektrické linie, a nedošlo k posunutí signálu, jak to bylo při použití horní propusti. Výsledný signál je zobrazen na obr. 1.12. Následně je nutné spektrum převést nazpět za použití zpětné Fourierovy transformace. Tato metoda se oproti horní propusti zbaví signálu daných frekvenčních složek. Detail po použití horní propusti je na obr. 1.13, zde jsou vidět pozůstatky složek.



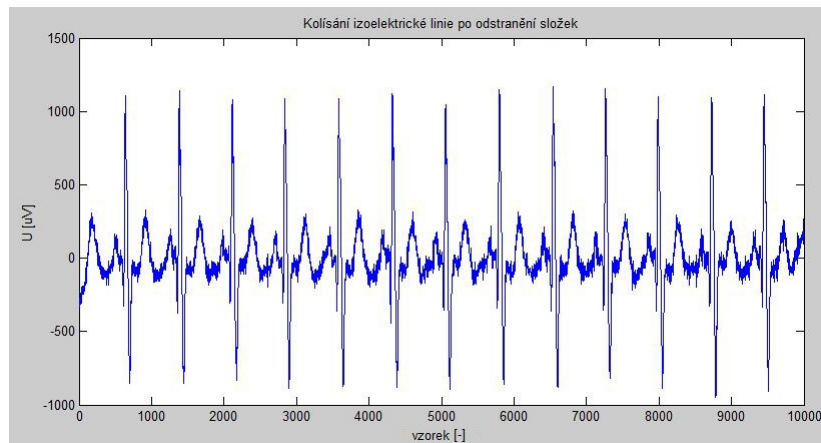
Obr. 1.10: Frekvenční spektrum původní

Diskrétní Walsh-Hadamardova transformace

Walsh-Hadamardova transformace je nejjednodušší nesinusovou ortogonální transformací. Její výpočet není náročný a vyžaduje pouze slučovací operace. Její výpočet je založen na Hadamardově čtvercové matici, jejíž prvky nabývají hodnot pouze 1 nebo -1.



Obr. 1.11: Frekvenční spektrum po vynulování

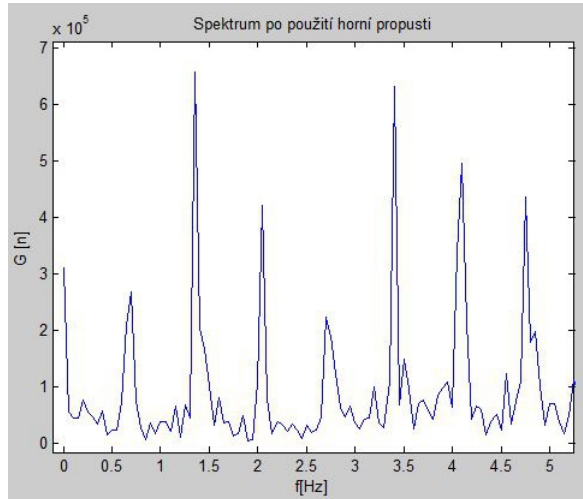


Obr. 1.12: Signál po vynulování složek

Tyto matice jsou značené H_{jj} a jedná se o symetrické čtvercové matice. Její rozměr může nabývat rozměry pouze násobku 2.

$$H_{22} = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix}$$

$$H_{44} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{pmatrix}$$



Obr. 1.13: Frekvenční spektrum po použití horní propusti

Výpočet transformace

Transformace je symetrická a tedy její inverzní funkce je až na faktor $\frac{1}{N}$ opačná. Pro signál $x(t)$ o délce N má tvar [15]:

$$y_n = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x_i WAL(n, i).$$

Kde n nabývá hodnot 1 až $N-1$.

Pro zpětnou transformaci má tvar v kterém i nabývá hodnot 1 až $N-1$:

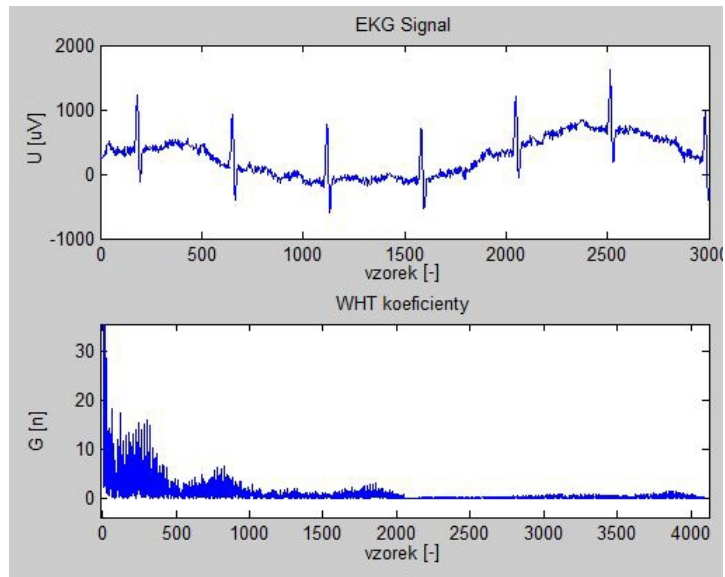
$$x_i = \sum_{n=0}^{N-1} y_n WAL(n, i).$$

Redukce šumu

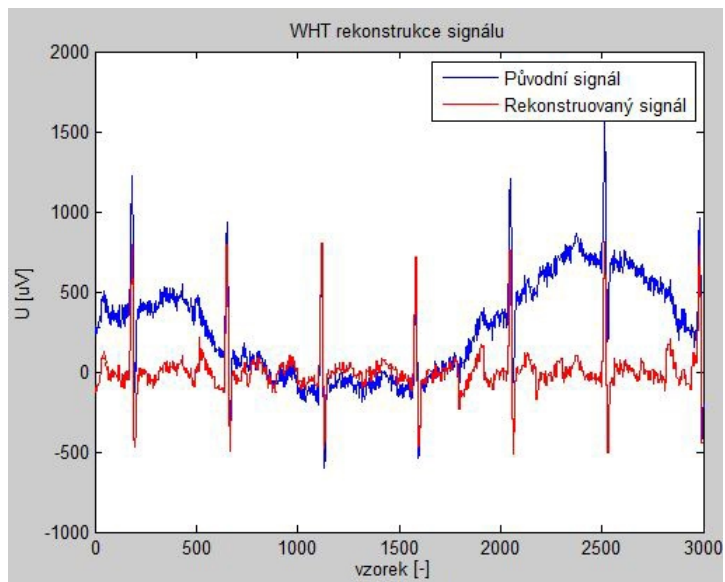
Jak je vidět na obr. 1.14 většina energie je umístěna v 1000 koeficientech. Kdyby byly další hodnoty vynulovány, mohlo by to pozměnit signál. Mírou tohoto nulování se ovlivní míra odstranění šumu, ale také úroveň zkreslení. Když navíc dojde k vynulování prvních 20 až 30 složek, zajistí se tím odstranění kolísání izoelektrické linie. Je to obdobný způsob jak při nulování složek FFT.

Rekonstrukce signálu

Po rekonstrukci inverzní transformací je signál z části zbavený šumu a je odstraněno kolísání izoelektrické linie. Výsledný tvar je vidět na obr. 1.15.



Obr. 1.14: Kolísání izoelektrické linie po filtraci



Obr. 1.15: Rekonstrukce signálu

1.3.4 Elektromyografický šum

Nejvíce problematickým šumem v EKG signálu je právě tento druh šumu. Vzniká pohybem svalů a nemá tedy pevně definovanou frekvenci, která navíc je v průběhu měření proměnná. Jejich frekvence bývá uváděna většinou do 20 Hz. Když se vezme v potaz to, že jeho amplituda může být výrazně větší než je signál EKG a může dojít k přesycení zesilovače[1]. Je vhodnější šumu předcházet, jelikož může úplně znehodnotit signál, a ten nebude již možné použít. Použití pásmového filtru není možné, byl by odfiltrován i samotný EKG signál. Je tedy nutné k filtrování tohoto šumu postupovat jiným způsobem.

Pro metody měření, kdy je k dispozici více elektrod a tedy i více vzorků stejného signálu, používá se metoda, která detekuje rozdíly mezi jednotlivými signály. To je možné díky různé pozici elektrod. Například, když měřený subjekt pohne rukou, vytvoří se impuls na elektrodách, které jdou v okolí svalů potřebných na tento pohyb. Ale pro elektrodu upevněnou na noze, nebude tento impuls změřen s tak velkou amplitudou.

Další způsoby jsou založeny na znalosti pozice komplexu QRS. Jedná se o kumulační metodu, jejíž výsledkem je průměr několika předchozích cyklů. Počet cyklů který průměrujeme se odvíjí na čistotě výsledného průběhu. Nicméně díky tomuto průměrování dochází k možnému zkreslení pokud jeden z cyklů má jiný tvar a je pro nás důležitý.

Zde je také možné použít Savitzky-Golay filtr, ale jeho použitelnost bude záviset na míře zarušení. Bude-li signál zarušen na takovou úroveň, že průměrná hodnota úseku mezi R špičkami se bude blížit k velikosti samotné R špičky, pak již nebude tuto metodu možno použít.

1.3.5 Vlnková transformace

Vlnková (z Ang. wavelet) transformace, díky její schopnosti lokalizace událostí ve spektru, je používána při analýze zašuměného nebo neperiodického signálu. Pomocí vlnkové transformace vytváříme časovou analýzu signálu, což je umožněné díky vlnkám - bázovým funkcím. Ty jsou nenulové v konečném úseku signálu, tím pádem každá hodnota je ovlivněna pouze daným úsekem signálu. Pro funkci $f(t)$ je definována jako [8]:

$$Wf(a, b) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)\varphi_{a,b}^*(t)dt.$$

Kde * značí komplexní konjugaci $\varphi(t)$. Tvar pro její výpočet je odvozen od základní vlnky. Statický tvar vlnkové transformace je podobný jako klasická vlnková transformace, s rozdílem, že nedochází k podvzorkování a na každém stupni rozkladu jsou filtry převzorkovány.

Pro optimální odstranění šumu ze signálu za pomoci vlnkové transformace je celý postup rozdělen do tří částí:

1. Rozložit signál na N úrovní použitím vlnkových podmínek a získat přibližné a přesné koeficienty.
2. Zmenšit koeficienty úrovní pomocí prahování.
3. Zrekonstruovat odrušený signál pomocí zmenšených koeficientů.

Rozklad

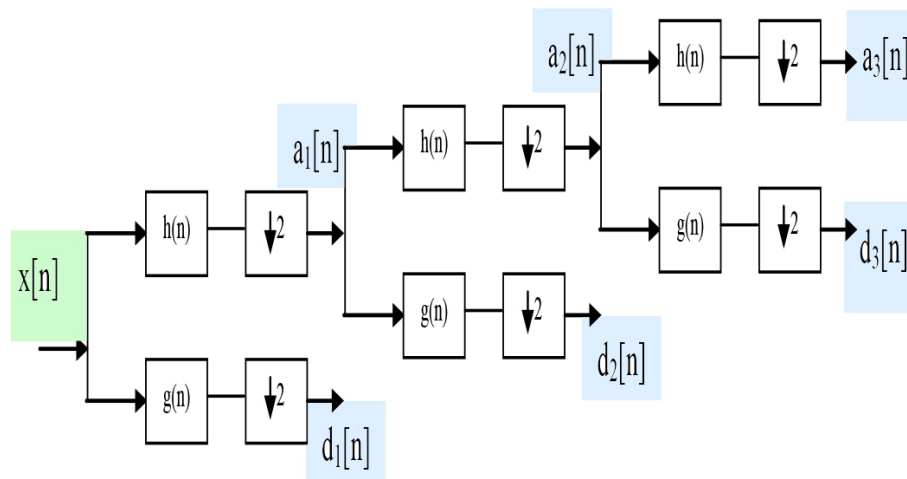
Rozkládání signálů pomocí statické vlnkové transformace je pro funkci $f(n)$ dán pomocí rovnic [9]:

$$scA_{\epsilon_1, \dots, \epsilon_n}^n = h^{n-1} * scA_{\epsilon_1, \dots, \epsilon_{n-1}}^n, n = 1, \dots, N$$

$$scD_{\epsilon_1, \dots, \epsilon_n}^n = g^{n-1} * scA_{\epsilon_1, \dots, \epsilon_{n-1}}^n, n = 1, \dots, N$$

scD_{ϵ}^n je přibližný tvar a scA_{ϵ}^n je přesná část signálu. Filtr dolní propusti značí h^n a g^n je horní propust.

Při vlnkové analýze je signál na různých frekvenčních pásmech rozčleněn na hrubou aproximaci a detailní informace. Následně pomocí dvou funkcí je upraven. Jedná se o škálovací funkci (dolní propust) a vlnkovou funkci (horní propust). Signál je těmito filtry přefiltrován pro získání různých frekvenčních pásem. Na obr. 1.16 je zobrazen výchozí signál $x(n)$, který vstupuje a následně je pomocí dolních propustí $g(n)$ a horních propustí $h(n)$ rozdělen na detailní informace $d_j(n)$ a hrubou aproximaci $a_j(n)$. Pro úplný rozklad musí být signál násobkem 2^n , kde n je stupněm rozkladu.



Obr. 1.16: Znázornění postupného filtrování signálu

1.3.6 Filtrace

Jedná se o úpravu jednotlivých koeficientů pomocí prahování. Existují dva druhy prahování:

1. Tvrdé prahování, při němž je hodnota srovnávaná s prahem a pokud je větší, pak zůstane nezměněna. Pokud ale je nižší než prahová hodnota, dojde k jejímu vynulování.
2. Měkké prahování má za následek vynulování menších hodnot koeficientu než je práh, stejně jak je tomu u tvrdého prahování. Rozdíl je však u hodnot vyšších než práh, kde dochází k upravení. A to podle vzorce $x = \text{sign}(x)(|x| - \lambda)$.

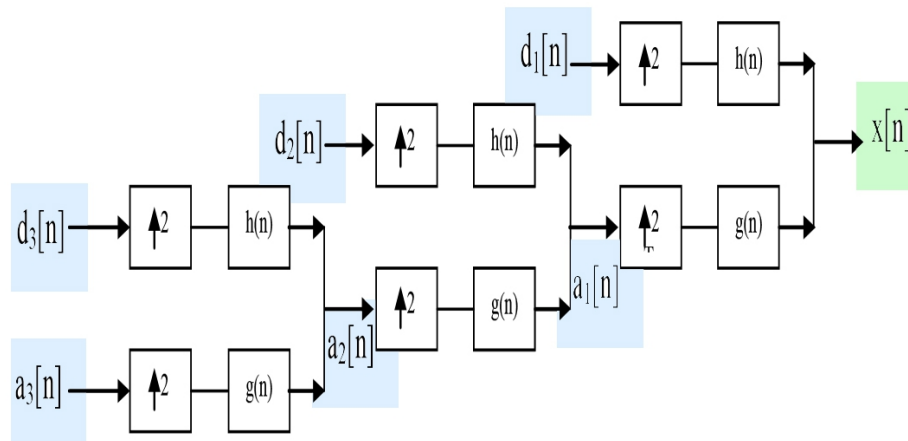
Pro správnou filtraci musí být nalezena hranice prahu, která bude vyhovovat nejvíce. Jako univerzální práh lze použít hodnota z Gaussova rozložení bílého šumu [10]:

$$\lambda = \sigma_w \sqrt{2 \ln(n)}.$$

σ je značena směrodatná odchylka šumu w a n značí počet vzorků signálu. Tím pádem na délce signálu závisí i velikost prahové hodnoty.

Rekonstrukce

Rekonstrukce signálu probíhá zrcadlově oproti rozkladu, zobrazeno na obr. 1.17.



Obr. 1.17: Znázornění rekonstrukce signálu

1.3.7 Hilbert-Huangova transformace

Výsledkem transformace jsou vnitřní funkce Hilbert-Huangovy transformace (IMF) společně s trendem a okamžitými frekvenčními daty. Tato metoda je navržena pro zpracování nestacionárních a nelineárních dat. Základní myšlenkou je, že jakýkoliv signál může být rozložen na konečný počet složek, které jsou vnitřní funkce signálu. Proto základem Hilbert-Huangovy transformace je právě tento rozklad na jednotlivé složky. Je definováno, že IMF jsou kterékoliv funkce, které mají stejný počet extrémů a nulové přechody s jejich obálkou a jsou symetrické kolem nuly. Rozklad je založen na místní charakterizaci časové osy. Je možné tuto transformaci použít na nestacionární a nelineární data. Hilbert-Huangova transformace je složena ze dvou kroků, první je empiricky rozklad (EMD) a druhý je samotná Hilbertova transformace.

Empiricky rozklad

Slouží k rozkladu signálu na vnitřní funkce Hilbert-Huangovy transformace pomocí serie posunů. Určuje také, kdy signál neobsahuje již žádné významné složky. Poslední získaná složka je označována jako zbytek. Proces je složen z těchto částí [11]:

1. Identifikování všech extrémů daného signálu $x(t)$. To jsou minima $x(t)_{\min}$ a maxima $x(t)_{\max}$.
2. Pro stopování minim a maxim použít odpovídající splyne
3. Vytvoření průměrné obálky každého bodu:

$$m(t) = \frac{x_U(t) + x_L(t)}{2}.$$

4. Odečtení průměrné obálky od originálního signálu:

$$h_1 = x(t) - m_1.$$

5. Pokud signál splňuje požadavky, platí $c_t = h(t)$. Jestliže nesplňuje poté se extrahuje zbytek:

$$r = x(t) - m(t).$$

Pokud jsou podmínky splněny, stane se signál $h_1(t)$ výchozím a kroky 1 až 4 se opakují:

$$h_{11} = h_1 - m_{11}.$$

Jakmile je dosaženo požadovaného opakování k nalezení h_{1k} vnitřních funkcí Hilbert-Huangovy transformace. Po tomto procesu jsou data prezentována v následující rovnici:

$$x(t) = \sum_{j=1}^n c_j + r_n$$

Hilbertova transformace

Druhým krokem je Hilbertova transformace, díky ní je nalezena amplituda a frekvence signálu. Použitím na vnitřních funkcích Hilbert-Huangovy transformace původního signálu z předchozího kroku, je získána celková časově-frekvenční reprezentace. Hilbertova transformace $x(t)$ je dána vzorcem [11]:

$$y(t) = \frac{1}{\pi} P \int \frac{x(t')}{t - t'} dt'.$$

Kde P je Cauchyho (hlavní) hodnota integrálu.

Nyní je součtem těchto dvou hodnot reálné a imaginární získán analyzovaný signál:

$$z(t) = x(t) + iy(t) = a(t)e^{i\Phi(t)}.$$

Amplituda je dána:

$$a(t) = \sqrt{x^2(t) + y^2(t)}.$$

Fáze je vyjádřena jako:

$$\Phi(t) = \operatorname{arctg}\left(\frac{x(t)}{y(t)}\right).$$

Z toho je možné vypočítat okamžitou frekvenci:

$$\varpi(t) = \frac{d\Phi(t)}{d(t)}.$$

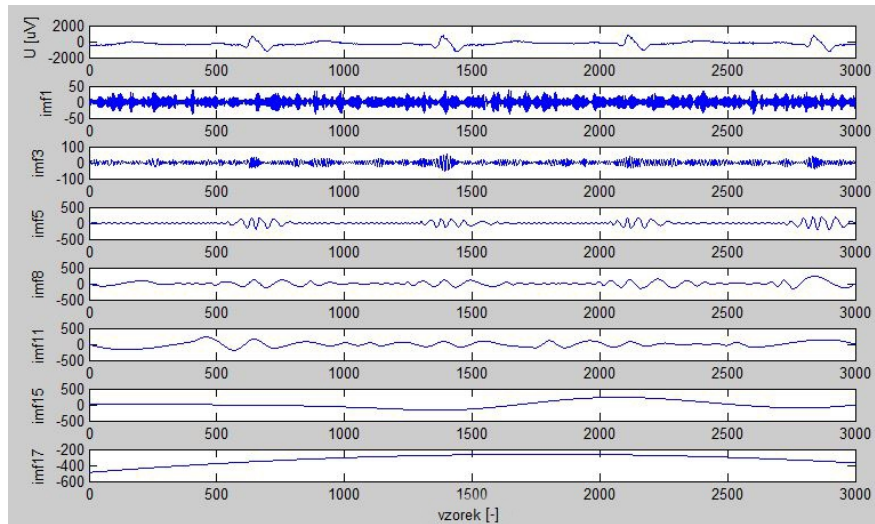
Pokud tedy se jedná o signál $x(t)$ je možné jej vyjádřit Hilbert-Huangovou transformací jako:

$$x(t) = \operatorname{Re} \sum_j^n = 1a_j(t) \exp(i \int \varpi_j(t) dt).$$

Odstranění šumu

Po rozložení signálů do jednotlivých funkcí, je stále šum a užitečný signál sloučen. Při filtrování se ale nyní nepracuje s celým signálem, ale s jednotlivými koeficienty. Pro odstranění šumu, který má menší amplitudu než užitečná data, se používá tvrdé nebo měkké prahování podobně, jak je tomu i u vlnkové transformace. Prahování je proces, který porovnává hodnotu signálu s zadaným prahem. Najde-li větší hodnotu než práh, tak ji zachová popřípadě upraví. Najde-li ale hodnotu menší, dojde k jejímu vynulování.

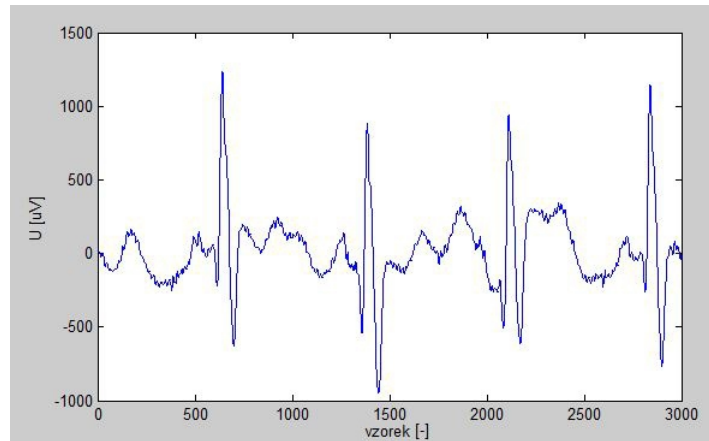
Na příkladu zobrazeném na obr. 1.18 je originální signál rozložen do 17 vnitřních funkcí. IMF s číslem 17 až 16 budou vynulovány, díky tomu se předejde kolísání izoelektrické linie. Pro vnitřní funkce Hilbert-Huangovy transformace od 1 až do 3 bude provedeno prahování. Díky tomu dojde k odstranění vysokofrekvenčního šumu a 50 Hz rušení.



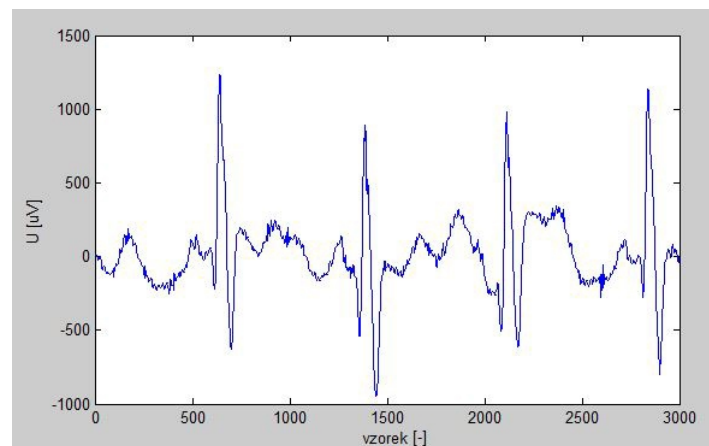
Obr. 1.18: Signál rozložen na jednotlivé vnitřní funkce Hilbert-Huangovy transformace

Rekonstrukce

Následuje provedení rekonstrukce signálu po odstranění šumu. Pokud jsou prahy zvoleny správně, dojde k úspěšné rekonstrukci signálu, který je bez šumu. Na obr. 1.19 je zobrazen signál po použití měkkého prahování s koeficientem 28. Na obr. 1.20 je signál zobrazen po použití tvrdého prahování se stejným koeficientem. Testováno bylo prahování tvrdé a měkké. Tvrdé prahování spočívá v nahrazení všech hodnot, které mají svoji absolutní hodnotu menší než je hodnota požadována, nulou. Měkké prahování kromě vynulování menších hodnot, taky ovlivní ostatní hodnoty, a to tak, že od nich odečte hodnotu prahování.



Obr. 1.19: Signál po použití prahování měkké



Obr. 1.20: Signál po použití prahování tvrdé

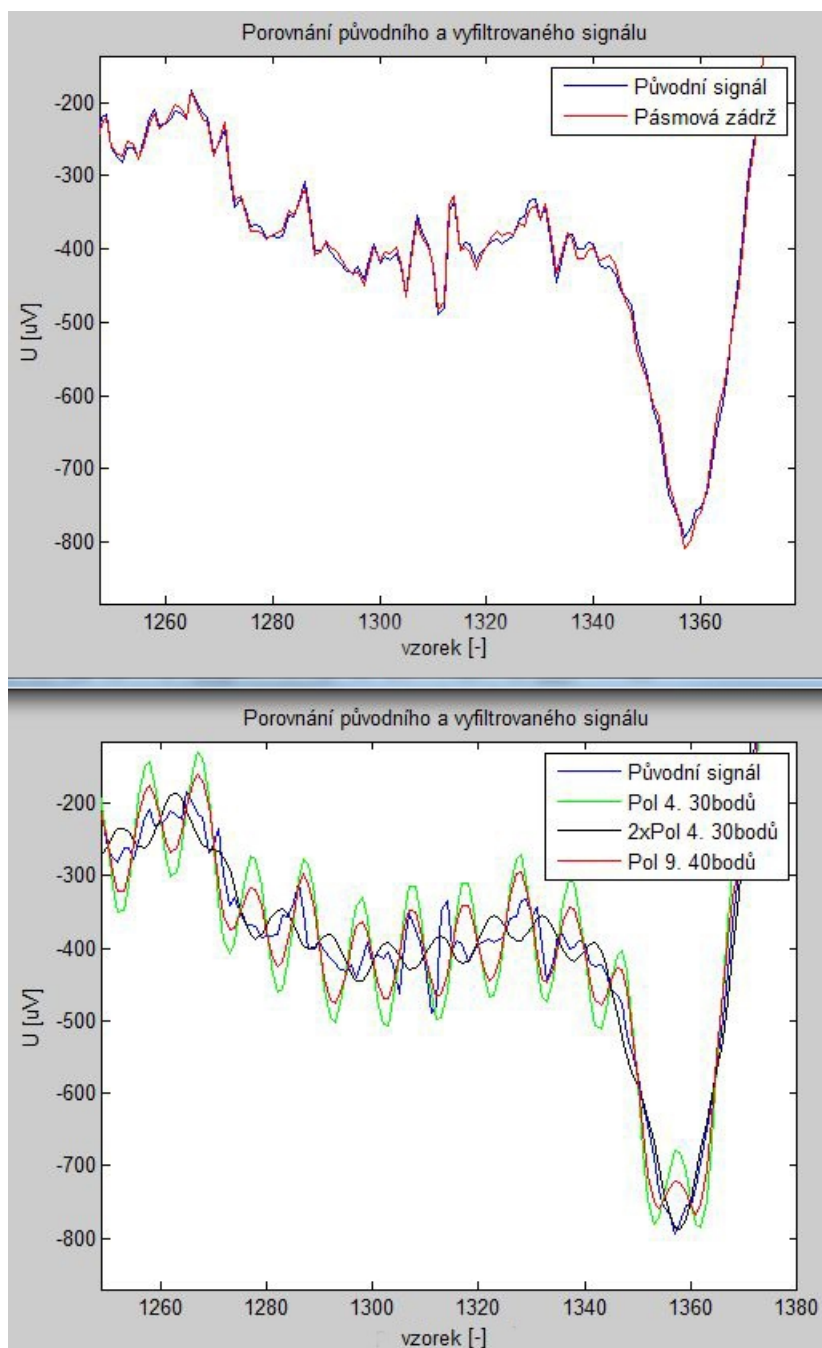
1.4 Porovnání vybraných metod

V následující části bude provedeno porovnání metod odstranění artefaktů. Testování bude prováděno na těchto signálech: 101m.mat až 107m.mat. Jedná se o záznamy pro dvousvodový systém. Délka signálu je 1 minuta [13].

1.4.1 Rušení rozvodné sítě

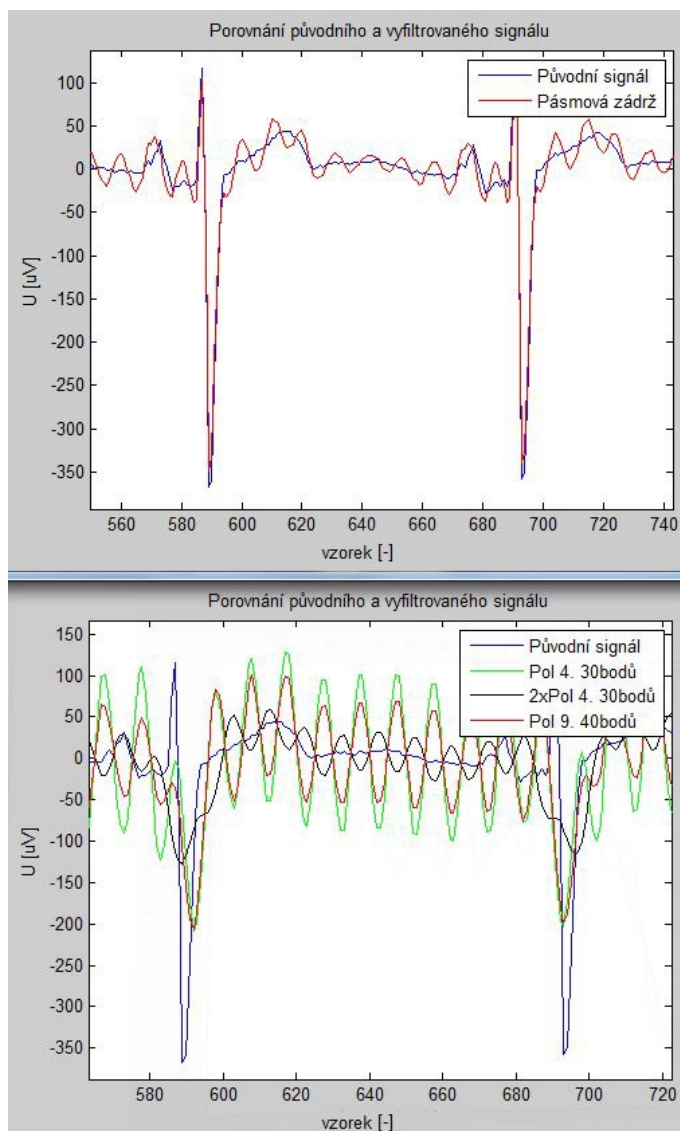
Pro odstranění rušení rozvodné sítě byl testován FIR filtr - pásmová zádrž a Savitzky-Golayovův filtr, který pracuje na základě polynomů. V případě vzorků s vysokou vzorkovací frekvencí $f_{vz} = 1000$ Hz byl signál při použití filtrování pomocí polynomů zkreslen více, než tomu bylo při filtrování pomocí pásmové zádrže. Na obr. 1.21 je zobrazeno detailní porovnání původního signálu (modře) a signálů zpracovaných.

Na vrchním grafu je zobrazen červeně signál, na který bylo použito pásmové zadrž s frekvenčním rozsahem 47 Hz až 53 Hz. Na druhém grafu je znázorněno použití polynomů a to s následujícími parametry: zeleně je polynom 4. řádu pro 30 bodů, červeně polynom 9. řádu pro 40 bodů a černě polynom, který vznikl opakováním předchozího filtrování pro polynom 4. řádu pro 30 bodů.

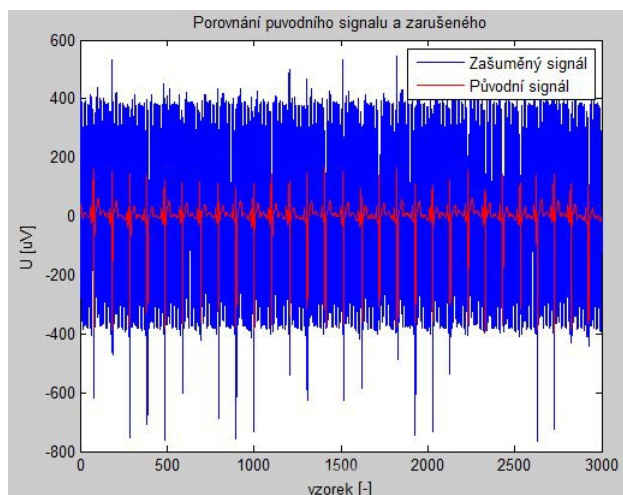


Obr. 1.21: Detailní porovnání FIR a Savitzky-Golayova filtru pro vzorkovací frekvenci $f_{vz} = 1000$ Hz

Pro případ, že byl signál zarušen více a vzorkování bylo pouze $f_{vz} = 250$ Hz, je Savitzky-Golayovův filtr naprosto nepoužitelný viz obr. 1.22. Na prvním grafu je zobrazen červeně signál, na který bylo použito pásmové zadržky s frekvenčním rozsahem 47 Hz až 53 Hz. Na druhém grafu je znázorněno použití polynomů a to s následujícími parametry: zeleně je polynom 4. řádu pro 30 bodů, červeně polynom 9. řádu pro 40 bodů a černě polynom, který vznikl opakováním předchozího filtrování pro polynom 4. řádu pro 30 bodů. Relativně slabý signál EKG byl zarušen 50 Hz signálem o větší síle. Pro porovnání je na obr. 1.23 zobrazen zašuměný signál modře a červeně signál původní.



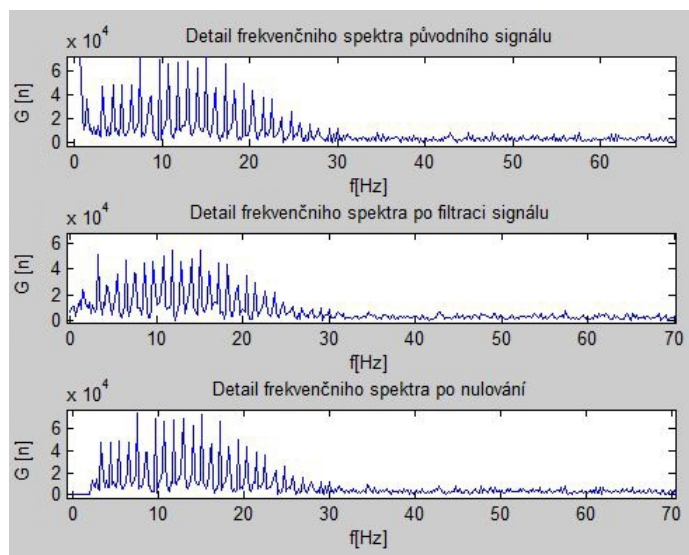
Obr. 1.22: Detailní porovnání FIR a Savitzky-Golayova filtru pro vzorkovací frekvenci $f_{vz} = 250$ Hz



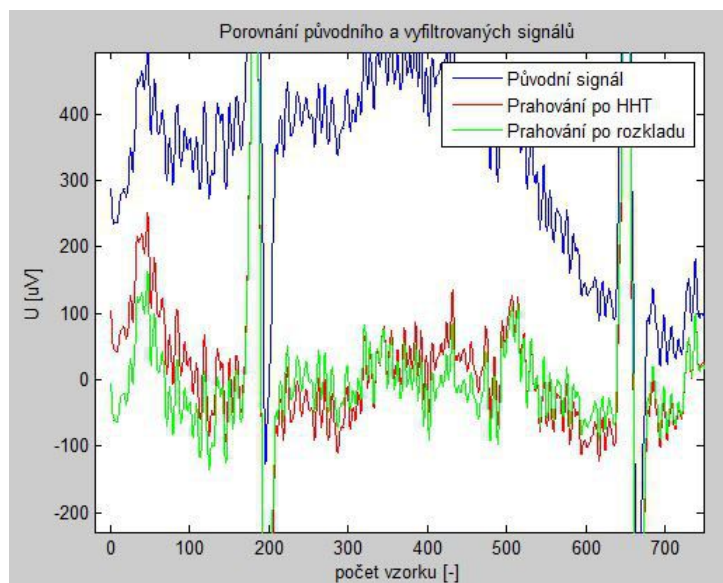
Obr. 1.23: Signál zašuměný a původní

1.4.2 Odstranění kolísání izoelektrické linie

Pro odstranění kolísání izoelektrické linie bylo vybráno porovnání mezi horní propustí s mezní frekvencí 2 Hz a metodou nulování spektra. Při použití horní propusti je na spektru vidět zbytky v daném odfiltrovaném rozsahu viz obr. 1.24. Vlivem použití filtru docházelo k nepatrnému zkreslení. Použití nulování spektra se jeví jako vhodnější možnost, ale je podmíněna zpracováním signálu po delších blocích. Na obr. 1.25 je zobrazen rekonstruovaný signál.



Obr. 1.24: Detail porovnání spektra



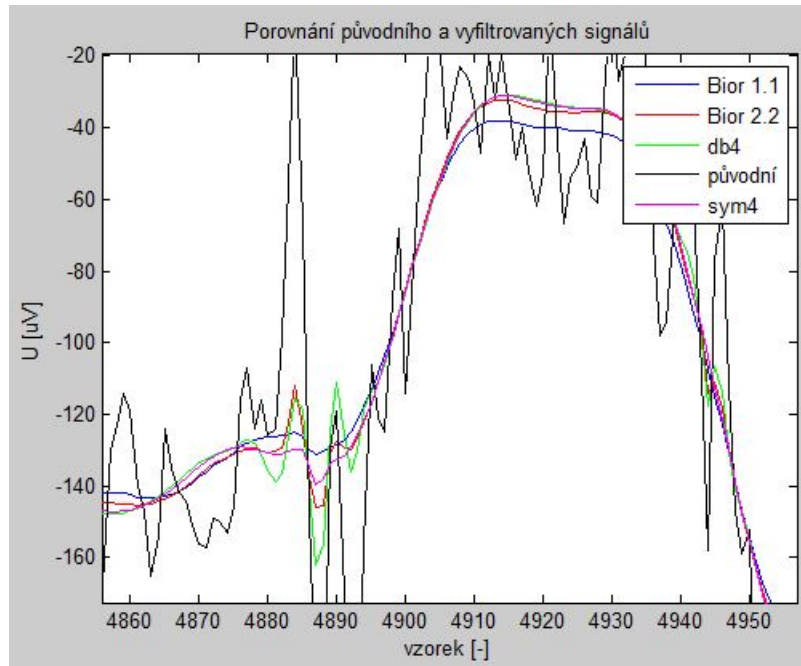
Obr. 1.25: Detail rekonstruovaného signálu

1.4.3 Elektromyografický šum

Odstranění tohoto druhu šumu je nejobtížnější, a proto zde dochází k největšímu zkreslení. Porovnávanými metodami je použití vlnkové transformace a Hilbert-Huangovy transformace. Základem obou těchto metod je rozložení signálu na koeficienty. U vlnkové transformace pomocí kombinace filtrů horní a dolní propusti. U Hilbert-Huangovy transformace dochází k rozkladu pomocí empirického rozkladu.

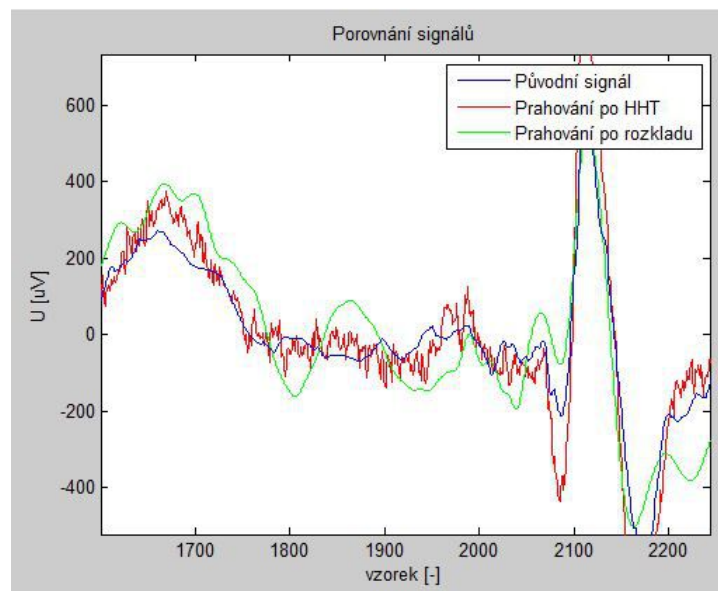
U vlnkové transformace bylo použito Wavelet Toolbox v Matlabu, konkrétně SWT Denoising 1-D. Z vybraných vlněk se nejvíce osvědčilo použití Symlets 4 při rozkladu signálu na 4 úrovně. Je to způsobeno tím, že vlnka *sym4* má velice podobný tvar jako EKG signál. Ačkoliv *sym5* je více podobný k EKG, dochází k většímu zkreslení signálu. Na obr.1.26 je možno vidět porovnání mezi původním signálem, *sym4*, Biorthogonal 1.1, Bior 2.2 a Daubechies 4.

Při použití Hilbert-Huangovy transformace bylo testováno prahování před rozkladem a po rozkladu. Z výsledku vyplývá, že je nutné přijít na ideální prahovací mez, ale jednotnou pro všechny prvky vnitřních funkcí Hilbert-Huangovy transformace. Když byla použita taková, že se dopočítávala na určité procento z velikosti každé IMF, docházelo k značnému zkreslení signálu a použití prahování před Hilbertovým rozkladem bylo efektivnější. Na obr. 1.27 je tato situace znázorněna.

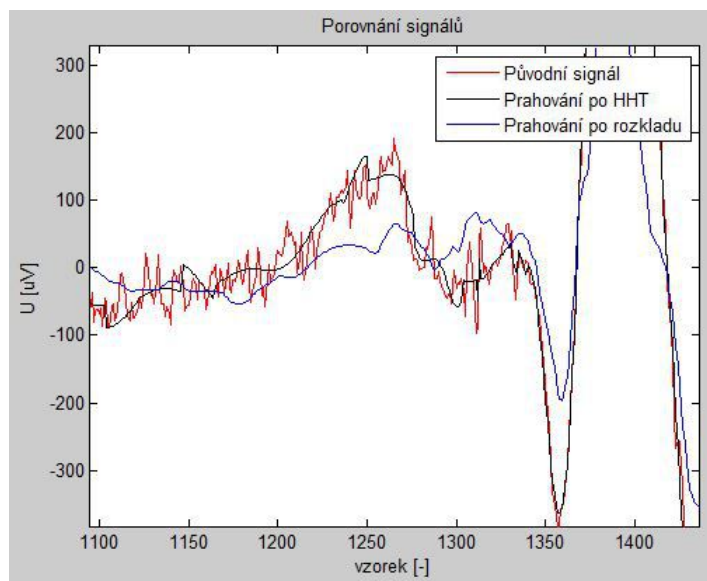


Obr. 1.26: Porovnání použití vlnek

Při prahování jednotném bylo použití Hilbert-Huangovy transformace efektivnější a lépe zpracovalo signál. Na obr. 1.28 porovnání použití stejného prahu před a po Hilbertově rozkladu.

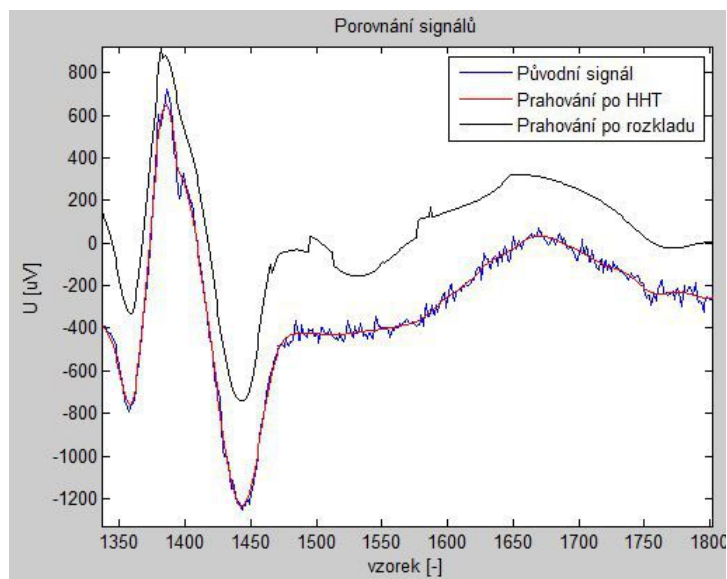


Obr. 1.27: Porovnání adaptivního prahování



Obr. 1.28: Porovnání stejného prahu

Následně byly porovnány výsledky při použití statické vlnkové transformace a Hilbert-Huangovy transformace. Z porovnání je patrné, že pro rekonstrukci signálu je lepší použít statickou vlnkovou transformaci. A to o přes to, že při využití Hilbert-Huangova transformace je signál zbaven kolísání izoelektrické linie, nicméně dochází k značnému zkreslení. Tudíž je lepší využít statickou vlnkovou transformaci s předřadným filtrem pro odstranění kolísání izoelektrické linie. Pro porovnání zkreslení obr. 1.28 znázorňuje detail použití statické vlnkové transformace a Hilbert-Huangovy transformace pro odstranění šumu.



Obr. 1.29: Porovnání statické vlnkové transformace a Hilbert-Huangovy transformace

1.5 Komprese

U dat obecně, které chceme uchovávat nebo přenášet je vhodné šetřit jejich objemem, k tomu slouží komprese. Zajistí se tak, že požadavky na velikost paměti, spotřeby zařízení a doby potřebné na přenos dat, mohou být menší, než by byly v případě přenosu surových dat. Kompresi můžeme dělit na bezztrátovou kompresi, nebo ztrátovou kompresi. Základním principem obou druhů je odstranění dat, která se opakují, nebo mohou být odvozena od zachovaného signálu.

V případě měření EKG se používá vzorkovací frekvence $F_{vz} = 500$ Hz a data jsou snímána 12bytovým převodníkem dostáváme se na 48 Kb/s to znamená, že celkový objem dat za 1 minutu je 2,88 Mb. Jedná se o množství dat z jednoho kanálu. Využívá kanálu 12. V dnešní době to sice není již obrovské množství dat pro ukládání, ale některé monitorování EKG signálů může trvat i desítky hodin nebo dnů a tak je komprese nezbytná. Může také dojít k odesílání dat přes mobilní sítě, které mají omezenou rychlost a množství odeslaných dat je zpoplatněno.

Pro zpracování signálu je využíváno dvou algoritmů. Jeden je nazýván kodér a druhý dekodér. Pro kodér je nezbytné najít vhodným způsobem data, která může nahradit nebo vynechat. U dekodéru je úkol opačný podle použité metody komprese doplňuje ony vypuštěné informace zase zpátky a tak vytváří obraz dat. I když se může jednat o zrcadlové algoritmy, mohou být rozdílné výpočetní nároky pro zpracování a z toho plynoucí i časové rozdíly. Algoritmy lze hodnotit podle rychlosti, kompresního poměru a ztrátovosti.

1.5.1 Bezztrátová komprese

Pro bezztrátovou kompresi platí, že dané informace je možné obnovit, a to bez jakýchkoliv ztrát. Používá se pro data, která musí být komprimována tak, aby nedošlo ke zkreslení. Tyto metody mívají malé kompresní poměry.

Proudové kódování

Je nejjednodušší bezztrátovou kompresí a patří mezi jednorůchodové metody. To znamená, že na zpracováváný signál je algoritmus použit pouze jedenkrát. Jeho princip je založen na redukování prvku, které se po sobě se opakují. Tím je vhodný pro signály stacionární nebo takové, které mají dlouhé neměnné úseky.

Pro příklad: skupina hodnot 1113344444333 bude zakódována proudovým kódováním na 31235433. Jak je vidět první číslo ze dvojice označuje počet opakování a druhé číslo je hodnota, která má být opakována. Účinnost komprese, nebo-li kompresní poměr CR je dán poměrem mezi původní velikostí SV a velikostí komprimovaných dat SK [14]:

$$CR = \frac{SV}{SK}.$$

Pro tento příklad je komprese $KP = 0,615$. Kdyby byla ale posloupnost následná 134233211111 bude výsledné slovo 11131412231251 a jeho kompresní poměr pak bude $KP = 1,17$. V tomto případě nedošlo k úspěšné kompresi a výsledná posloupnost zabírá více prostoru.

Toto kódování je možné zlepšit pro signály, u kterých jsou větší úseky dat se stejnou hodnotou, ale obsahuje i mnoho různých dat. Metoda je obdobná jen s tím rozdílem, že pokud bude daná hodnota pouze jednou, bude výsledná daná hodnota shodná. Bude-li se ale hodnota po sobě opakovat, před prvním znakem z dvojice označující počet opakování se umístí speciální znak určující skutečnost, že se jedná o opakovanou hodnotu. Výsledkem pak tedy bude 1342332C51. Pro tento případ došlo k úspěšné kompresi s kompresním poměrem $KP = 0,83$.

Huffmanovo kódování

Jedná se o statistické kódování, což znamená, že při kódování se určuje pravděpodobnost znaků. Je sestavena tabulka znaků a ty které se vyskytují nejčastěji jsou následně zakódovány nejkratší kódem. Huffmanovo kódování je dvouprůchodové. Při prvním průchodu dochází k sestavení pravděpodobností výskytu hodnot. Při druhém průchodu dochází k přidělení kódu, který má rozdílnou délku, právě podle pravděpodobnosti výskytu. Správnost dekódování kódu s různou délkou je zajištěna tím, že znaky jsou navrhnuty jako prefixový kód. To znamená, že žádný kód není součástí jiného.

Move-to-front

Je využit podobný princip jako u Huffmanova kódování, jen je sestavena tabulka nejen z jednotlivých hodnot, ale může být i z úseku signálu. Každý výskyt poté odkazuje na tabulku hodnot a nese informaci o své pozici v posloupnosti. To vede k tomu, že často se objevující znaky budou mít nízké indexy pozic v tabulce a ty ojedinělé budou mít dlouhé indexy z konce tabulky hodnot.

1.5.2 Ztrátová komprese

U ztrátové komprese je dosahováno mnohonásobně vyšší komprese než u bezztrátové. Je ji možné použít pouze v případě, že není důležité po dekompresi získat přesný obraz originálních dat. Je zde nutné počítat nejen s kompresním poměrem, ale i se ztrátovostí.

Vlnková transformace

Kompresi pomocí vlnkové transformace je možné zařadit do ztrátové komprese i navzdory faktu, že po provedení samotné transformace by došlo k zvětšení objemu dat. Pro zmenšení dat se tedy musí ještě použít prahování. To zajistí, že hodnoty blízké nule budou změněny na nulu a výsledkem budou dlouhé sekvence nul. Pro takto upravený signál je vhodné použít proudové kódování.

Signál je rozkládán pomocí digitálních filtrů, jedná se o diskrétní vlnkovou transformaci, které rozdělí signál na frekvenční pásma. Každé nové pásmo má poloviční frekvenční pásmo než jeho předchůdce, ale stejný počet vzorků. U vzorku s vysokým frekvenčním pásmem není možné vzorkování moc ovlivnit, bez velké ztráty dat. Naopak u frekvenčních pasem nízkých je možné signál podvzorkovat výrazně. První způsob komprese je tedy podvzorkování signálu. Zkreslení signálu se poprvé objeví právě při onom podvzorkování, ale zmenší se tím objem dat potřebný pro přenos. Rozkládání digitálními vzorky je opakováno tak dlouho, dokud nevznikne určitý počet pásem.

Pro dekompresi signálu se bude postupovat tak, že v prvním kroku dojde k zpětnému proudovému kódování, jehož výsledkem budou vnitřní funkce signálu. Tyto funkce mají momentálně jinou délku vlivem podvzorkování. Je tedy nutné obnovit jejich původní délku. Výchozí počet vzorků je brán z frekvenčního pásma s nejvíce vzorky. Pro další se počítá rozdíl. Ten udává kolik vzorků je nutné doplnit. Metodou pro výpočet původní hodnoty vzorků může být použití polynomů vysokého stupně pro malý počet bodů.

Walsh-Hadamardova transformace

Jak bylo popsáno v části 2.7.2 po provedení transformace je signál přepočítán na koeficienty, jejichž počet je úměrný počtu vzorků. Po provedení vynulování vzorků s nejvyšší hodnotou, čímž je i provedena částečná redukce šumu je tento počet vzorků snížen. Následně je možné signál uložit, odeslat v komprimované podobě. Před použitím v cílovém zařízení je nutné provést inverzní transformaci. Pro zvýšení kompresního poměru je možné použít kombinaci s jinou metodou například Huffmanovo kódování.

1.5.3 Porovnání vybraných metod komprese

Pro porovnání metod komprese byly použity stejné vzorky dat jako při porovnání metod pro odstranění artefaktů, a to soubory: 101m.mat až 107m.mat. Na výpočet kompresního poměru bylo využito algoritmu pro výpočet komprese v programu MATLAB R2011b [16]. Huffmanovo kódování je vhodné pro signály, kde se opakují hodnoty, ale vzhledem množství rozdílných hodnot v signálu by došlo k velkému nárůstu délky kódů.

Proudové kódování

Vzhledem k rozmanitosti po sobě jdoucích vzorků dat je tato metoda značně neúčinná. Kompresního poměru dosahuje v průměru pouze $CR = 1,0055$. Největší kompresní poměr, jakého bylo dosaženo byl $CR = 1,0123$. Díky tomu se pro kompresi EKG signálu nehodí. Její použití bude vhodné pouze v kombinaci s jinou metodou.

Vlnková transformace

Při použití samotné vlnkové transformace došlo k zvětšení dat, jelikož je signál rozložen na více jeho vnitřních komponentů. Kompresního poměru $CR = 0,9981$ s rozdílnou odlišností komprimovaného signálu od původního tato metoda dosahuje v průměru při použití prahu od 0,26 až po 0,30. Odlišnost komprimovaného signálu od původního je udávána pomocí *PRD* (Percent Root-mean-square Difference). Jedná se o porovnání celého signálu, takže zde není počítáno pouze s důležitými částmi.

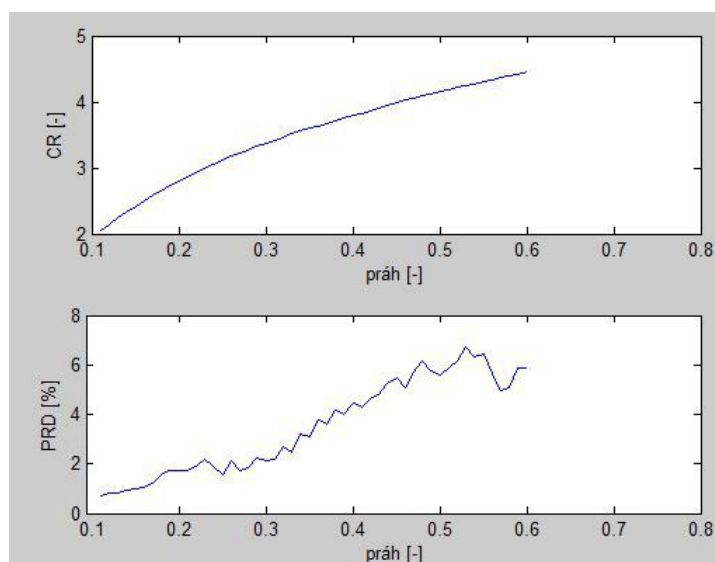
Z výsledků vyplývá, že použití samotné vlnkové transformace není vůbec vhodné pro kompresi dat.

Tab. 1.1: Porovnání závislosti komprese na velikosti prahů u vlnkové transformace:

Prah	0,26	0,27	0,28	0,29	0,3
CR	0,9981	0,9981	0,9981	0,9981	0,9981
PRD[%]	2,12	1,71	1,84	2,26	2,15

Vlnková transformace v kombinaci s proudovým kódováním

Základem této metody je rozložení signálu pomocí vlnkové transformace a provedení prahování. Díky prahování jsou úseky vnitřních komponentů, které mají menší velikost než práh, vynulovány. Je tedy vhodné použít proudové kódování, které celé nulové bloky sjednotí. Tato metoda dosahuje velkého kompresního poměru. Se zvyšujícím se prahem roste kompresní poměr, ale také dochází k velkému zkreslení signálu. Závislost zkreslení na kompresním poměru je znázorněna na obr. 1.30.



Obr. 1.30: Porovnání Kompresního poměru a zkreslení signálu

Tab. 1.2: Porovnání závislosti komprese na velikosti prahů u vlnkové transformace s proudovým kódováním:

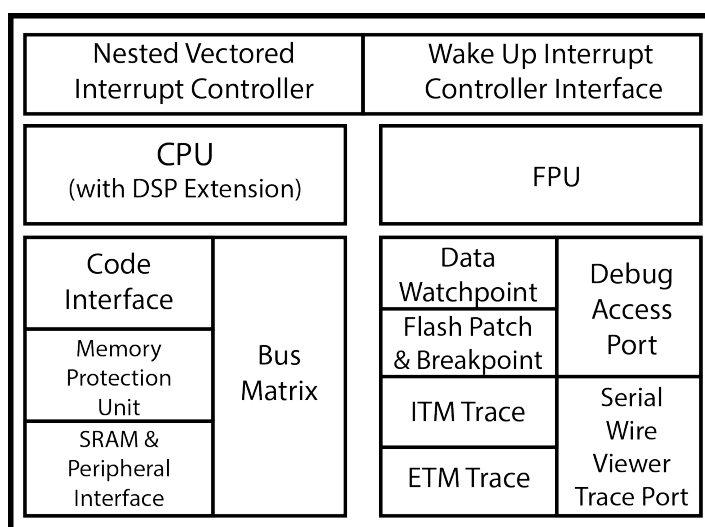
Prah	0,26	0,27	0,28	0,29	0,3
CR	3,1714	3,2247	3,2669	3,3236	3,3726
PRD[%]	2,12	1,71	1,84	2,26	2,15

Za přípustnou mez zkreslení považují 2%. Při dodržení této hranice bylo dosaženo kompresního poměru $CR = 3,2249$.

2 PRAKTICKÁ ČÁST BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

2.1 Zpracování dat na mikrokontroleru

Pro návrh algoritmu byl kladen požadavek využít hardwarově akcelerované funkce, proto bylo vybrán mikrokontrolér z řady *ARMCortexM4* z důvodu přítomnosti digitálního signálového procesoru (DSP) s plovoucí desetinnou čárkou. Na obr. 2.1 jsou znázorněny jednotlivé bloky architektury v této řadě mikrokontrolérů. Byl vy-

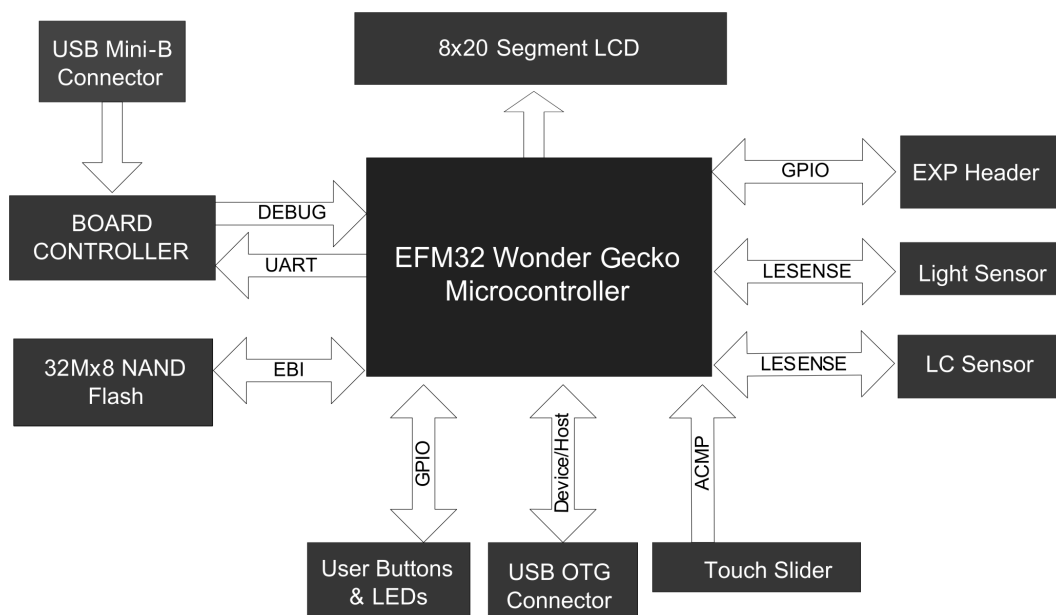


Obr. 2.1: Blokové schéma ARM Cortex-M4

brán starter kit Wonder Gecko ve verzi STK 3800 od firmy Silicon Labs. Na tomto starter kitu je osazený MCU *EFM32WG990F256*, který je postaven na požadované architektuře. Jedná se o 32 bitový MCU s 256 kB paměti flash. Na kitu je dále osazen LCD display a debugger od firmy Segger. Zařízení je možné napájet přes USB port, nebo z baterie. Na obr. 2.2 jsou blokově zobrazené části kitu.

Vývojové studio bylo použito *Simplicitystudio* přímo od výrobce kitu. Má podporu jazyka *C* a *C++*, ale také debugger a implementované knihovny přímo pro daný kit. Jako programovací jazyk byl zvolen *C*, jelikož všechny ukázky a balíčky jsou v něm vytvořeny, a také proto, že testovací programy vytvořené v jazyce *C++* měli dvojnásobnou velikost.

Pro správnou funkci DSP, a to pro podporu požadovaných funkcí, bylo využito softwarové knihovny CMSIS - Cortex microcontroller software interface standard, kterou vydala firma Arm pro svoje procesory Cortex - M4. Tato knihovna obsahuje řadu funkcí pro snadnější DSP při zpracovávání signálu. Není ale zaměřena pouze na zpracování signálu, ale i na komunikaci pomocí různých rozhraní, reálné



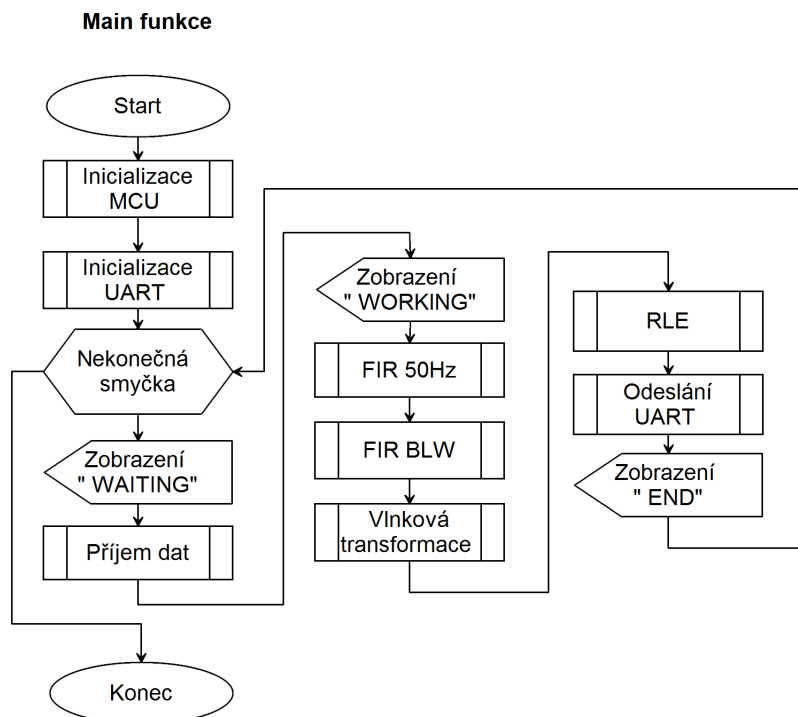
Obr. 2.2: Blokové schéma Wonder Gecko STK 3800

operační systémy a další. Pro potřebu tohoto projektu je použito knihovny CMSIS - DSP. Z této knihovny byly využity funkce pro zpracování signálu, které implementují filtry FIR pro jejich snazší použití.

2.1.1 Popis Algoritmu

Algoritmus je založen na 3 částech. První částí je odstranění artefaktů. Pro tento účel byly použity filtry FIR a vlnková transformace, druhou částí je proudové kódování kódování dat a třetí částí je příjem a odeslání zpracovávaných dat které probíhá pomocí universal asynchronous receiver/transmitter (UART). Na obr. 2.3 je zobrazen vývojový diagram celého algoritmu.

MCU po připojení napájení provede nastavení všech potřebných periférií, například nastaví UART, DSP, LCD a další. Poté čeká na příchozí data, která si uloží do proměnné. Nyní je vše nastaveno pro příjem a zpracování signálu dlouhého 1024 vzorku. Následuje filtrování pomocí pásmové zadržky pro odstranění rušení rozvodné sítě, a následně je použita horní propust na odstranění kolísání izoelektrické linie. Následuje vlnková transformace pro redukci elektromyografického šumu a následné proudové kódování. Dále jsou zpracovaná data odeslána pomocí UARTu. Po dokončení začne MCU znovu čekat na příjem dat.



Obr. 2.3: Vývojový diagram celého algoritmu

Odstranění artefaktů

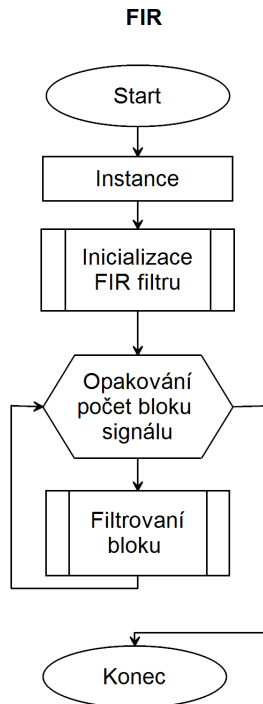
V části kódu pro odstranění artefaktů, které jsou popsány v teoretické části, a to interference 50 Hz rušení, kolísání izoelektrické linie a pohybových artefaktů, je využito filtrů FIR a vlnkové transformace.

Prvním krokem je odstranění rušení 50 Hz. Pro odstranění tohoto rušení je využito FIR funkce. Byla zvolena funkce *arm_fir_af32*. Pro její správnou funkci je nutné nejdříve provést inicializaci, při níž se nastaví hodnoty pro funkci nezbytné, a to koeficienty filtru, buffery a velikost pole s daty. Pro vygenerování základní funkce, která byla následně upravena pro použité filtrování, bylo využito webové aplikace MicroModeler DSP [18].

Koeficienty pro filtr byly vygenerovány pomocí programu Matlab a upraveny na požadovaný tvar. Požadavkem na první filtr je odstranění 50 Hz složky, tudíž se musí jednat o pásmovou zádrž. Počet vzorků pro koeficienty filtru, byl zvolen 101 po předchozím otestování na vzorku signálu v Matlabu. Krajiní frekvence byly zvoleny 47 Hz a 53 Hz. Hlavní funkce filtru je volána pro každý blok signálu zvlášť.

Druhým krokem je odstranění kolísání izoelektrické linie. To je provedeno také pomocí filtru FIR, ale je zde zvolena horní propust s mezní frekvencí 2 Hz. Vývojový diagram je identický pro oba filtry a je zobrazen na obr. 2.4.

Třetím krokem je vlnková transformace, která ale není implementována jako



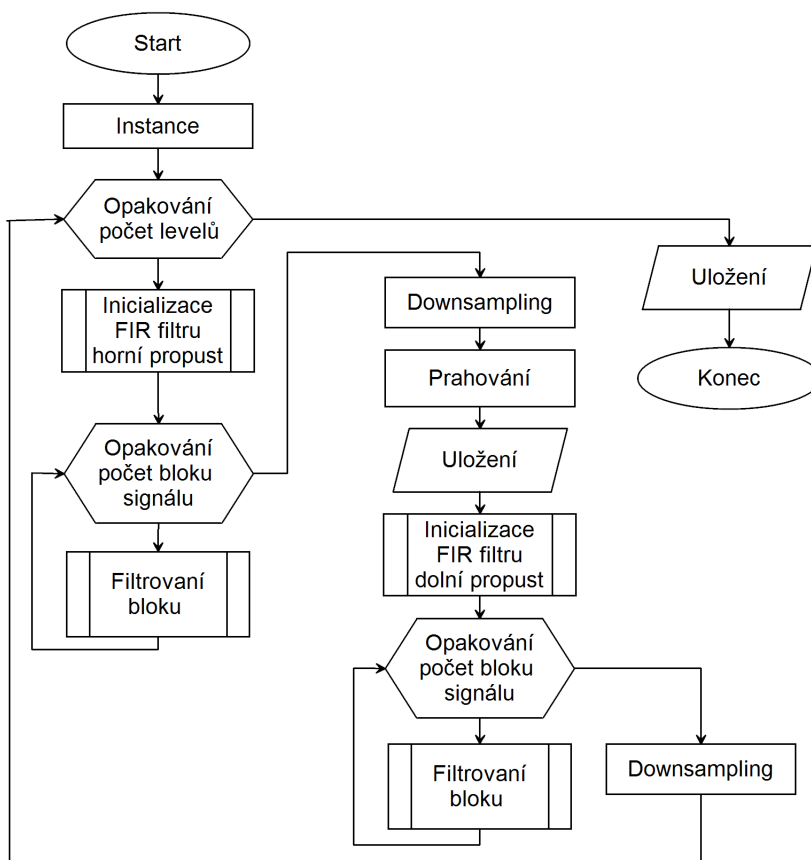
Obr. 2.4: Vývojový diagram filtru FIR

funkce, nýbrž je složená z kombinace filtrů a downsamplingu. Pro vlnkovou transformaci byla vybrána sada ortogonálních vlněk Symlet 4 a signál je rozložen na 4 úrovně. Vývojový diagram je zobrazen na obr. 2.5.

Základním principem vlnkové transformace je rozložení signálu pomocí horní a dolní propusti a postupného zmenšování signálu. Pro každou vrstvu jsou data prahována. Je zde použito funkcí filtru FIR z knihovny CMSIS jako v předešlých případech, s rozdílem jiných koeficientů pro filtry. Tyto koeficienty byly importovány z knihovny, která je následně použita pro dekodování v grafické aplikaci.

Prvním krokem je instance a nastavení proměnných pro výpočty. Následuje smyčka s opakováním podle počtu požadovaných úrovní, v našem případě 4. V této smyčce je proveden samotný výpočet. Nejprve se inicializuje filtr horní propusti a následně je provedeno filtrování vstupních dat pro všechny bloky. Na přefiltrovaná data je použit downsampling, který vyřadí každou druhou hodnotu. Takto omezený signál je prahován pomocí měkkého prahování, kde hodnoty větší jak práh jsou o jeho hodnotu zmenšeny. Hodnoty menší jak práh jsou vynulovány. Takto prahované hodnoty jsou uloženy do výstupního pole a další hodnoty budou uloženy za ně. Nyní přichází na řadu filtr dolní propusti. Po inicializování je provedeno znovu filtrování vstupního signálu a proveden downsampling. Tím je dokončena první úroveň. Pro další úrovně se postup opakuje s jediným rozdílem, že vstupní hodnoty jsou na-

Vlnková transformace



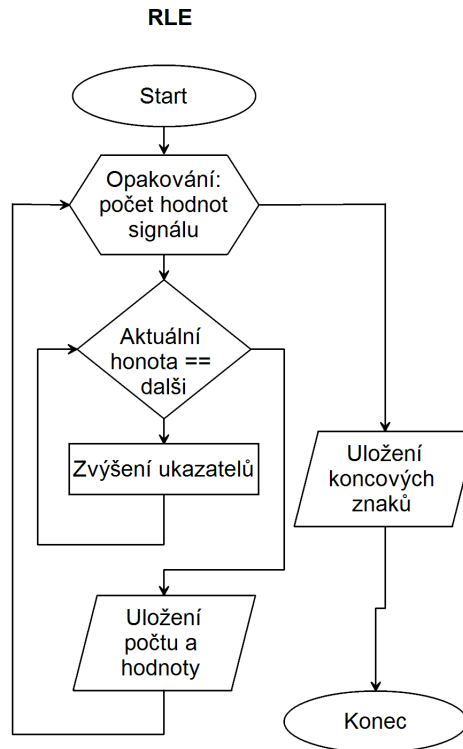
Obr. 2.5: Vývojový diagram vlnkové transformace

čteny z hodnot po downsamplingu dat z dolní propusti předchozí úrovně. Jakmile je dokončena poslední úroveň, poslední část signálu je také přiřazena k datům z předchozích úrovní, nyní však bez prahování.

Komprese

Díky rozkladu vlnkové transformace a prahování je v signálu spousta dlouhých bloků s nulovou hodnotou. Pro komprimaci je použito proudové kódování, neboli RLE. To využívá těchto dlouhých bloků pro zmenšení objemu dat a je jednoduché na výpočetní výkon. Vývojový diagram je možný vidět na obr. 2.6

U vstupního signálu je ve smyčce určeno, kolik hodnot za sebou má stejnou hodnotu. Pokud je další hodnota rozdílná, je zapsána aktuální hodnota a její počet opakování. Takto zmenšený signál je nyní připraven na odeslání.



Obr. 2.6: Vývojový diagram proudového kódování

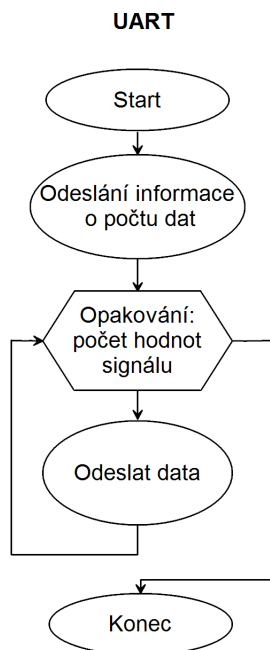
Odeslání a příjem dat

Pro přenos dat je použit UART, který je na kitu nastaven na rychlost 115200 baudů, 8 databitů, 1 ukončovací bit a žádný paritní bit. Piny které jsou na kitu k dispozici pro UART jsou port D pin 0 jakožto vysílací a port D pin 1 přijímací. Nejdříve je odeslána informace o počtu posílaných hodnot a následně je odeslán komprimovaný signál. Pro správné odeslání jsou data přeložena na znaky a je zajištěno zpoždění po určitém počtu přenesených dat kvůli stabilitě přijímače. Vývojový diagram je zobrazen na obr. 2.7.

2.2 Zpracování dat na PC

O přenos dat, dekódování a zobrazení se stará aplikace napsaná v programovacím jazyku JavaFX. Tato aplikace také ukládá přijatá data do souborů *.csv. Kit je nutné připojit k PC pomocí převodníku, například UART - USB, a ten nastavit na seriový port COM17. O funkci sériového přenosu se stará knihovna Java Simple Serial Connector [19]. Na obr. 2.8 je zobrazena Java aplikace.

V aplikaci je nejprve nutné vybrat soubor s daty na odeslání. Soubor určený pro zpracování musí být typu *.csv a data v něm musí být uložena v prvním řádku



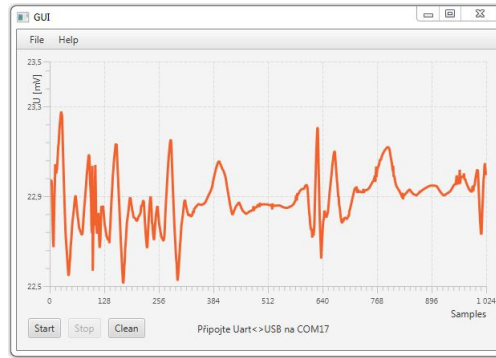
Obr. 2.7: Vývojový diagram proudového kódování

ve tvaru "x.xxxxxxxx;x.xxxxxxxx;". Jakmile je soubor načten, je umožněn přenos. Stiskem tlačítka Start se odešlou data do kitu, kde jsou zpracovávána. Program čeká na příjem dat. Jakmile jsou data načtena zpátky, je možné stisknout tlačítko Stop a tím se zahájí zpracování dat a jejich uložení ve stejné složce jako zdroj. Výstupem programu je trojice souboru:

1. Out_RAW.csv - Data z MCU dekodovaná
2. Out_RAW_in.csv - Data z MCU inverzní
3. Out_Fin.csv - Data po zpracování iDWT

2.2.1 Dekódování dat

Data přijímaná z kitu je nejdříve nutné dekodovat na původní tvar. To znamená obnovit původní počet dat pomocí inverzního proudového kódování. Hodnoty přijímané ve dvojici, vždy hodnota a počet opakování, jsou převedeny na rozložený signál poskládaný vlnkovou transformací. Ten je dále nutné pomocí inverzní vlnkové transformace na přefiltrovaný signál EKG. Takto složený signál před inverzní vlnkovou transformací je blokově přeskládán, aby bylo snazší ho v Matlabu seskládat a zobrazit. Na seskládání v Matlabu je použita funkce $waverec(C, L, 'wname')$, kde C značí vstupní pole dat, L matici s velikostmi bloků na seskládání $L = 64, 64, 128, 256, 512$. "wname" značí jméno použité vlnky, v našem případě 'Sym4'.



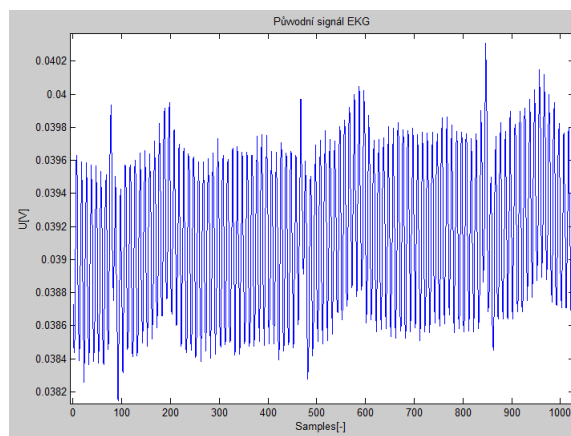
Obr. 2.8: Java aplikace

2.2.2 Inverzní vlnková transformace

Reverzní vlnková transformace. Pro tuto funkci nyní bylo využito knihovny DWT DEMO [20]. Tato knihovna obsahuje i koeficienty pro rozklad signálu, které jsou použity v předchozím zpracování. Data zpracovaná touto knihovnou jsou zobrazena na grafu a také uložena.

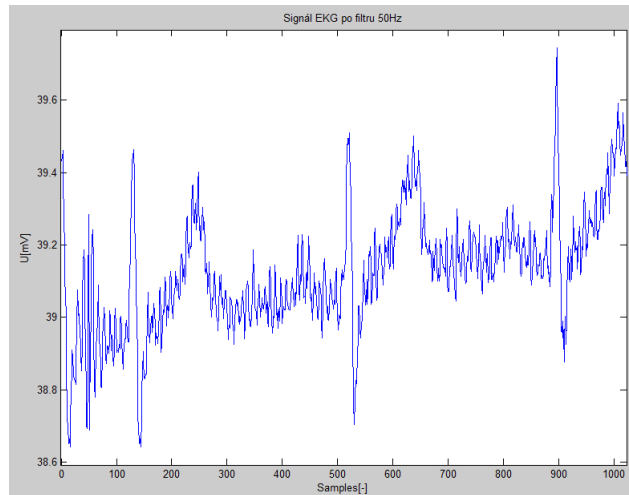
2.3 Zhodnocení zpracování dat

Algoritmus byl testován na změřeném vzorku signálu, jehož průběh lze vidět na obr. 2.9. Tento signál je znatelně zašuměný 50Hz složkou.



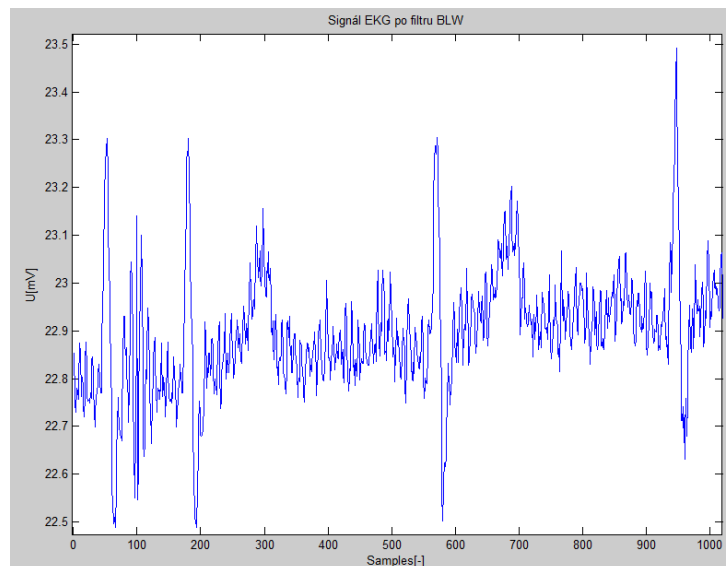
Obr. 2.9: Původní signál EKG

Po provedení filtrace rušení rozvodné sítě pomocí pásmové zadržky, byla ze signálu velká část rušení odstraněna. Bohužel se nepodařilo odfiltrovat veškeré rušení, jak lze vidět na obr.2.10.



Obr. 2.10: EKG signál po filtrování 50Hz složky

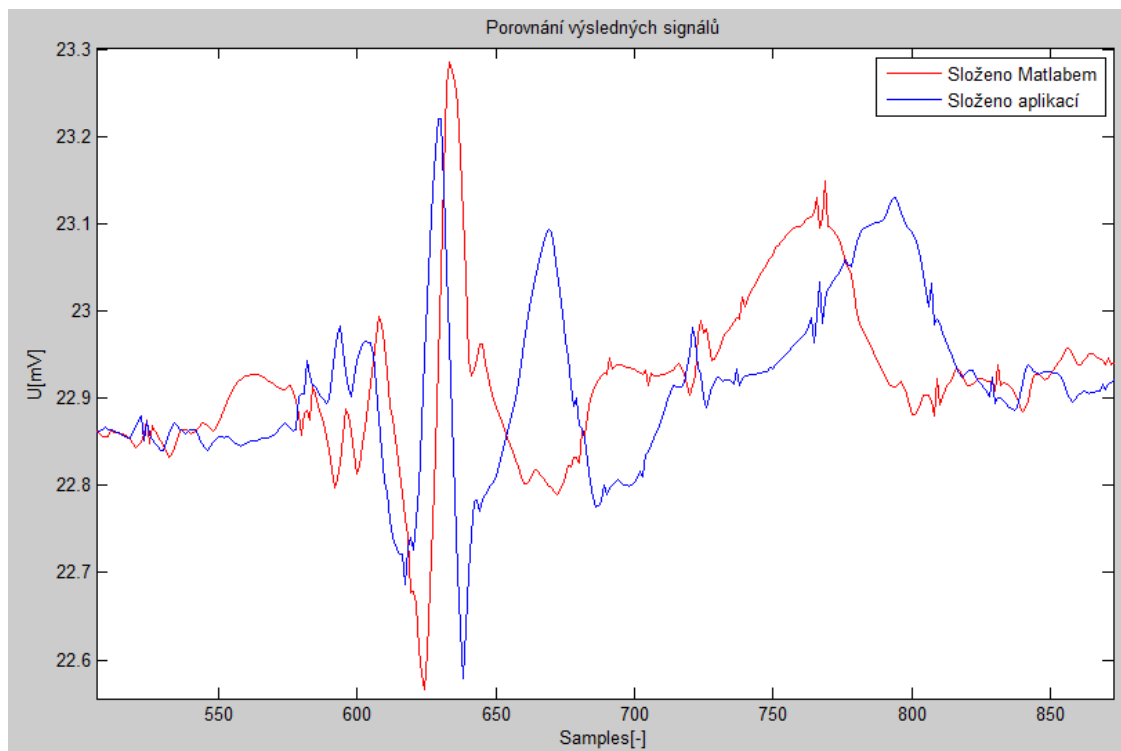
Po následném použití horní propusti s mezní frekvencí 2Hz bylo odstraněno kolísání elektrostatické linie, ale začátek signálu je zkreslen z důvodu zákmitů vytvořených filtrem. Tyto zákmity byly částečně potlačeny přidáním části signálu již před samotným potřebným signálem a jeho následném zahazení. Na obr. 2.11 je zobrazen signál po použití horní propusti.



Obr. 2.11: EKG signál po použití horní propusti

Posledním krokem filtrace je vlnková transformace. Pro rozklad na jednotlivé úrovně bylo použito kombinace horní a dolní propusti, downsamplingu a prahování. Tato metoda částečně zbavila signál zbylého šumu, ale v kombinaci s nedokonalou

knihovnou na rekonstrukci signálu přidala velké zkreslení. Na obr. 2.12 je vidět porovnání mezi využitím Matlabu a aplikace pro rekonstrukci. Výsledný signál po použití Matlabu je značně méně zkreslen.



Obr. 2.12: Porovnání použití Matlabu a aplikace

Výsledná chyba by mohla vzniknout při doplnění délky u rekonstrukce signálu. Je možné, že aplikace při rekonstrukci nahrazuje vzorky nulou, které byly vynechány downsamplingem. Pokud by došlo k jejich dopočítání z okolních vzorků, mohl by výsledek být obdobný, jako při použití Matlabu.

3 ZÁVĚR

V rámci bakalářské práce jsem se seznámil se zpracováním signálu, konkrétně EKG. Provedl jsem rozbor metod pro odstranění artefaktů a kódování dat, prohloubil dovednosti s programováním jak pro mikrokontroléry, tak Java aplikací pro PC. Cílem práce bylo navrhnout algoritmu zpracovávajícího data EKG pro nositelná zařízení s využitím akcelerovaných funkcí. Bylo zvoleno použití MCU na architektuře ARM Cortex–M4 konkrétně EMF32WG990F256 na kitu Wonder Gecko STK3800.

Pro filtrování signálu bylo použito DSP a knihoven CMSIS využívajících jeho akcelerovaných funkcí. Zejména funkce filtru FIR. Tato funkce tvoří základ filtru pro odstranění rušení rozvodné sítě, kolísání izoelektrické linie a také vlnkovou transformaci.

Vznikla aplikace pro komunikaci s PC, která má za úkol odeslání požadovaných dat do MCU na zpracování, jejich příjem, rekonstrukci, zobrazení a uložení. Díky použití externích knihoven pro rekonstrukci signálu je tato aplikace vhodným kandidátem pro rozšíření a modifikace. Konkrétně by bylo vhodné přidat možnost importu dat z různých souborů. Dále také přepracovat inverzní vlnkovou transformaci, jelikož v porovnání s programem Matlab vykazuje větší zkreslení po rekonstrukci.

LITERATURA

- [1] GUPTA, R. *ECG Acquisition and Automated Remote Processing* citováno 16.11.2015 Dostupné z URL: <https://www.academia.edu/11195800/Rajarshi_Gupta_Madhuchhanda_Mitra_Jitendranath_Bera_ECG_Acquisition_and_Automated_Remote_Processing_ECG_Acquisition_and_Automated_Remote_Processing>.
- [2] HAMAN, P. *Přehled svodů užívaných v EKG* citováno 2015-11-28 Dostupné z URL: <<http://ekg.kvalitne.cz/svody.htm>>.
- [3] HOMOLKA, F. *Technické normy ve zdravotnictví* citováno 2016-5-18 Dostupné z URL: <<http://bit.ly/1TP0kgD>>.
- [4] MAUTNER, P. *IIR filtry* citováno 2016-5-18 Dostupné z URL: <http://proteus.fav.zcu.cz/~mautner/Azs/Azs9_Cislicova_filtrace_II_IIR.pdf>.
- [5] PRINC, M. *Detekce a filtrace EKG signálů* citováno 2016-5-18 Dostupné z URL: <https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=8715>.
- [6] ČERNOCKÝ, J. *Diskrétní Fourierova transformace* citováno 2015.11.29 Dostupné z URL: <<http://www.fit.vutbr.cz/study/courses/ISS/public/pred/dft/dft.pdf>>.
- [7] KREJSA, J. *Nyquistův teorém* citováno 26.11.2015 Dostupné z URL: <<http://www.umt.fme.vutbr.cz/~ruja/vyuka/ZZS/DSP03.pdf>>.
- [8] SASIKALA P. *Robust R Peak and QRS detection in Electrocardiogram using Wavelet Transform* citováno 5.12.2015 Dostupné z URL: <https://thesai.org/Downloads/Volume1No6/Paper_8_Robust_R_Peak_and_QRS_detection_in_Electrocardiogram_using_Wavelet_Transform.pdf>.
- [9] SUYI, Li *The optimal de-noising algorithm for ECG using stationary wavelet transform* citováno 5.12.2015 Dostupné z URL: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5170743>>.
- [10] KOZUMPLÍK, J. *Vlnkové transformace a jejich využití pro filtraci signálů EKG* citováno 6.12.2015 Dostupné z URL: <<http://www.vutium.vutbr.cz/tituly/pdf/ukazka/80-214-3045-1.pdf>>.
- [11] BHARGAV L. *Time-Frequency Analysis of Non-Stationary Electrocardiogram Signals Using Hilbert- Huang Transform* citováno 7.12.2015 Dostupné

- z URL: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7322686>>.
- [12] BIN Liu *Hilbert-Huang Transform for ECG De-noising* citováno 8.12.2015 Dostupné z URL: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4272657>>.
- [13] PhysioNet.org *PhysioBank ATM* citováno 8.2.2015 Dostupné z URL: <<https://physionet.org/cgi-bin/atm/ATM>>.
- [14] VEČERKA, A. *Komprese dat* citováno 10.12.2015 Dostupné z URL: <<https://phoenix.inf.upol.cz/esf/ucebni/komprese.pdf>>.
- [15] MathWorks *Discrete Walsh-Hadamard Transform* citováno 11.12.2015 Dostupné z URL: <<http://www.mathworks.com/help/signal/examples/discrete-walsh-hadamard-transform.html#zmw57dd0e4239>>.
- [16] KAŠPAREK, J. *Komprese signálů EKG* citováno 11.12.2015 Dostupné z URL: <https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=38984>.
- [17] LAMBERT, M. *Empirical Mode Decomposition* citováno 14.12.2015 Dostupné z URL: <<https://www.clear.rice.edu/elec301/Projects02/empiricalMode/code.html>>.
- [18] MicroModeler DSP *DSP modeler* citováno 20.5.2016 Dostupné z URL: <<http://www.micromodeler.com/dsp/>>.
- [19] SOKOLOV, A. *Java Simple Serial Connector - java knihovna* citováno 20.5.2016 Dostupné z URL: <<https://github.com/scream3r/java-simple-serial-connector>>.
- [20] BISHOP, M. *DWT demo - java knihovna* citováno 20.5.2016 Dostupné z URL: <<http://www.codeproject.com/Articles/825687/Discrete-Wavelet-Transforms-a-Java-Implementation>>.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

CMRR	Poměr potlačení souhlasného signálu - common mode rejection ratio
CR	Kompresní poměr - compression ratio
EKG	Elektrokardiografie – electrocardiography
EMD	Empirický rozklad – Empirical Mode Decomposition
f_{vz}	Vzorkovací kmitočet
f_{mez}	Mezní kmitočet
FFT	Rychlá Fourierova transformace – Fast Fourier Transform
FIR	Filtr s konečnou impulzní odezvou – finite impulse response
HHT	Hilbert-Huangova Transform
iDWT	Inverzní diskrétní vlnková transformace – Inverse Discrete Wavelet Transform
IIR	Filtr s nekonečnou impulzní odezvou – infinite impulse response
IMF	Vnitřní funkce – intrinsic mode functions
MCU	Mikrokontrolér – Microcontroller unit
UART	Universal Asynchronous Receiver Transmitter

SEZNAM PŘÍLOH

A	Obsah přiloženého CD	60
A.1	Sources	60
A.1.1	MCU	60
A.1.2	Java	60
A.2	Matlab	61
A.2.1	Artefakty	61
A.2.2	Komprimace	61
A.2.3	Signaly	61

A OBSAH PŘILOŽENÉHO CD

Přiložené CD obsahuje bakalářskou práci ve formátu PDF. Ve složce *sources* jsou přiloženy zdrojové kódy pro MCU a pro Java aplikaci.

Zdrojové kódy pro MCU jsou exportovány jako ZIP archiv celého projektu ve vývojovém studiu Simplicity Studio v3.

Zdrojové kódy Java aplikace Sou taktéž uloženy jako Zip archiv projektu. Ta byla vytvořena ve vývojovém studiu Eclipse Java EE IDE for Web Developers, verze Mars.2 Release 4.5.2 s doplňkem JavaFX a SceneBuilder. Ve stejné složce jako archiv projektu jsou složky s potřebnými knihovnami.

Ve složce *Matlab* jsou sepsány funkce, s kterými bylo prováděno porovnání jednotlivých metod v teoretické části. Signály a algoritmy byly zpracovány v Matlabu R2011b.

A.1 Sources

A.1.1 MCU

MCU.zip

Zdrojové kódy pro MCU z vývojového studia Simplicity Studio v3.

Source.hex

Zkompilovaný kód pro nahrání na kit.

A.1.2 Java

Java.zip

Zdrojové kódy Java aplikace z vývojového studia Eclipse.

GUI.jar

Java aplikace.

libs

Knihovny Java aplikace.

Vstupni_data.csv

Data pro otestování funkce práce.

A.2 Matlab

A.2.1 Artefakty

hht.m

Funkce pro Matlab pro zpracování signálu pomocí Hilbert-Huangova transformace. Využívající funkce `emd_n.m` na rozklad signálu [17].

li.m

Jedná se o funkci pro program Matlab na porovnání horní propusti a nulování spektra při odstranění kolísání izoelektrické linie signálu EKG.

pli.m

Funkce pro program Matlab na porovnání pásmové zadržky a Savitzky-Golayova filtru pro odstranění rušení rozvodné sítě.

A.2.2 Komprimace

DWT+RLE

Sada funkcí pro výpočet kompresního poměru při použití vlnkové transformace s proudovým kódováním [16].

RLE

Sada funkcí pro výpočet kompresního poměru při použití proudového kódování [16].

A.2.3 Signaly

Sada signálu použitých pro testování metod. Získané ze stránky: <https://www.physionet.org/cgi-bin/atm/ATM>.