

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

**KATEDRA APLIKOVANÉ ELEKTRONIKY
A TELEKOMUNIKACÍ**

DIPLOMOVÁ PRÁCE

**Monitoring rádiového spektra pomocí softwarově
definovaného rádia**

Autor práce: Bc. Vladimír Sahánek
Vedoucí práce: Ing. Ivo Veřtát, Ph.D.

2014

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Vladimír SAHÁNEK**
Osobní číslo: **E12N0080P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Telekomunikační a multimediální systémy**
Název tématu: **Monitoring rádiového spektra pomocí softwarově definovaného rádia**
Zadávací katedra: **Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

Zpracujte pomocí softwarově definovaného rádia funkce monitoringu rádiového spektra.

1. Seznamte se s problematikou softwarového zpracování a analýzy širokopásmových signálů.
2. Prostudujte možnosti využití softwaru LabView pro realizaci monitoringu rádiového spektra na USRP zařízení.
3. Navrhněte metody pro zobrazení, záznam a vyhodnocení základních parametrů signálů rádiového spektra.
4. Ověřte funkci monitoringu na zařízení USRP analýzou signálů vybraných komunikačních technologií.

Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**

Rozsah pracovní zprávy: **30 - 40 stran**

Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.

Vedoucí diplomové práce:

Ing. Ivo Veřtát, Ph.D.

Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

Datum zadání diplomové práce: **14. října 2013**

Termín odevzdání diplomové práce: **12. května 2014**

Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.
děkan



Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev
vedoucí katedry

V Plzni dne 14. října 2013

Anotace

Náplní této práce je sestavení přijímače pro monitorování rádiového spektra pomocí systému softwarově definovaného rádia. Dostupnost hardwarové části systému SDR širší veřejnosti, stejně jako pokročilé funkce intuitivních softwarových nástrojů, dnes umožňují relativně snadnou realizaci složitých zařízení jako je monitorovací přijímač.

V této práci je nejprve prostudována hardwarová část přijímače, jednotka USRP, z hlediska kvality zpracování přijímaného signálu. V další části práce jsou v softwaru LabVIEW implementovány navržené funkce pro spektrální analýzu, měření veličin a funkce usnadňující monitoring rádiového spektra. Funkce jsou na závěr demonstrovány analýzou reálného radiového provozu.

Užitečné mohou být výsledky analýzy řetězce zpracování signálu v hardwaru USRP stejně jako ukázky implementace pokročilých programovacích technik a funkcí DSP běžících v reálném čase na PC.

Klíčová slova

Monitoring rádiového spektra, analýza hardwaru USRP, pokročilé techniky programování v LabVIEW, digitální zpracování signálu v reálném čase

Abstract

Purpose of this thesis is the construction of RF - spectrum monitoring receiver based on software defined radio system. Publicly available hardware parts of SDR system and advanced functions of intuitive software tools make possible to assemble such receiving device nowadays without serious implementation problems.

In this thesis, USRP hardware unit is examined firstly, especially properties and limitations of its signal processing chain. In another part, previously designed functions for spectrum analysis, parameters measuring and functions for spectrum monitoring simplification are implemented in LabVIEW software.

In conclusion, these functions are verified by real radio traffic analysis. Results of the signal processing chain analysis in USRP hardware can be found useful, as well as example of the advanced programming techniques and real - time DSP functions implementation on PC.

Key words

Spectrum monitoring, USRP hardware analysis, advanced programming techniques in LabVIEW, realtime DSP

Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě diplomovou práci, zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této diplomové práce, je legální.

V Plzni dne 8. 5. 2014

.....

Bc. Vladimír Sahánek

Obsah

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	I
SEZNAM OBRÁZKŮ	IV
SEZNAM TABULEK	V
1 ÚVOD A CÍLE PRÁCE	1
2 POPIS A ROZBOR MODERNÍCH MONITOROVACÍCH PŘIJÍMAČŮ	3
2.1 ZÁKLADNÍ PARAMETRY MONITOROVACÍHO PŘIJÍMAČE ZALOŽENÉHO NA KONCEPTU SDR.....	3
2.1.1 Frekvenční rozsah.....	4
2.1.2 Maximální šířka pásma přijímaného signálu.....	4
2.1.3 Dynamický rozsah.....	4
2.1.4 Rušivé signály a šumy.....	5
2.1.5 Selektivita.....	5
2.2 METODY MONITOROVÁNÍ RÁDIOVÉHO SPEKTRA.....	6
2.2.1 Monitorování jednoho kanálu.....	6
2.2.2 Monitorování většího počtu úzkopásmových kanálů současně.....	6
2.2.3 Panoramatické monitorování skenováním.....	7
2.2.4 Přehledové monitorování části spektra v maximální šířce základního pásma.....	8
2.3 PŘEHLED FUNKCÍ MONITOROVACÍHO PŘIJÍMAČE.....	8
2.3.1 Spektrální analýza.....	8
2.3.2 Měření parametrů signálu a další funkce.....	9
2.3.3 Demodulace, klasifikace signálu a identifikace služby.....	10
2.3.4 Lokalizace monitorovaného signálu.....	11
2.4 PŘEHLED VZTAHŮ A METOD PRO VÝPOČET MONITOROVANÝCH VELIČIN.....	11
2.4.1 Přepočítání úrovně vstupního signálu na vstup A/D převodníku.....	11
2.4.2 Určení amplitudy napětí.....	12
2.4.3 Výpočet okamžitého výkonu.....	12
2.5 ALGORITMY VYBRANÝCH FUNKCÍ.....	13
2.5.1 Automatické vyhledávání kanálů.....	13
2.5.2 Odhad šířky pásma kanálu.....	13
2.5.3 Rozlišení signálů dle časového charakteru obálky.....	14
2.5.4 Korelační analýza.....	14
2.5.5 Určení poměru signál - šum.....	15
2.5.6 Výpočet amplitudového frekvenčního spektra.....	16
3 PROBLEMATIKA REALIZACE MONITOROVACÍHO PŘIJÍMAČE POMOCÍ BĚŽNĚ DOSTUPNÝCH KOMPONENT	18
3.1 ANALÝZA POUŽITÉ HARDWAROVÉ ČÁSTI PŘIJÍMAČE.....	18
3.1.1 Vysokofrekvenční část.....	19
3.1.2 Základní deska.....	20
3.1.3 Negativní jevy ovlivňující funkce monitorovacího přijímače.....	20
3.2 IMPLEMENTACE SOFTWAREVÉ ČÁSTI PŘIJÍMAČE.....	25
3.2.1 Možnosti programování aplikace pracující v reálném čase na PC.....	25
3.2.2 Obecná struktura softwarové části monitorovacího přijímače.....	27
3.3 REALIZACE KONKRÉTNÍ APLIKACE.....	30
3.3.1 Implementace vybraných bloků a funkcí v LabVIEW.....	30
3.3.2 Aplikace pro přehledové monitorování v maximální šířce základního pásma.....	31
4 ZÁVĚR	33
SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY A ZDROJŮ	35
SEZNAM PŘÍLOH	37

Seznam symbolů a zkratek

AM	Amplitudová modulace.
FM	Frekvenční modulace.
CIC	Cascaded Integrated Comb. Struktura filtrů používaná pro decimaci digitálního signálu.
FPGA	Field Programmable Gate Array. Programovatelné hradlové pole.
FS	Full Scale. Maximální možná hodnota rozsahu čísel reprezentujících digitální signál.
DDC	Direct Downconversion. Algoritmus pro posun digitálního signálu ve spektru na nižší frekvenci.
dBFS	Jednotka vyjadřující úroveň digitálního signálu vztaženého k maximu rozsahu čísel reprezentujících digitální signál.
GUI	Graphical User Interface. Grafické uživatelské rozhraní.
ATC	Air Traffic Control. Řízení letového provozu.
CSS	Chirp Spread Spectrum. Technika rozprostírání spektra rozmítáním frekvence.
UWB	Ultra Wideband. Technika rozprostírání spektra použitím velmi krátkých pulzů.
FHSS	Frequency Hopping Spread Spectrum. Technika rozprostírání spektra záměrnou predikovatelnou změnou nosné frekvence.
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum. Technika rozprostírání spektra pseudonáhodnou posloupností.
SDR	Software Defined Radio. Softwarově definované rádio.
GbE	Gigabit Ethernet. Druh technologie přenosu dat o rychlosti 1 Gbit.
LNA	Low Noise Amplifier. Nízkošumový širokopásmový zesilovač.
FFT	Fast Fourier Transformation. Rychlá Fourierova transformace.
STFT	Short Time Fourier Transformation. Metoda pro výpočet spektrogramu.
AGC	Automatic Gain Control. Automatické vyrovnávání citlivosti.

B_{max}	Šířka pásma zpracovaná za 1 sekundu [MHz].
t_{fetch}	Doba potřebná pro získání dostatečného počtu vzorků [s].
t_{tune}	Doba potřebná k přeladění přijímače [s].
B_{BB}	Šířka základního pásma [MHz].
N_{FFT}	Počet vzorků potřebný pro výpočet Fourierovy transformace [-].
F_{samp}	Vzorkovací frekvence [MHz].
ITU	Mezinárodní telekomunikační unie.
BER	Bit Error Rate. Veličina vyjadřující chybovost přenosu dat [-].
KV	Krátké vlny.
VKV	Velmi krátké vlny.
$L_{AD}(f)$	Výkonová úroveň signálu na vstupu A/D převodníku závislá na frekvenční charakteristice řetězce zpracování signálu [dBm].
L_{inRF}	Výkonová úroveň signálu na vstupu přijímače [dBm].
L_{ATT}	Vložný útlum nastavitelného atenuátoru [dB].
L_{ADD}	Vložný útlum vzniklý přídatnými ztrátami [dB].
$L_{CORR}(f)$	Korekční křivka $L_{CORR}(f)$ souhrnně reprezentující frekvenční závislost zisku nebo útlumu jednotlivých obvodů [dB].
G_{LNA}	Zisk širokopásmového vstupního zesilovače [dB].
G_{MIX}	Zisk směšovače [dB].
G_{ADD}	Zisk zesilovače zajišťujícího dostatečné vybuzení A/D převodníku [dB].
$u_{in}[i]$	Hodnota amplitudy napětí vzorku [V].
k_{AD}	Převodní konstanta A/D převodníku [V].
$x[i]$	Digitalizovaný signál [-].
U_{inMAX}	Maximální vstupní napětí A/D převodníku [V].
A_{MAX}	Maximální číselná hodnota datového typu reprezentující vzorky signálu [-].
$p(t)$	Hodnota okamžitého výkonu [W].
$u_{in}(t)$	Hodnota napětí na vstupu A/D převodníku [V].
Z_{in}	Vstupní impedance A/D převodníku [Ω].
$L_{dBm}(t)$	Relativní úroveň výkonu na vstupu A/D převodníku [V].
$R(\tau)$	Autokorelační funkce.

$f(t)$	Časový průběh signálu.
$\mathcal{F}, \mathcal{F}^{-1}$	Operátor dopředné a zpětné Fourierovy transformace.
L_{IS}	Odstup zrcadlových signálů [dB].
$L_{original}$	Výkonová úroveň původního signálu [dBm].
L_{image}	Výkonová úroveň obrazu původního signálu [dBm].
CDMA	Code Division Multiple Access. Technologie sdílení média více uživatelů pomocí ortogonálních kódů.
GPS	Global Positioning System. Globální systém určování polohy.
CORDIC	Coordination Rotation Digital Computer. Algoritmus pro rychlý výpočet funkčních hodnot goniometrických funkcí.
AWGN	Additive White Gaussian Noise. Aditivní bílý Gaussovský šum.
LO	Local Oscillator. Místní oscilátor.
SFDR	Spurious Free Dynamic Range. Odstup užitečného signálu s maximální amplitudou od rušivého signálu.
TCXO	Temperature Compensated Crystal Oscillator. Krystalový oscilátor s kompenzací vlivu teploty.

Seznam obrázků

OBR. 2.1 MASKY VYTVOŘENÉ SPEKTRÁLNÍ ANALÝZOU SIGNÁLU V PÁSMU GSM900.....	13
OBR. 2.2 ZNÁZORNĚNÍ DŮSLEDKU VÁHOVÁNÍ OKNEM, KDY MŮŽE DOJÍT K POTLAČENÍ KRÁTKÉHO PULZU, PŘEVZATO Z [7].....	17
OBR. 3.1 BLOKOVÉ SCHÉMA ŘETĚZCE ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLU V JEDNOTCE NI-USRP 2920 - PŘIJÍMACÍ ČÁST	18
OBR. 3.2 ŘETĚZEC ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLU V OBVODU FPGA, PŘEVZATO Z [15]	22
OBR. 3.3 VLIV HODNOTY DECIMACE NA TVAR FREKVENČNÍCH CHARAKTERISTIK BLOKŮ DECIMACE	22
OBR. 3.4 DETAIL SPEKTRÁLNÍ ANALÝZY SIGNÁLU Z MÍSTNÍHO OSCILÁTORU.....	24
OBR. 3.5 DETAIL ČASOVÉHO PRŮBĚHU TRANSIENTNÍHO JEVU VZNIKLÉM PŘI PŘELADĚNÍ	25
OBR. 3.6 BLOKOVÉ SCHÉMA OBECNÉHO NÁVRHU PŘIJÍMAČE	29

Seznam tabulek

TAB. 3.1 PARAMETRY PŘIJÍMACÍ ČÁSTI JEDNOTKY NI-USRP 2920	18
TAB. 3.2 ZÁVISLOST VELIKOSTI KROKU VOLBY DECIMACE NA ROZSAHU JEJÍCH HODNOT	21

1 Úvod a cíle práce

Již od počátků radiové komunikace vzniká potřeba správy rádiového spektra, jakožto vyčerpitelného obnovitelného přírodního zdroje. Zvláště v poslední době, kdy strmě narůstá počet uživatelů mobilních technologií a elektronických masmédií, začíná být situace při správě rádiového spektra neudržitelná. Regulační orgány spravující toto spektrum nad ním potřebují nepřetržitý dohled, avšak vzhledem k frekvenčnímu rozsahu používaného spektra 9 KHz - 60 GHz a rozsahu služeb nelze tuto činnost provádět pomocí konvenčních přehledových přijímačů. Pro tento účel vyvíjejí výrobci speciální monitorovací přijímače založené na konceptu softwarově definovaného rádia, které umožňují zpracovávat signály v celém radiovém spektru a zároveň zahrnují pokročilé funkce signálových analyzátorů včetně analýzy signálů používaných služeb. Monitorovací přijímače však již nejsou jen jednoúčelovými zařízeními určenými pro správní orgány či radioelektronický boj, jsou také nedílnou součástí nastupující technologie kognitivního rádia, která má poskytnout dlouhodobé řešení problému sdílení rádiového spektra.

Cílem této práce je poukázat na dostupnost, klady a zápory současné technologie softwarově definovaného rádia a to demonstrací postupu, jak relativně jednoduše sestavit i složité zařízení jakým je monitorovací přijímač. Při této příležitosti jsou nejprve v práci uvedeny a rozebrány základní požadavky na monitorovací přijímač, jsou popsány jeho funkce, vlastnosti a shrnuty metody monitorování rádiového spektra. V druhé části je zmíněna problematika realizace ukázkového monitorovacího přijímače pomocí hardwarové jednotky NI-USRP 2920 a softwarového vývojového prostředí LabVIEW. Zde je podrobně prozkoumána hardwarová i softwarová část, následně jsou stanoveny kompromisy a postupy při návrhu softwarové části přijímače. Nachází se zde i výsledky měření některých parametrů hardwarové části nezbytných pro stanovení reálných možností přijímače a vymezení chyb měření. Na konci druhé části práce jsou vybrány a naprogramovány některé algoritmy a bloky aplikace popsané při rozboru moderních monitorovacích přijímačů, následně je představena aplikace pro přehledový monitoring spektra v maximální šířce základního pásma včetně popisu obsluhy.

Výsledky této práce mohou být užitečné pro různé projekty zabývající se technologií SDR, zvláště pak rozbor řetězce pro zpracování signálu v jednotce NI-USRP a vliv vlastností jednotlivých prvků řetězce na zkreslení signálu. Monitorovací

přijímač může být rovněž použit při výuce na Fakultě elektrotechnické ZČU v Plzni a při dlouhodobém monitoringu lokálních zdrojů interferencí v radioamatérských pásmech používaných k satelitní komunikaci. Výsledky jsou také ukázkou relativně jednoduché implementace metod číslicového zpracování signálu na platformě PC při vysokých vzorkovacích frekvencích a v reálném čase bez nutných znalostí programovacích jazyků založených na textových příkazech. Musely však být použity pokročilé programovací techniky v LabVIEW.

2 Popis a rozbor moderních monitorovacích přijímačů

Na monitorovací přijímač jsou kladeny vysoké nároky, protože přijímač je používán jako kvalitní měřicí zařízení. Proto musí zpracovávat radiové signály se zachováním jejich maximální věrnosti, nezávisle na typu, úrovni a šířce pásma signálů. Zároveň však musí poskytovat širokou nabídku funkcí pro analýzu, zpracování a detekci signálů, z nichž nejčastější jsou: spektrální analýza, měření výkonu, demodulace signálů, identifikace signálů, ukládání a odesílání dat v reálném čase k dalšímu zpracování aj. Takový rozsah funkcí lze dnes levně a spolehlivě implementovat pouze pomocí výpočetní techniky s použitím metod číslicového zpracování signálů a koncept softwarově definovaného rádia SDR je tedy jedinou možností jak vysoké nároky na monitorovací přijímač splnit. Po digitalizaci vysokofrekvenčního signálu tak lze inteligenci přijímače implementovat čistě softwarově.

Struktura SDR se dělí obecně na dvě části, kdy první část upravuje analogový vysokofrekvenční signál pro digitalizaci a signál digitalizuje, druhá část pak provádí číslicové zpracování signálu. Rozsah jednotlivých částí závisí na zvoleném typu a účelu použití SDR, díky některým přednostem analogového zpracování signálu je však rozsah analogové části stále nezanedbatelný.

Kritérium zachování věrnosti signálu vyžaduje použití velmi kvalitního analogového vstupního dílu, který zajišťuje filtraci signálu, nastavení vhodné úrovně, konverzi signálu do základního pásma a následnou digitalizaci v požadované šířce pásma. Většina bloků vstupního dílu by měla poskytovat velmi rychlou změnu parametrů, funkce jako je panoramatické skenování rádiového spektra to dokonce vyžadují.

Software číslicového zpracování signálů pak výrobci nasazují i na běžnou výpočetní techniku, která svým výkonem dnes poskytuje prostor pro běh softwaru v reálném čase s možností jeho snadné aktualizace či obměny. V náročných případech jsou časově kritické funkce realizovány pomocí programovatelných hradlových polí FPGA nebo zákaznických obvodů ASIC.

2.1 Základní parametry monitorovacího přijímače založeného na konceptu SDR

Mezi základní a sledované parametry monitorovacích přijímačů patří frekvenční rozsah, maximální šířka pásma přijímaného signálu, dynamický rozsah a mnoho

dalších. Nejdůležitější parametry jsou blíže specifikovány v následujících podkapitolách.

2.1.1 Frekvenční rozsah

S rostoucí poptávkou po bezdrátových komunikačních technologiích se rozšiřuje používání pásem nad 10 GHz a to jednak z důvodů zaplnění stávajícího rádiového spektra a také požadavku vysokých přenosových rychlostí mnohdy vyžadujících komunikační kanály o šířce řádově desítky MHz. Univerzální monitorovací přijímače musí být přeladitelné v širokém spektru frekvencí, dnes běžně od 9 KHz do 3 GHz, dražší zařízení umožňují monitorování až do 60 GHz. To přináší enormní nároky na vysokofrekvenční část přijímače, kdy je nutným kompromisem přepínání vstupních částí optimalizovaných pro různá frekvenční pásma. Pro monitorovací přijímače je navíc důležitá i rychlost přeladění nebo přepnutí obvodů v celém frekvenčním rozsahu. Rychlost přeladění se odvíjí od vlastností syntetizéru frekvence místního oscilátoru či analogových obvodů a pohybuje se v řádech 10 až 100 μ s v celém rozsahu.

2.1.2 Maximální šířka pásma přijímaného signálu

Šířku pásma přijímaného signálu neurčuje pouze požadavek monitorování širokopásmových signálů mikrovlnných spojů nebo snaha monitorovat celé úseky spektra přidělené jedné službě (ATC), tento parametr určuje i požadavek na monitorování dnes rozšířených technologií využívajících rozprostírání spektra DSSS nebo FHSS, případně méně běžných CSS a UWB nezářídka použitých za účelem ztížení jejich monitorování či odposlechu. Výjimkou proto nejsou přijímače s šířkou pásma 80 MHz zpracovávaného v reálném čase [8].

2.1.3 Dynamický rozsah

Velký dynamický rozsah je vyžadován při monitoringu širokých pásem, kdy se v pásmu běžně vyskytují velmi slabé signály na sousední frekvenci silných signálů. Obdobný problém nastává při detekci relativně slabých úzkopásmových signálů ve spektru překrytých širokopásmovými silnými signály. Při použití technologie SDR je dynamický rozsah přijímače určen zejména dynamickým rozsahem A/D převodníku, nezanedbatelný je vliv rušivých signálů a šumu. Na velikost dynamického rozsahu má vliv i linearita použitých bloků signálového zpracování. Zejména zkreslení saturací při

buzení příliš silnými signály znemožňuje požadavek analýzy sousedních slabších signálů.

Určité rozšíření dynamického rozsahu přijímaného signálu nabízí zařazení smyčky AGC, ale tu lze efektivně použít jen v případech monitoringu samostatných nerušených kanálů. Pak je samozřejmě nutné provést korekce naměřených hodnot o velikost hodnoty zisku. Nároky na dynamický rozsah lze do jisté míry ovlivnit i umístěním přijímací antény nebo výběrem typu antény. Současná řešení nabízí dynamický rozsah v rozmezí 80 až 100 dB.

2.1.4 Rušivé signály a šумы

Významné rušivé signály vznikají prosakováním signálu z místního oscilátoru nebo z rozvodu taktovacích signálů digitální části do přijímaného signálu. Ty pak mohou zapříčinit falešnou detekci nebo rušení slabých úzkopásmových signálů. Pokud se výrobci nedaří odstranit parazitní signály, což není výjimka v pásmech nad 10 GHz, software tyto signály alespoň označí ve spektru, aby nedošlo k omylu při analýze.

Jiným zdrojem rušení jsou šумы vzniklé analogovým zpracováním a ty se výrobci snaží eliminovat použitím zesilovačů a směšovačů s co nejnižším šumovým číslem zesilovačů a fázovým šumem místních oscilátorů, avšak nelze dosáhnout optimálních hodnot vzhledem k tomu, že jednotlivé bloky musí být zároveň širokopásmové a rychle přeladitelné. Hledá se tedy pouze jistý kompromis. Jedním z efektivních a používaných způsobů minimalizace šumů je zařazení kvalitního obvodu LNA na vstup přijímače. Jistým problémem je i fázový šum místního oscilátoru použitého při konverzi signálu do mezifrekvenčního nebo základního pásma. Fázový šum zvyšuje šumové pozadí a tak klesá citlivost přijímače, problematická je i konvoluce šumu s úzkopásmovými signály ve spektru. Nejdražší zařízení pak detekují vlastní zdroje šumu a rušivých signálů, které pak na základě jejich statistických charakteristik číslicově eliminují [9].

2.1.5 Selektivita

Selektivitu přijímače můžeme definovat jak v analogové části, tak i v digitální části monitorovacího přijímače. Selektivita v analogové části je významná kvůli vzorkování signálu, závisí na vlastnostech anti - aliasing filtrů realizovaných filtry typu dolní nebo pásmová propust. Pokud se jedná o selektivitu v digitální části, zde je její

hodnota určena strmostí přechodového pásma číslicového filtru a zpravidla je možné dosáhnout vysokých hodnot strmosti, omezené pouze dostupným výpočetním výkonem.

2.2 Metody monitorování rádiového spektra

Koncept SDR umožňuje pružně a mnohdy velmi rychle měnit parametry softwarové i hardwarové části a tato výhoda umožňuje implementovat hned několik metod monitorování kmitočtového spektra a podle potřeby mezi nimi přepínat. Obecně můžeme přístupy monitoringu rozdělit podle šířky zpracovávaného pásma na úzkopásmový, širokopásmový, panoramatický. Podle kontinuity zpracovávaného signálu se monitoring dělí na kontinuální a monitoring skenování. Podle počtu měřených parametrů na přehledový monitoring, kdy je měřena jedna veličinu u více kanálů současně a analytický, kdy je podrobně analyzován jediný kanál. V praxi se často používají dále rozebrané čtyři druhy, které jsou kombinací výše zmíněných kategorií. Principy funkce jednotlivých metod monitorování jsou relativně rozdílné, návrh softwarové architektury (kapitola 3.3) pak vyžaduje zvláštní řešení pro každou metodu.

2.2.1 Monitorování jednoho kanálu

Jedná se o nejjednodušší druh monitoringu, poskytuje hned několik výhod a využívá se pro podrobné analyzování a identifikování signálu. Z hlediska předchozí klasifikace se jedná o úzkopásmový, kontinuální a analytický monitoring.

První výhodou je možnost plně konfigurovat hardwarovou část SDR pro potřeby monitoringu jediného kanálu a to nastavením přesné vzorkovací frekvence, odladěním nežádoucích signálů, přesným zesílením. Druhou výhodou je využití veškerého výpočetního výkonu pro analýzu jediného kanálu. Z uvedených metod je tato nejvhodnější pro úlohu extrakce slabého úzkopásmového signálu rušeného silnějším širokopásmovým.

2.2.2 Monitorování většího počtu úzkopásmových kanálů současně

Metoda je používána pro účely současného srovnávání parametrů více signálů v reálném čase, jako je měření vzájemných odchylek v úrovni jednotlivých kanálů, měření vzájemných časových posunů kanálů. Dle klasifikace se nejčastěji jedná o širokopásmový kontinuální přehledový monitoring.

Při této metodě je většinou využita celá šířka základního pásma, a selekce jednotlivých kanálů je provedena digitálně. I s ohledem na skutečnost, že je nutné analyzovat kanály paralelně, je tato metoda ze všech uvedených nejnáročnější na výpočetní výkon. Určité podmínky, kterými jsou shodná šířka kanálů, jejich ekvidistantní rozestup, poskytují zvláště při větším množství kanálů prostor pro implementaci struktur, jakými je např. struktura se zřetězenou kmitočtovou konverzí ve formě binárního stromu. I tak je implementace tohoto druhu monitoringu na PC poměrně složitá. Další nevýhoda této metody je omezená možnost nastavení hardwarové části SDR, zejména pak zisku, kdy je potřeba zvolit kompromis s ohledem na velké rozdíly v úrovni kanálů a omezený dynamický rozsah řetězce zpracování signálu.

2.2.3 Panoramatické monitorování skenováním

Panoramatickým monitorováním je označován dohled nad úseky spektra o šířce řádově 100 až 1000 MHz, kdy šířka požadovaného pásma mnohonásobně překračuje maximální šířku základního pásma poskytovanou hardwarovou částí SDR. Monitorování lze provést pouze metodou skenování, kdy se přijímač přeladuje v pravidelných časových intervalech a ve zvolených frekvenčních krocích. Je zřejmé, že může dojít k situaci překročení měřeného parametru kanálu v době, kdy bude přijímač naladěný na frekvenci jiného kanálu a překročení nebude zaznamenáno. Efektivitu metody tak určuje vhodně zvolený časový interval, po který lze analyzovat naladěné pásmo. Kratší časový interval je vhodný pro analýzu kanálů se stálou, časově neměnnou obálkou, volba delších časových intervalů umožňuje analýzu signálu s časově proměnnou obálkou. Spodní mez časového intervalu lze stanovit na základě doby potřebné k přeladění. Následující vztah vyjadřuje šířku pásma B_{max} [MHz] zpracovanou pomocí uvedené metody za 1 sekundu:

$$B_{max} = (t_{fetch} + t_{tune})^{-1} \cdot B_{BB} \quad (2.1)$$

$$\min(t_{fetch}) = \frac{N_{FFT}}{F_{samp}}, \quad F_{samp} = B_{BB} \quad (2.2)$$

kde t_{fetch} je doba potřebná pro získání dostatečného počtu vzorků [s], t_{tune} je doba potřebná k přeladění přijímače [s], B_{BB} je šířka základního pásma [MHz], N_{FFT} je počet vzorků potřebný pro výpočet Fourierovy transformace [-], F_{samp} je vzorkovací frekvence

[MHz]. Je zřejmé, že při vysokých vzorkovacích frekvencích a malých hodnotách N_{FFT} je rozhodující pro hodnotu šířky pásma B_{max} doba t_{tune} .

Díky analýze velmi širokého frekvenčního spektra se ve spektru plně projevují tvary frekvenčních charakteristik obvodů řetězce zpracování signálu a významně se také projevuje zakřivení frekvenční charakteristiky antény. Profesionální zařízení tyto nerovnosti kompenzují hardwarově i softwarově, kvůli softwarové kompenzaci obsahují i naměřené frekvenční charakteristiky vybraných typů antén, které jsou dodávány s přijímačem.

2.2.4 Přehledové monitorování části spektra v maximální šířce základního pásma

Tato metoda monitoringu je často používána při dohledu nad spektrem jedné služby, protože běžně bývá službě přidělen celistvý úsek spektra, ve kterém se tak objevuje více kanálů se stejnými modulačními i výkonovými parametry. Hlavním účelem použití metody pak bývá detekce rušení či zjištění překročení hodnot výkonové obálky signálu. Cílem také může být detekce rekonfigurace kanálů, v některých případech i měření vytíženosti sledováním aktuálního počtu používaných kanálů pomocí spektrogramu. Celkově je metoda poměrně nenáročná na výpočetní výkon.

2.3 Přehled funkcí monitorovacího přijímače

Značné množství funkcí nabízené moderním monitorovacím přijímačem umožňuje uživateli rychlou orientaci v rádiovém spektru. Jedná se o automatické funkce typu identifikace zdroje signálu, měření parametrů signálu a jejich porovnávání, různé druhy vizualizace signálů, prezentace obsahu vysílání, ale i ukládání a organizaci naměřených veličin či samotných signálů. Funkce pracují v reálném čase a často i souběžně. Pro větší komfort obsluhy se používají zvláštní programy pro PC, jež umožňují vzdálené ovládání přijímače a jsou k dispozici i programy rozšiřující funkce samotného přijímače.

2.3.1 Spektrální analýza

Spektrální analýza je fundamentální funkcí monitorovacích přijímačů. V základu je požadováno měření okamžité hodnoty hustoty výkonového spektra signálu v reálném čase a to včetně paměti maximálních a minimálních hodnot spektra ve zvoleném časovém intervalu. Tento druh měření dostačuje pro signály, jejichž výkon mírně kolísá

kolem konstantní úrovně, signály s přerušovanou nebo proměnnou obálkou vyžadují přehledné zobrazení spektra v čase, často ve formě 2D nebo 3D spektrogramu získaného algoritmem STFT s barevně odlišenými úrovněmi. Technickou výzvou je analýza tzv. jednorázových velmi krátkých událostí typických pro radarové signály, signály dálkového ovládání a obecně signály, jejichž perioda opakování je příliš dlouhá a náhodná. Tyto druhy signálů určují také maximum časového rozlišení. Maximum frekvenčního rozlišení určují úzkopásmové signály vyskytující se např. v radioamatérských pásmech pro telegrafní provoz. Spektrogram pak musí poskytnout na úkor vyššího výpočetního výkonu velmi jemné časové a zároveň frekvenční rozlišení.

Užitečnou funkcí přijímače pro dohled je jistě porovnávání spektra přijímaného signálu s uloženou nebo uživatelem definovanou spektrální maskou. Spektrální masky pro různé služby standardizuje ITU a masky signálů běžně používaných služeb bývají v monitorovacích přijímačích již k dispozici. Masky je pak manuálně nebo automaticky sesazena se spektrem přijímaného signálu a následně lze například ověřit, zda mají postranní laloky kanálu dostatečně nízkou úroveň a nedochází tak k rušení sousedních kanálů.

Některé přijímače obsahují tzv. mód persistence, který jednotlivá spektra odlišuje barvami v čase a umožňuje detekovat výskyt ojedinělého slabého signálu překrytého pulzujícím silnějším signálem.

2.3.2 Měření parametrů signálu a další funkce

Jak již bylo zmíněno, monitorovací přijímač patří do kategorie měřicích zařízení, jež mají kromě usnadnění dohledu nad radiovým spektrem poskytnout měření veličin, které musí v krajních případech posloužit jako důkaz při porušení platných předpisů a norem. Musí být tedy k dispozici možnost naměřené veličiny organizovat a ukládat. Jiné typy veličin slouží pro orientační zjišťování původu i kvality signálu a mohou být vstupními parametry pro funkce identifikace a demodulace signálu.

Do kategorie veličin pro dohled lze zařadit měření výkonu signálu, frekvenčního zdvihu, hloubky modulace AM či měření šířky pásma. Mezi ostatní typy veličin a funkcí lze zařadit BER (po identifikaci signálu), poměr signál - šum, přesnou frekvenci vysílání, určování časového charakteru signálu či funkci vyhledávání kanálů.

2.3.3 Demodulace, klasifikace signálu a identifikace služby

Univerzální provedení monitorovacího přijímače musí zajistit demodulaci široké škály služeb, proto je přijímač vybaven celou řadou demodulátorů pro analogové i digitální modulace. Demodulátory jsou díky použité koncepci SDR realizovány čistě číslicově, výstupní data jsou pak reprezentována ve formě časového průběhu, frekvenčního spektra, konstelačního diagramu. Samotné přijímače bývají vybaveny i audio výstupem pro kontrolní ověření či identifikování signálu.

Úkolem klasifikace signálu je odhalení závislosti parametrů signálu na změně přenášené informace a to analýzou naměřených veličin a charakteristik signálu. Na základě výsledků klasifikace je vybrána služba nebo skupina služeb a odpovídajících demodulátorů a signál může být správně demodulován a dekodován. Klasifikace analogových modulací je obtížná, lze však předpokládat, že jsou přenášena hlasová či obrazová data pomocí běžných standardů. Jednodušší je situace u digitálních modulací, protože se používá pouze konečný počet stavů, a tak lze jednoduše provést spektrální analýzu nebo určit tvar konstelačního diagramu po patřičné synchronizaci.

Účelem identifikace služby je ověření, zda se jedná o službu navrženou procesem klasifikace či nikoliv. Pro automatickou identifikaci je klíčovým předpokladem znalost alespoň části přenášené informace, v opačném případě je nutné identifikovat službu manuálně na základě osobních zkušeností uživatele, což není výjimka například u analogových modulací. Automatická identifikace je využívána i proto, že signály moderních služeb takřka bez výjimky obsahují předem známé sekvence například pro ekvalizaci kanálu a pomocí nich lze signál jednoznačně identifikovat, u signálů typu DSSS je to dokonce jediná možnost identifikace. Často se používají i méně komplikované metody, kdy uživatel vybere služby pravděpodobně se vyskytující ve vybraném pásmu a identifikace služby probíhá hrubou silou bez předchozí klasifikace signálů [15]. V některých případech lze službu jednoduše identifikovat i podle tvaru časové obálky signálu.

Důležitým předpokladem pro správnou funkci řetězce klasifikace, identifikace a demodulace je až na výjimky dostatečná hodnota poměru signál - šum. Implementace tohoto řetězce pro všechny známé služby a typy přenosů je velmi komplexní záležitost, na kterou se dnes často i trénují neuronové sítě a není proto výjimkou, když tuto funkci přebírá specializovaný software dodávaný jako zvláštní produkt, který zpracovává surové vzorky signálu v základním pásmu [15].

2.3.4 Lokalizace monitorovaného signálu

Jedním z účelů monitoringu rádiového spektra je nalezení zdroje rušivého signálu. Tímto problémem se zabývá samostatný obor nazvaný lokalizace zdroje signálu (direction - finding) a zároveň je to jediný způsob identifikace signálu (přesněji nalezení jeho zdroje), pokud selžou metody identifikace pomocí spektrogramu, demodulace a dekódování. Obecně je cílem úlohy lokalizovat zdroj signálu o jediné frekvenci. Pokud je k dispozici pouze jediné stacionární monitorovací stanoviště, nelze provést přesnou lokalizaci, zato lze určit směr pomocí vhodné anténní řady a při znalosti vysílacího výkonu odhadnout vzdálenost zdroje signálu vzhledem k monitorovacímu stanovišti. V případě více vhodně rozmístěných monitorovacích stanovišť nebo mobilního stanoviště lze signál přesně lokalizovat například metodou triangulace či multilaterace.

Různé metody tohoto typu lokalizace můžeme rozdělit podle použitého frekvenčního pásma nebo podle přesnosti. Všechny metody jsou dnes založeny na technologii digitálního zpracování signálu a často používaná je metoda korelační interferometrie [11], jejíž princip spočívá v současném záznamu signálů z vhodně rozmístěných antén a pomocí korelační matice, obsahující přiřazení fázových posunů signálů jednotlivým směrům vysílání, je z dílčích signálů extrahovaná informace o směru nejsilnějšího přijímaného signálu. Tato metoda dokáže určit směr přijímaného signálu s přesností na 1° a eliminovat nesprávnou detekci způsobenou odraženými signály. Pro lokalizaci signálu v pásmech KV a VKV je často používaná metoda Watson - Watt. Metoda je založena na současném porovnávání amplitud signálu pořízeného minimálně dvěma anténami s hlavními vyzařovacími laloky v 0° a 180° v horizontální rovině. V případě dvou antén svírají horizontální vyzařovací charakteristiky pravý úhel, při použití více antén jsou kladeny vysoké nároky na směrovost hlavních vyzařovacích laloků. Lokalizace zdroje signálu nebude dále probírána, její implementace je nad rámec této práce. [11]

2.4 Přehled vztahů a metod pro výpočet monitorovaných veličin

2.4.1 Přepočítání úrovně vstupního signálu na vstup A/D převodníku

Aby bylo možné přesně měřit veličiny na vstupu přijímače, je nutné vyčíslit změnu úrovně signálu při průchodu řetězcem obvodů od anténního vstupu až na vstup A/D převodníku. Vyčíslení změny úrovně signálu umožňuje vztah (2.3), ve kterém jsou

členy rovnice reprezentující frekvenční charakteristiky obvodů považovány za frekvenčně nezávislé kvůli usnadnění výpočtu. Frekvenční závislost zisku nebo útlumu jednotlivých obvodů je souhrnně reprezentována pomocí korekční křivky $L_{CORR}(f)$ [dB]. Za členy reprezentující útlum se dosazují minima útlumových frekvenčních charakteristik obvodů, za členy reprezentující zisk se dosazují maxima frekvenčních charakteristik zisku obvodů.

$$L_{AD}(f) = L_{inRF} - L_{ATT} - L_{ADD} - L_{CORR}(f) + G_{LNA} + G_{MIX} + G_{ADD} \quad (2.3)$$

kde $L_{AD}(f)$ je výkonová úroveň signálu na vstupu A/D převodníku závislá na frekvenční charakteristice řetězce zpracování signálu [dBm], L_{inRF} je výkonová úroveň signálu na vstupu přijímače [dBm], L_{ATT} je vložný útlum nastavitelného atenuátoru [dB], L_{ADD} je vložný útlum vzniklý přídatnými ztrátami [dB], G_{LNA} je zisk širokopásmového vstupního zesilovače [dB], G_{MIX} je zisk směšovače [dB], G_{ADD} je zisk zesilovače zajišťujícího dostatečné vybuzení A/D převodníku [dB].

Pokud jsou použity širokopásmové obvody, lze předpokládat, že bude docházet k výkyvům hodnot zisku a útlumu v jednotlivých sub pásmech a tyto výkyvy lze vyčíslit pouze naměřením těchto odchylek v celém frekvenčním pásmu a následným sestavením korekční křivky.

2.4.2 Určení amplitudy napětí

Pro stanovení přesné hodnoty amplitudy napětí vzorku $u_{in}[i]$ [V] z digitalizovaného signálu $x[i]$ [-] je zapotřebí určit převodní konstantu A/D převodníku k_{AD} [V]. Konstantu lze snadno určit ze znalosti maximálního vstupního napětí A/D převodníku U_{inMAX} [V] a maximální číselné hodnoty datového typu reprezentující vzorky signálu A_{MAX} [-]:

$$u_{in}[i] = k_{AD} \cdot x[i], \quad k_{AD} = \frac{U_{inMAX}}{A_{MAX}} \quad (2.4)$$

2.4.3 Výpočet okamžitého výkonu

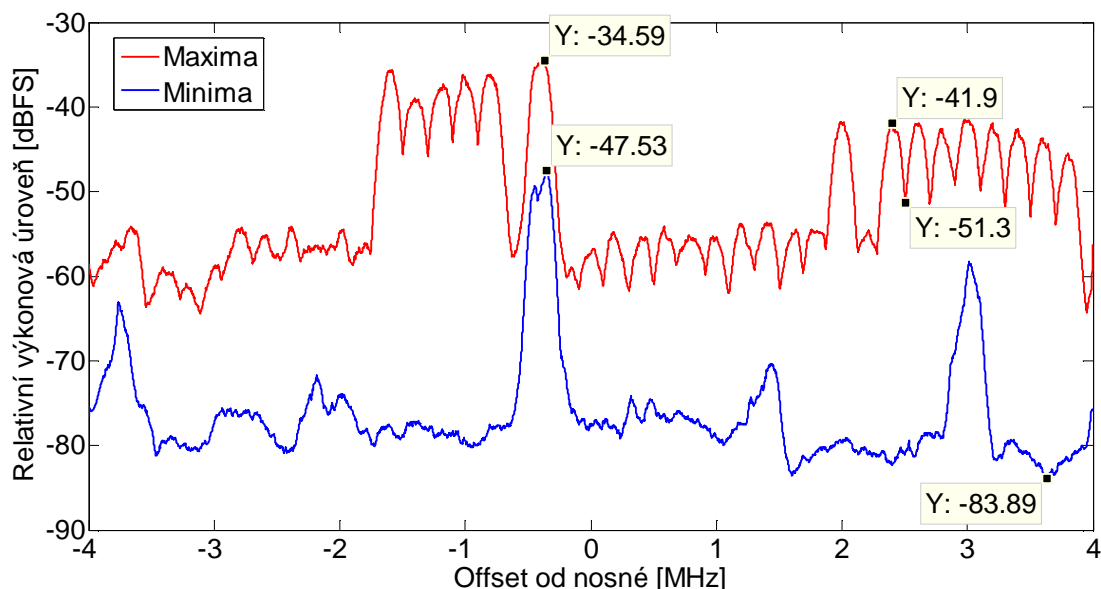
Při znalosti hodnoty napětí na vstupu A/D převodníku u_{in} [V] a vstupní impedance A/D převodníku Z_{in} [Ω], lze vyčíslit i hodnotu okamžitého výkonu $p(t)$ [W], popřípadě jeho úroveň L_{dBm} [dBm]:

$$p(t) = \frac{u_{in}(t)^2}{Z_{in}}, \quad L_{dBm}(t) = 10 \log_{10} \frac{p(t)}{1000} \quad (2.5)$$

2.5 Algoritmy vybraných funkcí

2.5.1 Automatické vyhledávání kanálů

Vyhledávání kanálů lze realizovat hledáním maxim ve spektru získaném pomocí Fourierovy transformace. Vhodné algoritmy pro vyhledávání extrémů jsou ty algoritmy, které jako vstupní parametr vyžadují minimální vzdálenost v definičním oboru nalezených maxim. Dalším způsobem je analýza spektrální masky sestavené z maxim spektra pořízených během delšího časového intervalu. Tento způsob využívá předpokladu, že je každý signál ve spektru frekvenčně omezen a nedochází k rušení sousedních kanálů. Pak se ve spektrální masce objevují mezi kanály minima (obr. 2.1), díky nimž lze stanovit frekvence oddělující kanály.



Obr. 2.1 Masky vytvořené spektrální analýzou signálu v pásmu GSM900

2.5.2 Odhad šířky pásma kanálu

Šířku pásma kanálu lze definovat mnoha způsoby, nejčastěji je šířka pásma definována jako šířka hlavního laloku nebo šířka, kdy amplituda poklesne o 3 dB vůči jejímu maximu, šířka definovaná procentuálním množstvím výkonu. S využitím metody spektrální masky pro hledání kanálů (kapitola 2.5.1) lze také automaticky stanovit přibližnou šířku pásma kanálu a tu později upřesnit výše zmíněnými metodami.

2.5.3 Rozlišení signálů dle časového charakteru obálky

Signály lze podle časového charakteru obálky signálu obecně rozdělit na kontinuální a pulzující. Pulzující se dále mohou dělit na periodické a aperiodické. Automatické určení časového charakteru signálu usnadní uživateli identifikaci signálu a také pomůže vybrat signály, které má smysl dále podrobit korelační analýze pro měření periody obálky signálu. Zjištěná perioda pak může posloužit k definování intervalů, ve kterých lze provést měření průměrného výkonu, aniž by bylo toto měření znehodnoceno šumem přítomným v mezerách mezi pulzy obálky. Tato metoda zároveň pomáhá určit způsob, jakým má být provedeno měření poměru signál - šum pro jednotlivé signály.

Časový charakter obálky signálu lze obecně získat výpočtem autokorelační funkce této obálky. Pro určení časového charakteru většího množství signálů ale existuje výpočetně nenáročná metoda popsaná v následujícím odstavci, založená na určování maximálního poměru signál - šum.

Metoda je založena na spektrální analýze nastavené tak, že je časový úsek pro výpočet spektra dostatečně krátký pro spolehlivé zachycení intervalu mezi pulzy s pulzující obálkou a zároveň pro poskytnutí dostatečného frekvenčního rozlišení. První součástí identifikace časového charakteru obálky signálu zahrnuje zaznamenávání minim a maxim jednotlivých spekter během vhodně zvoleného časového intervalu. Poté je z maximálních hodnot výkonové spektrální hustoty orientačně určen střed kanálu, popřípadě i jeho šířka. Následně je určen rozdíl maximálních a minimálních hodnot spekter a tento rozdíl vyjadřuje u signálu s pulzující obálkou maximální poměr signál - šum. Tímto způsobem lze také určit minimální hodnotu šumového pozadí, viz obr. 2.1. Hodnoty tohoto rozdílu jsou pro kontinuální signály určitě menší, protože minimální hodnota s kontinuální obálkou signálu nenabude ve vhodně zvoleném časovém intervalu úrovně šumu. Po stanovení prahu rozdílu, kdy budou signály identifikovány jako signály s kontinuální nebo pulzující obálkou, jsou hodnoty rozdílu extrahovány na frekvencích odhadnutého středu kanálu a signály roztříděny. Metoda je postačující pro většinu signálů, k ověření metody nebo přesnějšímu měření slouží korelační analýza.

2.5.4 Korelační analýza

Korelační analýza je efektivním nástrojem pro analýzu signálů s rozprostřeným spektrem DSSS a signálů s nízkým nebo záporným poměrem signál - šum. Typickými technologiemi používající tyto signály jsou například CDMA, GPS, využití této metody

zle také nalézt u analýzy radarových signálů. Pomocí korelačních metod je možné nejen tyto signály nalézt ve směsi se šumem, ale také změřit hodnotu jejich periody a na základě toho signály předběžně identifikovat. Mnoho technologií totiž používá rozdělení dat na rámce, u technologií s rozprostřeným spektrem lze zjistit symbolovou rychlost. Pro výpočet autokorelační funkce $R(\tau)$ z časového průběhu signálu $f(t)$ lze využít Wiener - Chinčinův teorém [X] a funkci $R(\tau)$ určit pomocí dopředné \mathcal{F} a zpětné \mathcal{F}^{-1} Fourierovy transformace následujícím vztahem:

$$R(\tau) = \mathcal{F}^{-1} \left\{ \mathcal{F} \{ f(t) \} \cdot \overline{\mathcal{F} \{ f(t) \}} \right\} \quad (2.6)$$

Tento způsob výpočtu je zvolen kvůli možnosti použití algoritmu FFT pro zkrácení výpočetního času. Automatické měření časových intervalů z autokorelačních funkcí je poměrně problematické, využívá se algoritmů pro detekci extrémů. Důležitá je také volba vhodné délky úseku signálu pro analýzu vůči délce rámců nebo symbolů. Pro měření poměru signál - šum metoda poskytuje pozici intervalů, ve kterých má měření probíhat.

2.5.5 Určení poměru signál - šum

Poměr signál šum lze teoreticky měřit jen při znalosti signálu, který tak lze extrahovat ze směsi signálu se šumem a zjistit hodnotu výkonu šumu. U neznámých signálu lze měření tohoto poměru uskutečnit při zavedení několika předpokladů. První předpoklad se týká měření tohoto poměru u pulzujících signálů, kdy je měření po celou dobu prováděno v pásmu zkoumaného signálu a výkon šumu změřen v intervalu mezi pulzy, výkon směsi signálu se šumem v době trvání pulzu. Porovnáním hodnoty výkonu během pulzu a v mezeře umožňuje získat poměr signál šum za předpokladu, že je možné statistické parametry šumu považovat za stacionární během doby trvání mezery a pulzu. Druhý předpoklad se týká kontinuálních signálů, kdy hodnota výkonu šumu může být měřena pouze v odlišném frekvenčním pásmu, než ve kterém se vyskytuje signál. Pásmo pro měření šumu musí být v těsném sousedství pásma zkoumaného signálu, aby byl eliminován vliv zakřivení frekvenčních charakteristik například analogových obvodů, na druhou stranu se v těsném sousedství pásma zkoumaného signálu může vyskytovat fázový šum nebo laloky vzniklé nedokonalou filtrací signálu po modulaci.

Měření poměru signál - šum není možné v případech pokud dojde k zahlcení spektra pouze kontinuálními signály, které spolu těsně sousedí. Jedná se o situaci, kdy je monitorovací přijímač vybaven vhodně umístěnou všesměrovou anténou a dochází k příjmu velkého množství i vzdálených stanic. Částečným řešením je v takových případech použití vysoce směrové antény s cílem eliminovat ze spektra sousedící signály a získat tak pásmo ve spektru pro měření výkonu šumu. Oba uvedené předpoklady lze splnit, pokud má šumové pozadí charakter AWGN, a to platí ve většině případů.

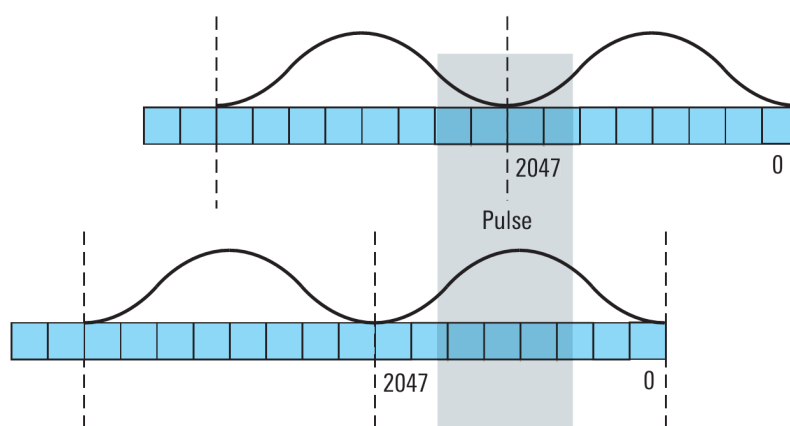
2.5.6 Výpočet amplitudového frekvenčního spektra

Výpočet amplitudového frekvenčního spektra se nejčastěji provádí prostřednictvím Fourierovy transformace, jeho výsledky kromě vizualizace spektra slouží také jako nezbytný vstupní parametr analytických a měřicích funkcí. Jedná se o nejčastěji používaný výpočet a vyplatí se tedy podrobněji analyzovat jeho vlastnosti, které budou rozebrány v následujících odstavcích.

Kvůli frekventovanému použití výpočtu je na místě zabývat se snížením jeho výpočetní náročnosti, které přináší použití výpočetního algoritmu FFT. Algoritmus pak lze použít pouze pro počet vzorků rovný mocninám čísla 2, kde mocniny jsou přirozeným číslem. Z tohoto vyplývá také omezená volba frekvenčního rozlišení.

Další problém představují artefakty vyskytující se ve spektru v důsledku výběru konečného signálu s konečným počtem vzorků, u kterých není poměr vzorkovací frekvence ku vzorkované frekvenci celočíselným násobkem [5]. Tento efekt lze částečně potlačit vynásobením úseku signálu váhovací funkcí před výpočtem spektra, z nichž nejpoužívanějšími jsou funkce Hammingova, Hannova, Bohmanova a Dolph-Chebyshevova. Použití konkrétního druhu se odvíjí od typu signálu, a proto je vhodné poskytnout uživateli možnost výběru.

Váhováním však mohou ve spektru zaniknout krátké jednorázové signály, kdy se tyto signály nacházejí v minimu váhovací funkce. Řešení nabízí metoda překrývání spekter, jejíž princip je naznačen na obr. 2.2. Pro detekci krátkých jednorázových signálů dostačuje překrytí 50%, což ovšem zvyšuje množství zpracovávaných dat na dvojnásobek.



Obr. 2.2 Znárodnění důsledku váhování oknem, kdy může dojít k potlačení krátkého pulzu, převzato z [7]

Výpočet dílčích spekter z přijímaného signálu je nutné pro funkce měření a analýzy provádět nepřetržitě. Zvláště při vysokých vzorkovacích frekvencích a nízkém frekvenčním rozlišení je ale zbytečné zobrazovat všechna spektra, pak by docházelo ke zobrazení spekter častěji, než jaká je perioda obnovovací frekvence monitoru počítače. Vhodnější je zobrazovat uživateli pouze vybraná dílčí spektra, popřípadě aritmetický průměr všech dílčích spekter, maxima nebo minima z většího počtu dílčích spekter. Lze takto významně ušetřit výpočetní výkon.

Nejen pro zobrazení, ale pro výpočet některých funkcí je problémem přítomnost šumu AWGN, který při analýze krátkých časových úseků vykazuje ve spektru významné ostré extrémy. Proto je nutné zabývat se metodami pro vyhlazení spektra. Vzhledem k charakteru tohoto druhu šumu lze extrémy odstranit průměrováním v dostatečně dlouhém časovém intervalu. Pro vyhlazení spektra průměrováním je zapotřebí velké množství dílčích spekter, což může být problém při analýze signálu s malou vzorkovací frekvencí a současným požadavkem velkého časového rozlišení. Navíc průměrováním dochází k zániku ojedinělých výskytů krátkých signálů. Tehdy je nutné použít vhodné interpolační nebo filtrační metody. Jednou z nich je metoda Savitzky - Golay, založená na prokládání úseků zdrojové funkce polynomem nízkého stupně. Tímto způsobem jsou odstraněny nežádoucí extrémy, ale stupeň polynomu a délka zdrojové funkce musí být vhodně zvoleny tak, aby nedošlo k zanedbání extrémů způsobených zdroji čistě harmonických signálů. Je však předpokládáno, že výskyt čistě harmonických signálů je velmi ojedinělý, případně je slabě modulován, rozmítán vlivem fázového šumu a má tedy nenulovou šířku pásma.

3 Problematika realizace monitorovacího přijímače pomocí běžně dostupných komponent

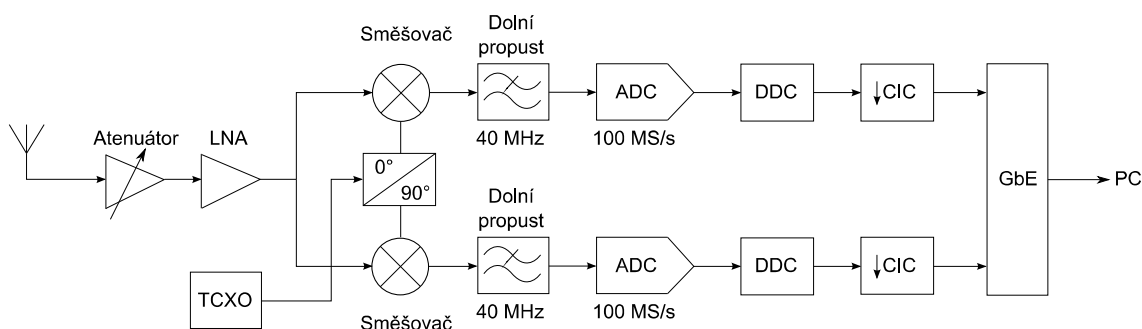
Tato kapitola se zabývá analýzou hardwaru i softwaru reálného systému SDR, dále pak konfrontuje možnosti tohoto systému s možnostmi profesionálních přijímačů a jejich funkcemi uvedených v kapitole 2.

3.1 Analýza použité hardwarové části přijímače

Jako hardwarová část SDR byla použita jednotka NI-USRP 2920 od výrobce National Instruments. Pro účely této aplikace jsou z dokumentace vybrány pouze parametry přijímací části v tab. 3.1, blokové schéma této jednotky znázorňuje obr. 3.1, zdroj [12], [13].

Tab. 3.1 Parametry přijímací části jednotky NI-USRP 2920

Frekvenční rozsah	50 MHz - 2,2 GHz
Rozsah nastavitelného útlumu atenuátoru	0 - 31,5 dB (krok 0,5 dB)
Šumové číslo	5 - 7 dB
Maximální vzorkovací frekvence (rozlišení 16 bitů)	25 MS/s
SFDR	88 dB
Stabilita TCXO	2,5 ppm



Obr. 3.1 Blokové schéma řetězce zpracování signálu v jednotce NI-USRP 2920 - přijímací část

Jednotka je tvořena základní deskou a vyměnitelnou vysokofrekvenční částí. Základní deska poskytuje A/D převod základního pásma, digitální zpracování signálu, ovládání jednotky, přenos povelů, dat mezi PC a jednotkou, zdroj referenčního kmitočtu pro vysokofrekvenční část. Vysokofrekvenční deska obsahuje obvody pro úpravu vstupního signálu, místní oscilátor, směšovač a obvody pro úpravu analogového signálu v základním pásmu. Lze použít vysokofrekvenční části ve frekvenčním rozsahu od 0 - 6GHz a tímto rozsahem může jednotka konkurovat jednotkám profesionálních

monitorovacích přijímačů. Jednotka je hardwarově identická s open - source platformou poskytovanou společností Ettus Research pod označením N210 a díky tomu lze získat i detailní informace o hardwaru z podrobné, volně dostupné dokumentace. Je zřejmé, že tato jednotka dle specifikací postačuje pro realizaci monitorovacího přijímače, avšak testováním byla zjištěna nezanedbatelná omezení podrobněji rozebraná v následujících kapitolách.

3.1.1 Vysokofrekvenční část

Vysokofrekvenční část je přijímač typu homodyn s přímou konverzí do základního pásma. Tato konstrukce byla pravděpodobně zvolena z důvodu jednoduchosti při použití v širokém frekvenčním rozsahu, přináší však i určité nevýhody. Základní pásmo vymezují filtry typu dolní propust, kdy se pro zajištění větší selektivity a zmírnění zvlnění frekvenční charakteristiky používají filtry zapojené do kaskády. Mezi nevýhody patří konverze signálu místního oscilátoru do základního pásma. Ta vzniká indukcí signálu oscilátoru k přijímanému signálu ještě před směšováním a převodem směsi těchto signálů do základního pásma. Signál místního oscilátoru tak vytváří v základním pásmu nežádoucí stejnosměrnou složku, která může snížit dynamický rozsah přijímaného signálu. Také reverzním způsobem se silný vstupní signál může indukovat k signálu místního oscilátoru. Vstupní signál je pak směšován kromě signálu místního oscilátoru s frekvencemi silných vysílačů a tak může dojít k přehlcení základního pásma nežádoucími signály. Druhá situace může být kritická, protože se v jednotce v řetězci před směšováním nenachází preselektor.

Směšování rádiového signálu do podoby synfázní (I) a kvadrurní složky (Q) přináší výhodu jednodušší implementace řady demodulátorů a poskytnutí dvojnásobné šířky pásma při stejné vzorkovací frekvenci oproti signálu reprezentovaného reálnými čísly. V případě netolerovatelné nesymetrie I, Q složek lze přesto použít vždy jeden ze signálů za cenu ztráty šířky pásma při stejné použité vzorkovací frekvenci. V případě kvadrurní detekce existuje možnost vybírat dle potřeby jednu z těchto dvou složek. Nevýhodou je nezbytné použití dvojnásobného množství hardwaru v řetězci za směšovačem.

3.1.2 Základní deska

Z pohledu zpracování signálu je důležité zabývat se obvody A/D převodníku a FPGA na základní desce. Frekvence místního oscilátoru je syntetizována pouze s omezenou přesností a tak je signál dodatečně posunut ve frekvenci do základního pásma. Přesný dodatečný posun je v FPGA proveden digitálně, metodou CORDIC. Následně je podle zvolené vzorkovací frekvence signál decimován metodou CIC. Důsledky použití metody CIC jsou diskutovány v podkapitole 3.1.3.3.

3.1.3 Negativní jevy ovlivňující funkce monitorovacího přijímače

3.1.3.1 Vliv harmonických složek signálu místního oscilátoru

Ideální místní oscilátor produkuje čistý harmonický signál. Tento požadavek však nelze dokonale splnit u reálných oscilátorů, zvláště pak frekvenčních syntetizérů pracujících v širokém frekvenčním rozsahu, jakým je syntetizér jednotky USRP. Časový průběh signálu tohoto typu syntetizátorů má často obdélníkový tvar a obsahuje kromě základního také harmonické kmitočty. V základním pásmu se tedy objevují i signály směřované s těmito harmonickými a výjimku netvoří ani přítomnost frekvencí až 9. harmonických. Nutno poznamenat, že harmonické signály mají nižší amplitudu než je amplituda základního kmitočtu, přesto se vliv harmonických projeví, pokud jsou na vstupu přítomné velmi silné signály blízkých vysílačů. To se děje v důsledku absence preselektoru před směřováním, avšak jeho zařazení způsobí nárůst úrovně šumu.

3.1.3.2 Nesymetrie I a Q složky

Nesymetrie I, Q složek vytváří artefakty ve frekvenčním spektru signálu, jejich přítomnost proto může způsobit nesprávnou detekci signálů. Jak je patrné z blokového schématu na obr. X, nesymetrie může být způsobena chybou fázového posunu, nedokonalým provedením směřovacích bloků, ale i diferencí frekvenčních charakteristik dolních propustí. Nesymetrie se často vyčísluje pomocí odstupe potlačení zrcadlových signálů L_{IS} [dB], který je vyjádřen vztahem:

$$L_{IS} = L_{original} - L_{image} \quad (3.1)$$

kde $L_{original}$ je výkonová úroveň původního signálu [dBm], kde L_{image} je výkonová úroveň obrazu původního signálu [dBm]. Minimální hodnota potlačení L_{IS} je pro obvod v jednotce NI-USRP 2920 zajišťující konverzi do základního pásma vyšší než 40 dB

[14]. Problém se tedy může objevit pouze u silných signálů. Existují algoritmy pro částečnou korekci chyby fázového rozdílu a amplitudy po digitalizaci signálu, jejich nasazení ale vyžaduje zvláště u velkých šířek pásma vyšší výpočetní výkon, což se i vzhledem k jejich nedokonalosti nevyplatí. Algoritmy jsou optimalizačního typu, kde vstupním parametrem je rozdíl amplitud i fází spektrální čáry a jejího obrazu.

3.1.3.3 Omezené možnosti volby vzorkovací frekvence

Zařízení NI-USRP 2920 poskytuje volbu vzorkovací frekvence od 195,313 kS/s do 50 MS/s. Signál v je základním pásmu nejprve digitalizován vzorkovací frekvencí 100 MS/s a požadovaná vzorkovací frekvence je dosažena procesem decimace. Schéma řetězce číslicové decimace realizované v FPGA je na obr. 3.2.

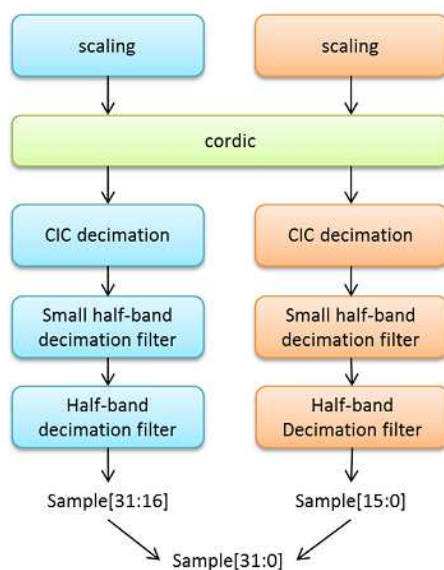
Komplexní digitalizovaný signál je nejprve decimován CIC decimátorem a dále filtrován dvěma dolními propustmi typu half - band, každá z nich poskytuje decimaci s dělicím poměrem 2. CIC decimátor poskytuje maximální dělicí poměr 128, tudíž lze dosáhnout celkového maximálního dělicího poměru 512, avšak dovolené jsou pouze některé hodnoty poměru (viz tab. 3.2), což souvisí se způsobem, jak jsou jednotlivé bloky decimace zařazené do řetězce.

Tab. 3.2 Závislost velikosti kroku volby decimace na rozsahu jejích hodnot

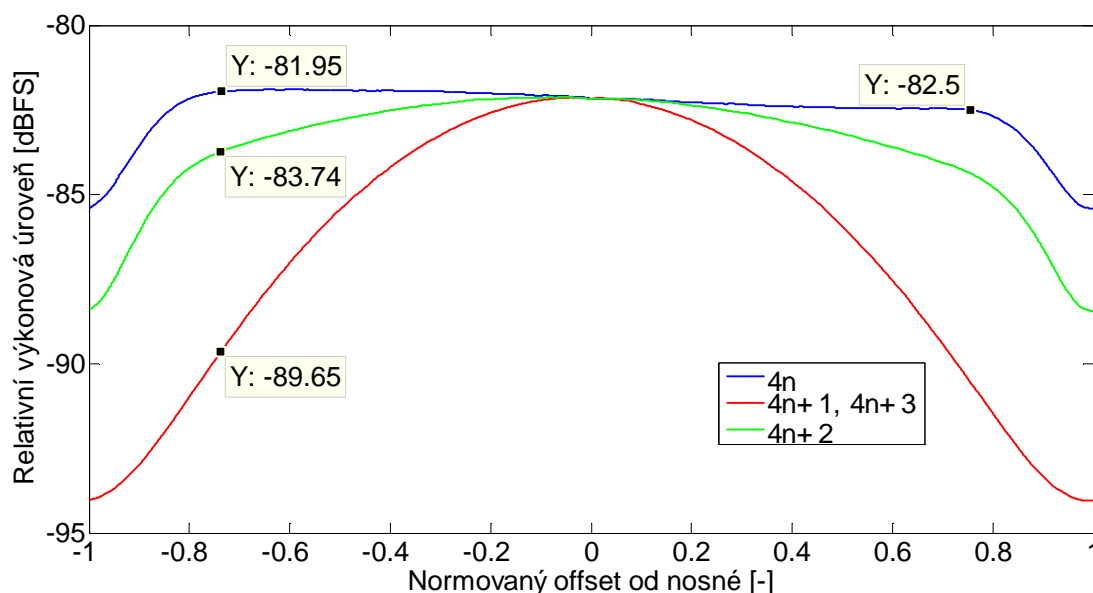
Rozsahy hodnot decimace	Krok
2 - 128	1
128 - 256	2
256 - 512	4

Decimátory jsou pravděpodobně navrženy tak, aby vzájemně kompenzovaly nedokonalosti svých frekvenčních charakteristik, proto je minimálního zvlnění dosaženo tehdy, pokud jsou v řetězci zařazeny oba half - band filtry (viz obr 3.2). Aplikace pro monitoring rádiového spektra vyžaduje co nejvěrnější frekvenční spektrum přijímaného signálu, a proto je nutné zařadit do řetězce oba half - band filtry a to volbou dělicího poměru, který je násobkem čísla 4. V opačném případě dochází k nežádoucí deformaci frekvenčních charakteristik signálu a chybě až 7,5 dB (obr. 3.3), kterou by bylo nutné kompenzovat softwarově za cenu zvýšení výpočetní náročnosti a zanesení zkreslení do řetězce zpracování. Průběhy spekter na obr. 3.3 byly pořízeny zařízením NI-USRP 2920, na jehož vstup byl připojen širokopásmový generátor bílého šumu a pro měření byly vybrány hodnoty decimace 4, 5, 6, které odpovídají nejvyšším

možným šířkám základního pásma. Při výběru menších šířek pásma by byl výkon na vstupu úměrně menší a mohlo by dojít ke zkreslení charakteristik vlivem vlastního šumu zařízení. Frekvenční charakteristiky byly sesazeny na hodnotě 0 MHz offsetu od nosné a pro přehlednější porovnání byla osa offsetu normována. Analogické jsou i charakteristiky pro vyšší hodnoty decimace, které lze dopočítat ze vztahů uvedených v legendě grafu (n je přirozené číslo). Parametry měření: počet vzorků na spektrum = 65536, počet průměrovaných spekter = 1000, okno = Hamming)



Obr. 3.2 Řetězec zpracování signálu v obvodu FPGA, převzato z [15]



Obr. 3.3 Vliv hodnoty decimace na tvar frekvenčních charakteristik bloků decimace

Při volbě vzorkovací frekvence 50 MS/s poskytuje A/D převodník data se sníženou bitovou hloubkou 8 bitů, pro zachování dostatečného dynamického rozsahu nelze zmíněnou hodnotu vzorkovací frekvence použít.

3.1.3.4 Reálný dynamický rozsah

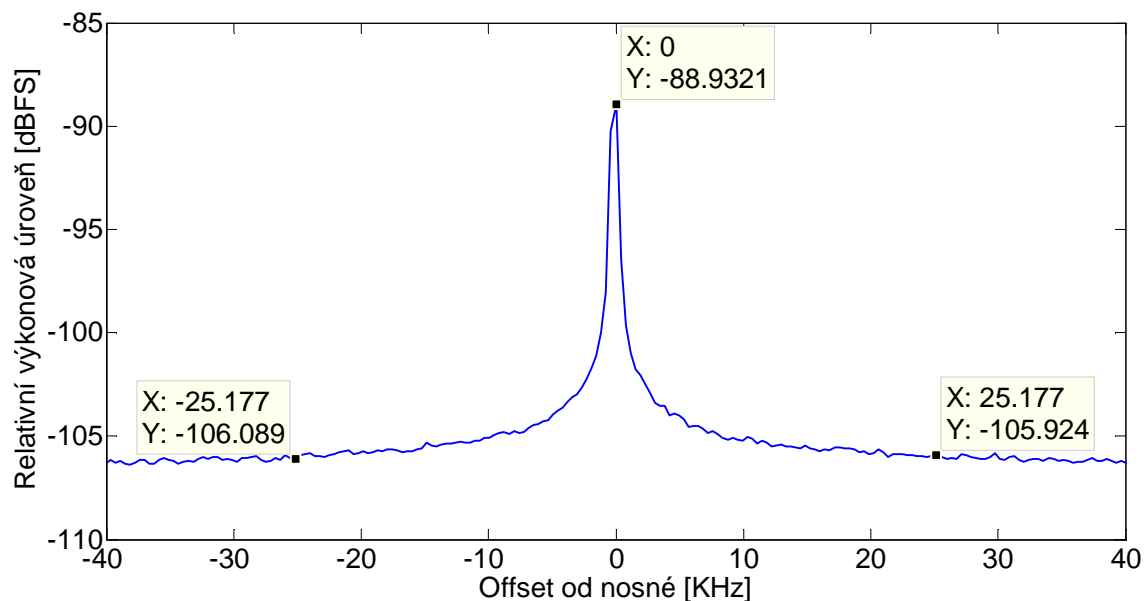
Vlastnosti homodynu způsobují i zmenšení dynamického rozsahu. Filtry typu dolní propust zde slouží jako anti - aliasing filtr před A/D převodníky, jejichž zlomová frekvence je rovna přibližně 40 MHz vzhledem k upřednostnění požadavku co největší šířky zpracovávaného pásma. Výběr užšího pásma je prováděn až v FPGA obvodu digitální filtrací metodou CIC. Pravděpodobnost, že se v šířce pásma 40 MHz vyskytne vysílač s vysokým výkonem, je poměrně vysoká, proto je i vysoká pravděpodobnost, že při naladění slabého signálu snadněji dojde k saturaci A/D převodníku silnějším signálem na blízké frekvenci. Saturaci lze předejít, pokud nepřetržitě sledujeme hodnoty vzorků a na základě hodnot jejich amplitudy řídíme vložný útlum. Výrobce uvedený dynamický rozsah je také limitován přítomností stejnosměrné složky v základním pásmu způsobené prosakováním signálu LO. Tuto složku nelze nijak eliminovat, z toho důvodu lze zanedbat i nižší úrovně rušivých signálů, které jsou pravděpodobně způsobeny nelinearitami zanesenými při analogovém zpracování signálu, indukci taktovacích signálů A/D převodníku a dalších obvodů, napájecími zdroji či hazardními stavy logiky A/D převodníku.

3.1.3.5 Rušivé signály a šumy

Za hlavní zdroje šumu lze považovat tepelný šum elektroniky v analogové části, tepelný šum antény a prostředí, do něhož zasahují laloky vyzařovací charakteristiky antény. Celkový šum přijímače je vyjádřen výrobcem prostřednictvím šumového čísla 5 - 7dB, kterého je dosaženo použitím LNA zesilovače. Skutečné šumové číslo je však vyšší i s ohledem na velikost volby vložného útlumu před blokem LNA.

Dalším zdrojem šumového výkonu je fázový šum LO. Protože signál vstupního oscilátoru prosakuje na vstup vysokofrekvenčního signálu, objevuje se proto v základním pásmu a tak lze vlastnosti fázového šumu odhadnout frekvenční analýzou I, Q signálů, viz obr. 3.4. Šířka pásma fázového šumu byla měřena odečtením hodnot frekvencí, na kterých poklesla úroveň fázového šumu pod úroveň šumového pozadí. Spektrum signálu prosakujícího do řetězce zpracování z místního oscilátoru bylo

pořízeno při těchto podmínkách: vzorkovací frekvence = 25 MS/s, počet vzorků na spektrum = 65536, počet průměrovaných spekter = 1000, okno = Hamming)



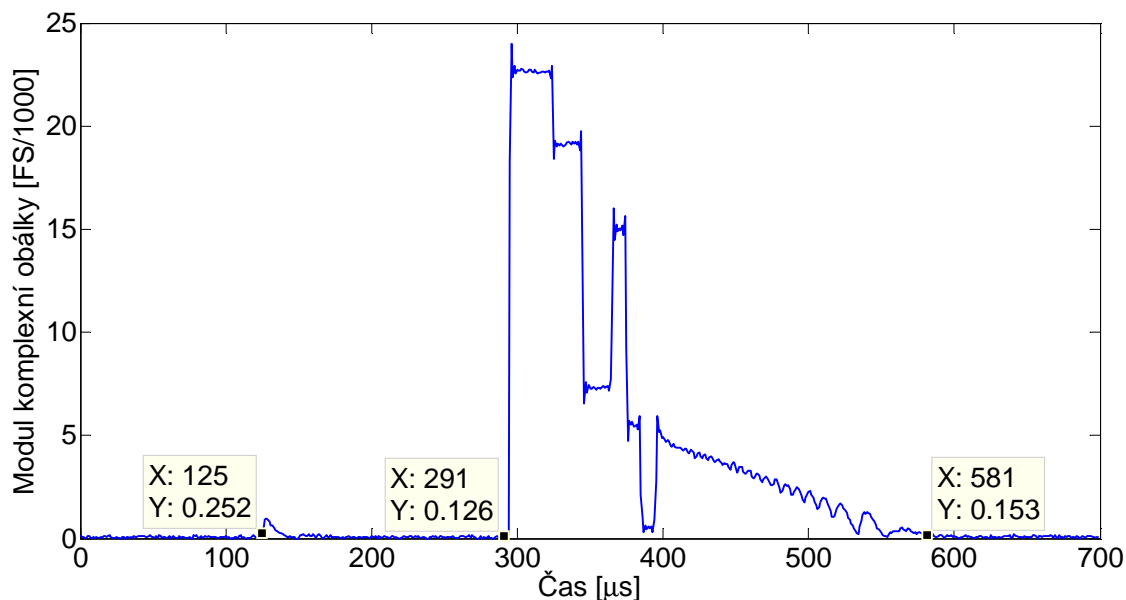
Obr. 3.4 Detail spektrální analýzy signálu z místního oscilátoru

Z měření je patrné, že takto definovaná hodnota šířky pásma fázového šumu setrvává na konstantní hodnotě 50 KHz nezávisle na jiných frekvencích LO, respektive závislost šířky pásma vzhledem k hodnotě výkonu šumu z ostatních zdrojů neprojevuje. Nestabilita LO však může představovat problém při analýze a demodulaci fázově a frekvenčně modulovaných signálů. Šířka pásma fázového šumu zároveň poskytuje přehled o míře zkreslení zpracovaného signálu ve spektru, protože dochází ke konvoluci zpracovávaného signálu se signálem nestabilního oscilátoru ve spektrální oblasti.

Z rušivých signálů je nejvýznamnější prosakující signál LO a jeho fázový šum, jehož amplituda je přibližně -88 dBFS. Pokud je prováděna pouze spektrální analýza, například při panoramatickém monitoringu, lze úsek spektra obsahující tento signál ze spektrální analýzy vyloučit. Pokud signál vyloučit nelze, například u současného monitorování většího počtu kanálů, je nutné signál ve zobrazeném spektru patřičně označit a při analýzách ignorovat. Podobným způsobem lze přistupovat i k úsekům spektra s vyššími frekvencemi, kde se projevuje pokles amplitudy spektra o 3 dB. Za další zdroj šumu lze považovat kvantizační šum.

3.1.3.6 Rychlost přeladění

Znalost rychlosti přeladění umožňuje přesně stanovit rychlost skenování v jednotkách MHz/s. Rychlost přeladění byla zjištěna měřením doby ustálení transientních jevů v analogové části. Zátěž $50\ \Omega$ připojená na vstup přijímače při měření bránila indukci rušivých signálů a tak šlo bezpečně rozpoznat transientní jevy překračující amplitudu šumového napětí. Přeladění se provádělo v konstantních časových intervalech několikanásobně delších než doba ustálení transientního jevu. Tento časový interval je při zanedbání mírných odchylek nezávislý na rozdílu budoucí naladěné a aktuální frekvenci a jeho hodnota se pohybuje v rozmezí od 400 do 600 μs viz obr. 3.5. Modul komplexní obálky je vztažen k maximálnímu rozsahu číselného typu reprezentující digitální signál. V tomto případě se jedná o double, kde $FS = 1,0$.



Obr. 3.5 Detail časového průběhu transientního jevu vzniklém při přeladění

3.2 Implementace softwarové části přijímače

3.2.1 Možnosti programování aplikace pracující v reálném čase na PC

Softwarový přijímač je typickou aplikací pracující v reálném čase. Pro tyto aplikace je hlavním znakem striktní časový interval, během kterého musí být zpracován určitý objem dat. Při digitálním zpracování signálu je tento striktní interval určen vzorkovací frekvencí zdroje signálu a tak by měla být zvolena co nejnižší vzhledem k vyžadovaným funkcím. Vysoké vzorkovací frekvence jsou nezbytné pro analýzu

několika kanálů současně nebo zpracování širokopásmových signálů, tudíž kladou vysoké požadavky na výpočetní výkon PC. Dále je nezbytné zajistit kontinuitu dat, aby mohly být realizovány funkce kontinuálního zobrazení dat ve spektrogramu nebo funkce kontrolního audio výstupu přijímače. Vzhledem k tomu, že aplikace přijímače je v tomto případě spuštěna v operačním systému a ten není optimalizovaný pro běh aplikací pracujících v reálném čase, často dochází ke kolísání dostupného výpočetního výkonu, dostupného množství operační paměti a tím i ke kolísání doby zpracování dat. Takový systém může poskytovat i značnou propustnost a v jistém smyslu splňuje požadavky na aplikaci pracující v reálném čase. Určitě ale nesplňuje požadavek kontinuálního zpracování dat. Tento problém lze vyřešit pouze za předpokladu, že je přenos dat mezi bloky aplikace realizován vyrovnávací pamětí. Ta musí poskytnout rezervu kapacity pro ukládání dat, pokud není k dispozici dostatek výpočetního výkonu pro následné zpracování dat. Zároveň musí paměť neustále obsahovat dostatečné množství dat, aby v případě nadbytku výpočetního výkonu mohl být nadbytek efektivně využit a nedošlo ke zbytečnému čekání na výdej dat zdrojem. Toto řešení zanáší do řetězce zpracování dat zpoždění, jeho hodnota je přímo úměrná celkovému množství dat ve vyrovnávacích pamětech. Proto musí být kapacity pamětí voleny tak, aby nezpůsobily přílišné zpoždění nežádoucí pro on-line monitoring.

3.2.1.1 Důvody použití programovacího jazyka LabVIEW

LabVIEW je grafický programovací jazyk typu drag-and-drop, navržený speciálně pro účely vývoje testovacích, měřicích a řídicích aplikací. Z těchto důvodů je optimalizovaný pro zpracování dat v reálném čase a snadnou vizualizaci těchto dat, navíc podporuje široký sortiment měřicích zařízení. Rozšíření jazyka v mnoha průmyslových i vědeckých oborech si vynutilo implementaci některých prvků objektových jazyků, ale také implementaci správy priorit úloh či multithreadingu. Díky uvedeným funkcím lze aplikace efektivně optimalizovat pro výkon. V porovnání s konvenčními jazyky využívající textové příkazy LabVIEW automaticky vytváří uživatelské rozhraní během tvorby funkční části programu a tak umožňuje rychlý a jednoduchý vývoj aplikace. Nevýhodou může být omezený počet funkčních bloků, avšak uživatelsky definované bloky lze snadno dotvořit. Uvedené rysy byly klíčovými argumenty pro volbu tohoto software při vývoji monitorovacího přijímače. Existují i alternativy k tomuto prostředí a jazyku, nejperspektivnější z nich jsou Simulink a GNU

Radio. GNU Radio je velmi silným nástrojem, pokud je primární cíl uživatele programování vlastních funkcí, nebo použití heterogenních výpočetních systémů pro paralelizaci výpočtů, ve své základní koncepci ale neumožňuje např. implementaci iterativních dataflow struktur. Vývoj složitých aplikací je mnohem náročnější než v LabVIEW, a to i z důvodu omezené uživatelské dokumentace.

3.2.1.2 Metody programování v LabVIEW pro efektivní využití prostředků PC

Některé základní struktury v LabVIEW jsou již optimalizovány pro výpočty na více jádrech procesoru. Jedná se například o smyčky for a while, kdy vytvořením jedné smyčky v nejvyšší hierarchii je smyčce přiděleno jedno vlákno. Tak lze snadno dosáhnout nezávislého běhu dílčích výpočtů. Časovaná smyčka (timed loop) navíc nabízí možnost smyčce přiřadit konkrétní vlákno a konkrétní prioritu. Z toho důvodu jsou v nejvyšším hierarchickém bloku aplikace použity právě tyto smyčky.

Další typ struktury, fronta, umožňuje vytvářet velmi rychlé vyrovnávací paměti alokované přímo do paměti RAM. Proto jsou fronty použity jako rozhraní mezi výpočetními smyčkami i jako úložiště pro rychlé odkládání velkého objemu dat při čtení z jednotky USRP. Pro přehledný zdrojový kód je nutné některé jeho rozsáhlé části integrovat do tzv. VI bloků, které mají analogii u textových programovacích jazyků v podobě tzv. funkcí. Volání VI bloku však vyžaduje režii a zvláště pokud je blok opakovaně volán ze smyčky, dochází ke zbytečnému nárůstu výpočetní náročnosti smyčky. Vhodnou volbou struktury programu lze tedy efektivněji využít hardwarové prostředky.

3.2.2 Obecná struktura softwarové části monitorovacího přijímače

3.2.2.1 Ukládání dat z USRP

Signál v základním pásmu je ze zařízení USRP do PC přenášen pomocí rozhraní Gigabit Ethernet. Rozhraní pro komunikaci s tímto zařízením je v LabVIEW tvořeno ovladačem rozděleným na několik funkčních součástí. První část umožňuje zapisovat a číst ovládací parametry USRP, z nichž nejdůležitější jsou: frekvence místního oscilátoru, zisk, vzorkovací frekvence A/D, D/A převodníků, datový typ vzorků. Druhá součást umožňuje jednorázový zápis nebo čtení konečného počtu vzorků digitalizovaného signálu v základním pásmu. Pro kontinuální získávání vzorků při

příjmu je proto nutné tuto část ovladače volat z programu opakovaně, čímž vznikají krátké prodlevy, během nichž je digitalizovaný signál ukládán do interního bufferu ovladače. Aby nedošlo ke ztrátě vzorků či přerušení přijímací procedury, je třeba vzhledem k nízké kapacitě interního bufferu prodlevy minimalizovat, při vysokých vzorkovacích frekvencích je nutné v každé smyčce vybírat velké množství dat minimálně v řádu 10 až 100 tisíc vzorků během iterace smyčky. Tento fakt pak určuje strukturu přijímacího řetězce.

3.2.2.2 Přenos dat mezi softwarovými bloky

Aby byl co nejefektivněji využit výpočetní výkon PC a technologie paralelních výpočtů, je nepřijatelné, aby výpočty v jednotlivých softwarových blocích byly pozastaveny z důvodu čekání na vydání příchozích dat předcházejícím blokem v řetězci a naopak. Rozhraní mezi bloky by měl tvořit buffer s vysokou rychlostí čtení i zápisu a s velmi nízkými latencemi. Navíc by měl tento buffer obsahovat konstantní množství dat. Pro implementaci takového bufferu jsou použity fronty poskytující rychlosti zápisu a čtení v řádech 10 až 100 tisíc vzorků za sekundu s velmi nízkými latencemi. Fronty lze navíc využít i jako velmi efektivní způsob pro předávání stavových informací a instrukcí mezi smyčkami i jednotlivými VI bloky a tímto způsobem lze efektivně uskutečnit řízení složitých programů.

Návrh přijímače by měl přesto obsahovat front co nejméně z důvodů úspory kapacity operační paměti a úspory výpočetního výkonu spotřebovaného režii front. S ohledem na vysoké vzorkovací rychlosti by měl být pro přenos dat mezi komponenty použit co nejúspornější datový typ, kterým je v tomto případě 16 bitový integer.

3.2.2.3 Efektivní řízení aplikace a prezentace dat

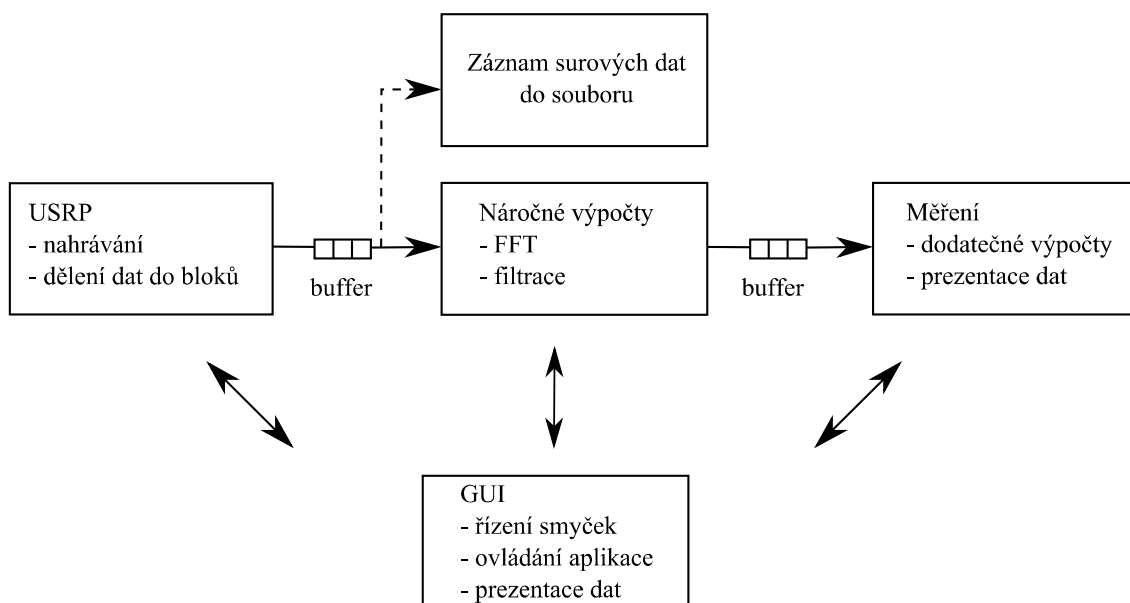
Typická aplikace v LabVIEW je založena na myšlence dataflow programování a má být naprogramována ve smyčce, kdy je nejprve přečten uživatelský vstup, dále proveden výpočet a data jsou nakonec prezentována. Struktura má tu nevýhodu, že může dojít ke zbytečným prodlevám vzniklých při výměně dat mezi částmi zajišťující výpočet a částmi zajišťující obsluhu uživatelského rozhraní.

U složitých aplikací je proto vhodné vytvořit smyčku, která bude obsluhovat pouze uživatelské rozhraní. V ostatních smyčkách pak mohou probíhat výpočty bez prodlev způsobených interakcí s uživatelským rozhraním aplikace. Řízení smyček a

výměna dat mezi nimi je pak realizována pomocí front, kdy jsou řídicí příkazy sestavovány zvlášť ve smyčce obsluhující uživatelské rozhraní. Usnadní se tím návrh aplikace a lze se takto vyvarovat zbytečných prodlev ve výpočetních smyčkách, při prezentaci dat a obsluze aplikace.

3.2.2.4 Schéma obecné struktury aplikace

Obr. 3.6 znázorňuje schéma obecné struktury softwaru, které dále poslouží jako vzor pro realizaci konkrétních aplikací. Struktura kopíruje základní myšlenky optimalizace kódu, kde každý blok představuje jednu smyčku v nejvyšší hierarchii programu, data jsou přenášena pomocí bufferů, je použito zvláštní smyčky pro řízení aplikace a generování příkazů.



Obr. 3.6 Blokové schéma obecného návrhu přijímače

3.2.2.5 Nevýhody navržené struktury a jejich kompenzace

Zdroj dat, zařízení USRP, poskytuje data v reálném čase. Pokud jsou data ze zdroje vydávána dalším blokům bez použití bufferu, je tak automaticky zajištěn běh celé aplikace v reálném čase. Použitím bufferu za účelem ušetření výpočetního výkonu se tento synchronismus se naruší. To může být problém při prezentaci dat, kdy může dojít k různým náhodným prodlevám při obnovování výsledků na monitoru. Pro prezentaci dat je tak potřeba synchronismus opět zavést a to uměle porovnáváním rychlosti zpracování dat s hodinami reálného času. Vzhledem k tomu, že jde o opatření jen pro

případ prezentace dat, jsou zachovány významné úspory výkonu. Za další nevýhodu lze považovat složitější realizaci aplikace, zejména část řízení, protože je narušena typická dataflow struktura programu, a proto je nutné zavést komunikaci mezi smyčkami.

3.3 Realizace konkrétní aplikace

Jak bylo naznačeno v kapitole 2.2, vzhledem k rozsahu funkcí a z toho vyplývající složitosti není možné jednoduše realizovat univerzální aplikaci, která by prováděla všechny zmíněné druhy monitoringu. Proto je v následujících odstavcích nejprve představena implementace konkrétních vybraných funkcí a bloků přijímače, na závěr je představena aplikace pro přehledové monitorování v maximální šířce základního pásma.

3.3.1 Implementace vybraných bloků a funkcí v LabVIEW

Nyní jsou vybrány, naprogramovány a testovány některé výpočty a algoritmy uvedené v kapitolách 2.3 - 2.5. Dále popsané bloky byly sestaveny primárně pro účely testování vlastní funkce, a proto byla při testech zdrojová data načítána ze souboru. Pro jejich nasazení v reálné aplikaci jsou zapotřebí jen drobné úpravy, vyžadující nahrazení zdrojového souboru frontou a doplnění řídicích front.

3.3.1.1 Blok čtení dat z jednotky USRP

Základními funkcemi, který tento blok zajišťuje, je čtení dat z jednotky, ovládání jednotky, přeskupování dat a jejich odesílání do bufferu. Při návrhu bloku kladen důraz na univerzální použití pro všechny typy monitorování. Zdrojový kód tohoto bloku je přiložen na CD ve složce RXCore a souboru RXCore1.vi. Pro simulaci jednotky USRP byl vytvořen podobný program s názvem RXCore1Sim.vi, kdy je čtení dat z jednotky USRP simulováno čtením dat ze souboru s tím, že data jsou vydávána v reálném čase. Základem bloku jsou dvě vnořené smyčky, kdy ve vnitřní smyčce probíhá načítání, přeskupování a předání dat do bufferu. Vnější smyčka zajišťuje čtení instrukcí z fronty pro obsluhu bloku, následnou konfiguraci a spuštění vnitřní smyčky. Tato struktura byla vybrána také pro snadnější realizaci funkcí jako je monitorování skenováním, kdy je zapotřebí v pravidelných intervalech rekonfigurovat jednotku USRP nebo je zapotřebí pozastavit přijímání dat, aniž by byl narušen běh programu.

3.3.1.2 Funkce určení časového charakteru signálu

Pro demonstraci funkce byl zvolen algoritmus blíže popsany v kapitole 2.5.3, který je založen na vyhodnocení maximálního poměru signál - šum. Zdrojový kód aplikace TimeDetect1.vi je umístěn ve složce TimeDetect. Jako zdroj dat byl použit záznam pořízený vzorkovací frekvencí 8 MS/s v pásmu GSM. Zde se totiž vyskytují kontinuální signály řídicích kanálů, ale také pulzující signály technologie FHSS hovorových a datových kanálů. Výsledky algoritmu pro určení časového charakteru signálů jsou v příloze 1. Modrá křivka reprezentuje minima měřené výkonové spektrální hustoty ve vybraném časovém úseku, červená křivka reprezentuje maxima, černá křivka rozdíl maxima a minima. Kurzory na modré křivce označují kontinuální signály, kurzory na černé křivce pulzující signály. Pro hledání extrémů byly použity výchozí funkce prostředí LabVIEW. Pro vyhlazení výsledků spektrální analýzy byla použita metoda Savitzky - Golay, jejíž parametry byly voleny s ohledem na šířku kanálu 200 KHz a konkrétní hodnoty parametrů lze nalézt ve zdrojovém kódu. Jako rozhodovací kritérium pro rozdělení signálů byl zvolen počet nalezených extrémů, pro příklad v příloze je počet roven hodnotě 10. Jednoduchou modifikací lze jako kritérium vybrat práh hodnoty maximálního poměru signál - šum. Pro slabé signály může dojít k selhání algoritmu a je tedy nutné použít jinou metodu, například korelační analýzu.

3.3.2 Aplikace pro přehledové monitorování v maximální šířce základního pásma

Kromě účelu ověření základních funkcí přijímače je cílem realizace i ukázka možností uživatelského rozhraní. V přílohách 2 a 3 je ukázka grafického uživatelského rozhraní aplikace. Zdrojový kód se nachází v elektronické příloze ve složce MaxBWMon v souboru MaxBWMon1.vi.

Po spuštění programu může uživatel v kolonce USRP controls vybrat přijímací anténu, hodnotu decimace, zisk a centrální frekvenci rozsahu, ve kterém má být provedeno monitorování. Dále uživatel provede pomocí posuvného ovladače výběr přesné frekvence (červený kurzor), na které má být provedeno monitorování konkrétního kanálu a obdobným způsobem vybere šířku pásma (pásmo ohraničeno zelenými kurzory). Po stisku tlačítka Add to list je přidán uživatelem nadefinovaný kanál do seznamu a pokud byla zadána nenulová šířka pásma, zahájí se měření a měřené hodnoty se pravidelně obnovují v řádku. Obdobně lze tlačítka Replace a Delete from list editovat nebo odstranit jednotlivé položky seznamu. Zobrazení všech kurzorů nabízí

tlačítko Show all, seznam frekvencí lze uložit do souboru a později ho vyvolat. Kromě zobrazení průměrovaných hodnot výkonové hustoty jednotlivých spekter lze dále přepínat mezi zobrazením maximálních a minimálních hodnot. Podobně lze přepnout do režimu spektrogramu výběrem položky Waterfall a sledovat tak časový průběh signálů. Pro automatický výběr frekvence a předběžné určení šířky pásma kanálu lze v aplikaci implementovat algoritmus popsany v kapitole 2.5.1. Dále může být hodnota šířky pásma zpřesněna metodou stanovení procentuálního množství výkonu v kanálu.

4 Závěr

Hlavním cílem práce bylo ukázat možnosti, výhody a nevýhody současné technologie SDR návrhem a sestavením aplikace monitorovacího přijímače. V kapitole 2 jsou proto nejprve uvedeny parametry moderních monitorovacích přijímačů včetně popisu metod monitorování rádiového spektra. Dále jsou popsány nebo navrženy algoritmy některých funkcí a výpočtů.

V kapitole 3.1 byla podrobně analyzována přijímací část jednotky NI-USRP 2920 pro účely aplikace monitorovacího přijímače. Parametry uvedené výrobcem vyhovují požadavkům této aplikace, analýzou však byly objeveny nedostatky, které mohou mít vliv na správnou funkci přijímače. Pro analýzu byla zvolena nejprve empirická metoda, pro získání přesných výsledků byla provedena měření, v některých případech doplněná informacemi z dokumentace a softwaru jednotlivých obvodů řetězce zpracování signálu. Nedostatky se konkrétně týkají omezené volby vzorkovací frekvence, negativní vliv má i stabilita frekvence a tvar signálu místního oscilátoru. Také nepřítomnost preselektoru nedovolí plně využít potenciál hardwaru. Pro některé nedostatky byly navrženy vhodné metody jejich kompenzace.

Analýzou softwarové části bylo v kapitole 3.2 poukázáno na rezervy ve výpočetním výkonu počítače při realizaci aplikace pomocí standardního dataflow modelu. Proto byl navržen nový model, který rezervy využije. Této optimalizace je dosaženo zařazením bufferů mezi jednotlivé bloky aplikace a vhodným použitím smyček pro paralelizaci výpočtů. Následně byly na základě myšlenek navrženého modelu naprogramovány vybrané bloky aplikace pro monitorovací přijímač, přičemž byly využity algoritmy z kapitol 2.3 - 2.5. Na závěr byla realizována aplikace pro přehledové monitorování v maximální šířce základního pásma a tím byla navržená softwarová koncepce úspěšně testována. Pro otestování některých algoritmů byl použit reálný rádiový provoz.

V současnosti práce ukazuje způsob, jakým tvořit funkce a aplikace monitorovacího přijímače. Výsledky práce umožňují jiným projektům přesunout své těžiště na softwarovou část a vývoj vlastních algoritmů a tak by námětem na pokračování této práce mohla být tvorba ucelené aplikace pro ostatní typy monitorování nebo implementace dalších bloků identifikace signálů, demodulace a měření veličin. Pro přesnější měření a stanovení chyb by bylo zapotřebí vyčíslit konkrétní hodnotu změny

úrovně signálu při analogovém a digitálním zpracování, a to pro různá nastavení bloků zpracování signálu v celém frekvenčním rozsahu přijímače.

Seznam použité literatury a zdrojů

- [1] ŽALUD, Václav. *Moderní radioelektronika*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2000, 653 s. ISBN 80-860-5647-3.
- [2] PROKEŠ, A. *Rádiové přijímače a vysílače*. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2002.
- [3] UHLÍŘ, Jan. *Číslicové zpracování signálů*. Vyd. 2. Praha: ČVUT, 2002, 327 s. ISBN 80-010-2613-2.
- [4] JAN, Jiří. *Číslicová filtrace, analýza a restaurace signálů*. Vyd. 2. Brno: VUTIUM, 2002, 427 s. ISBN 80-214-1558-4.
- [5] ZAPLATÍLEK, Karel a Bohuslav DOŇAR. *MATLAB: začínáme se signály*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2006, 271 s. ISBN 80-730-0200-0.
- [6] RAUSCHER, Christoph, Volker JANNSEN a Roland MINIHOLD. *Fundamentals of Spectrum Analysis*. 6th ed. München: Rohde & Schwarz GmbH & Co.KG, 2008, 208 s. ISBN 978-3-939837-01-5.
- [7] Application brochure for Realtime FFT processing in Rohde & Schwarz receivers. *Rohde & Schwarz* [online]. 2013 [cit. 2014-04-02]. Dostupné z: http://cdn.rohde-schwarz.com/dl_downloads/dl_common_library/dl_brochures_and_datasheets/pdf_1/Realtime_FFT_app-bro_en_3606-8308-92_v0100.pdf
- [8] Product brochure for R&S®ESMD Wideband Monitoring Receiver. *Rohde & Schwarz* [online]. 2013 [cit. 2014-04-02]. Dostupné z: http://cdn.rohde-schwarz.com/dl_downloads/dl_common_library/dl_brochures_and_datasheets/pdf_1/ESMD_bro_en_5213-9863-12_v0501.pdf
- [9] Product brochure for R&S®FSQ Signal analyzer. *Rohde & Schwarz* [online]. 2013 [cit. 2014-04-02]. Dostupné z: http://cdn.rohde-schwarz.com/dl_downloads/dl_common_library/dl_brochures_and_datasheets/pdf_1/FSQ_bro_en.pdf
- [10] *RadioInspector - Software for radio spectrum monitoring, technical surveillance countermeasures and signals intelligence* [online]. [cit. 2014-04-02]. Dostupné z: <http://www.radioinspector.com>
- [11] Introduction into Theory of Direction Finding. *Rohde & Schwarz* [online]. 2013 [cit. 2014-04-02]. Dostupné z: http://www.rohde-schwarz-ad.com/docs/ewtest/intro_theory_of_direction_finding.pdf
- [12] NI USRP-2920 Specifications. *National Instruments* [online]. 2013 [cit. 2014-04-02]. Dostupné z: <http://www.ni.com/pdf/manuals/375839a.pdf>
- [13] NI USRP-2920 Block Diagram. *National Instruments* [online]. 2011 [cit. 2014-04-02]. Dostupné z: http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/373380A-01/usrphelp/2920_block_diagram/
- [14] ADL5387 Datasheet. *Analog Devices* [online]. 2013 [cit. 2014-04-02]. Dostupné z: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADL5387.pdf
- [15] JEONG, Jeong-O. *Hybrid FPGA and GPP Implementation of IEEE 802.15.4 Physical Layer*. Blacksburg, Virginia, 30.7.2012. Dostupné z: http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-08082012-142823/unrestricted/Jeong_JO_T_2012.pdf. Diplomová práce. Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University.
- [13] ZAPLATÍLEK, Karel a Bohuslav DOŇAR. *MATLAB: začínáme se signály*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2006, 271 s. ISBN 80-730-0200-0.

- [14] BITTER, Rick, Taqi MOHIUDDIN a Matt NAWROCKI. *LabView advanced programming techniques*. 2nd ed. Boca Raton: CRC Press, c2007, 499 s. ISBN 08-493-3325-3.

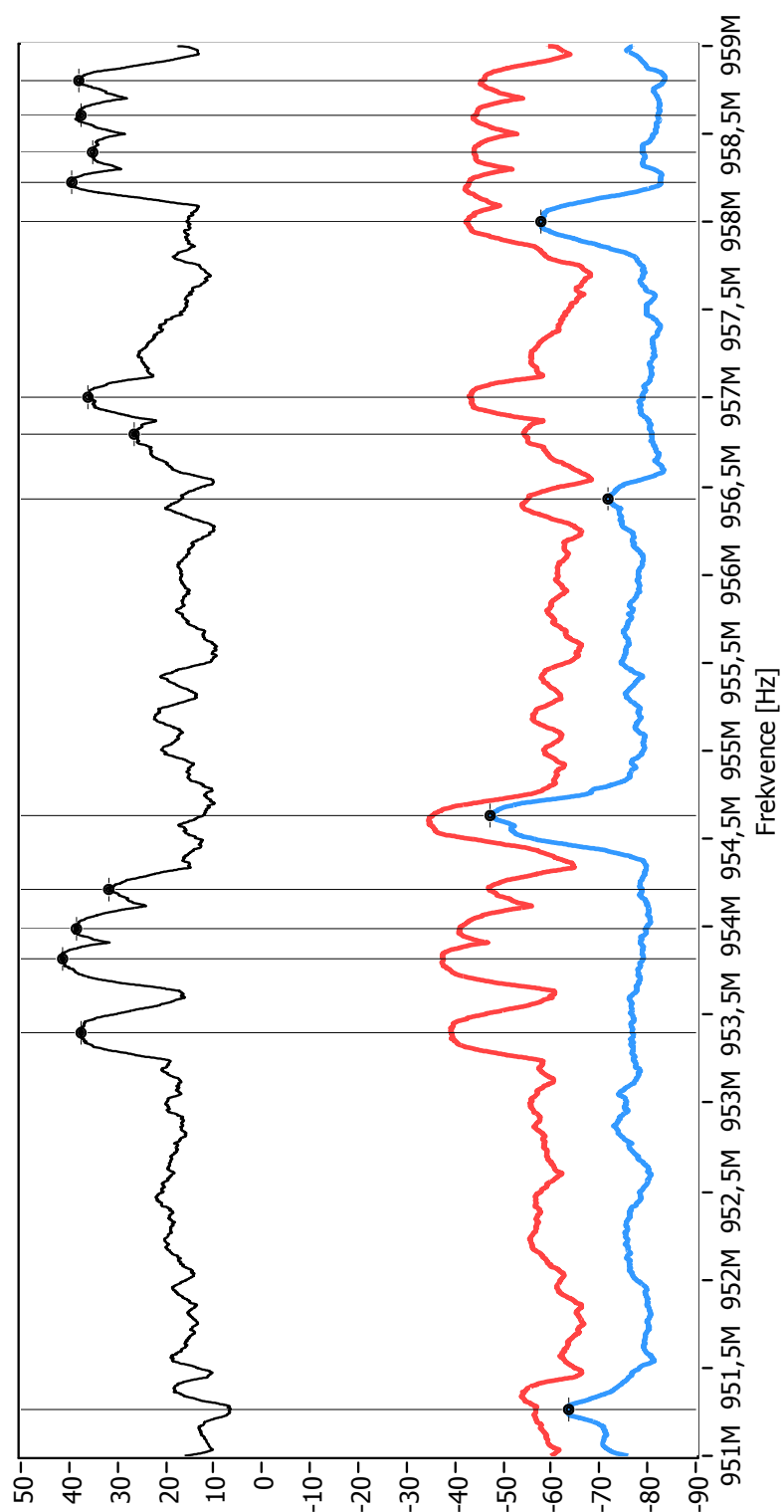
Seznam příloh

Příloha 1 Výsledky algoritmu pro určení časového charakteru signálů (obr. 1)

Příloha 2 Uživatelské rozhraní aplikace pro monitorování spektra -
spektrogram (obr. 2)

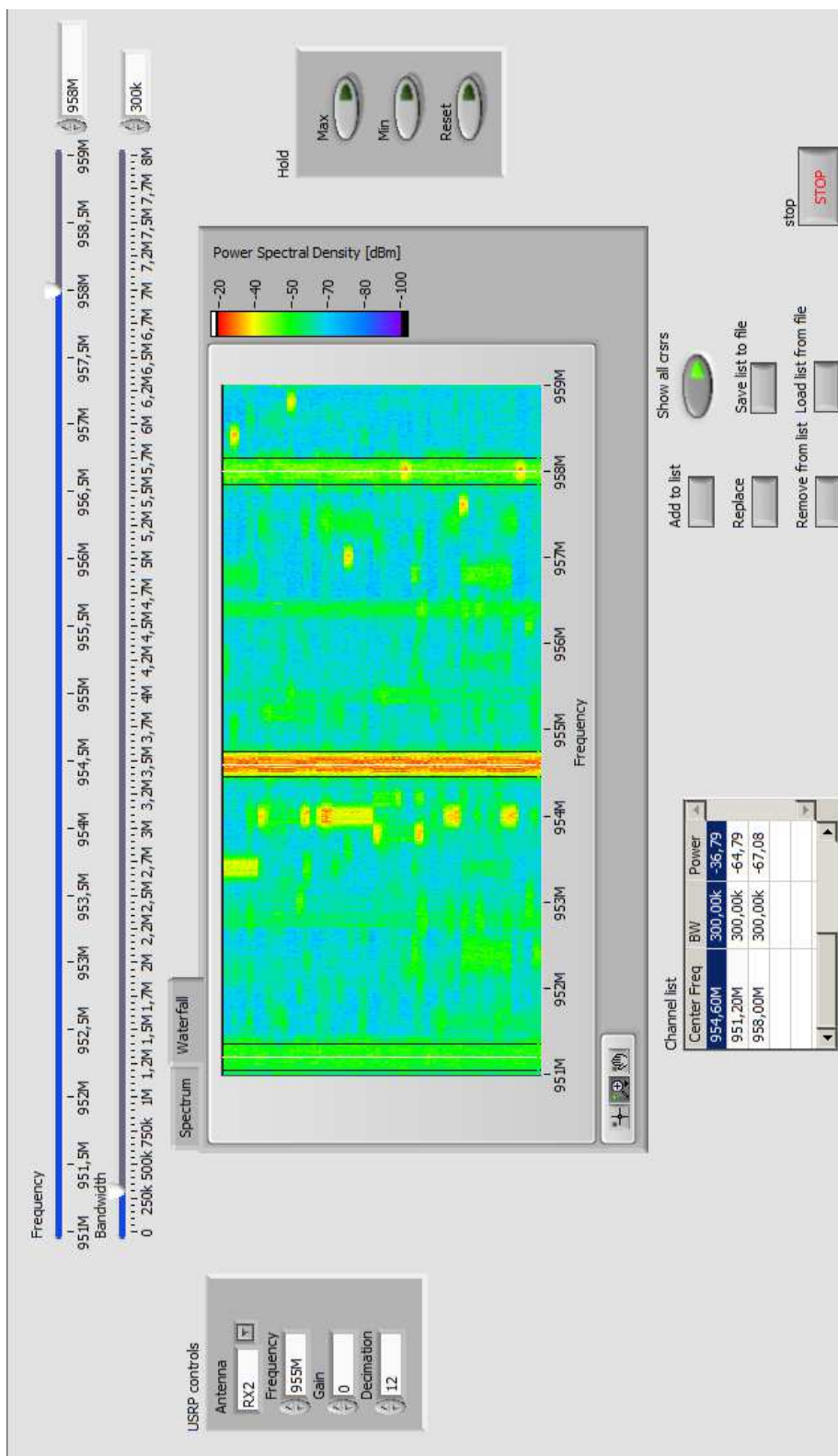
Příloha 3 Uživatelské rozhraní aplikace pro monitorování spektra -
výkonová spektrální hustota (obr. 3)

Příloha 1



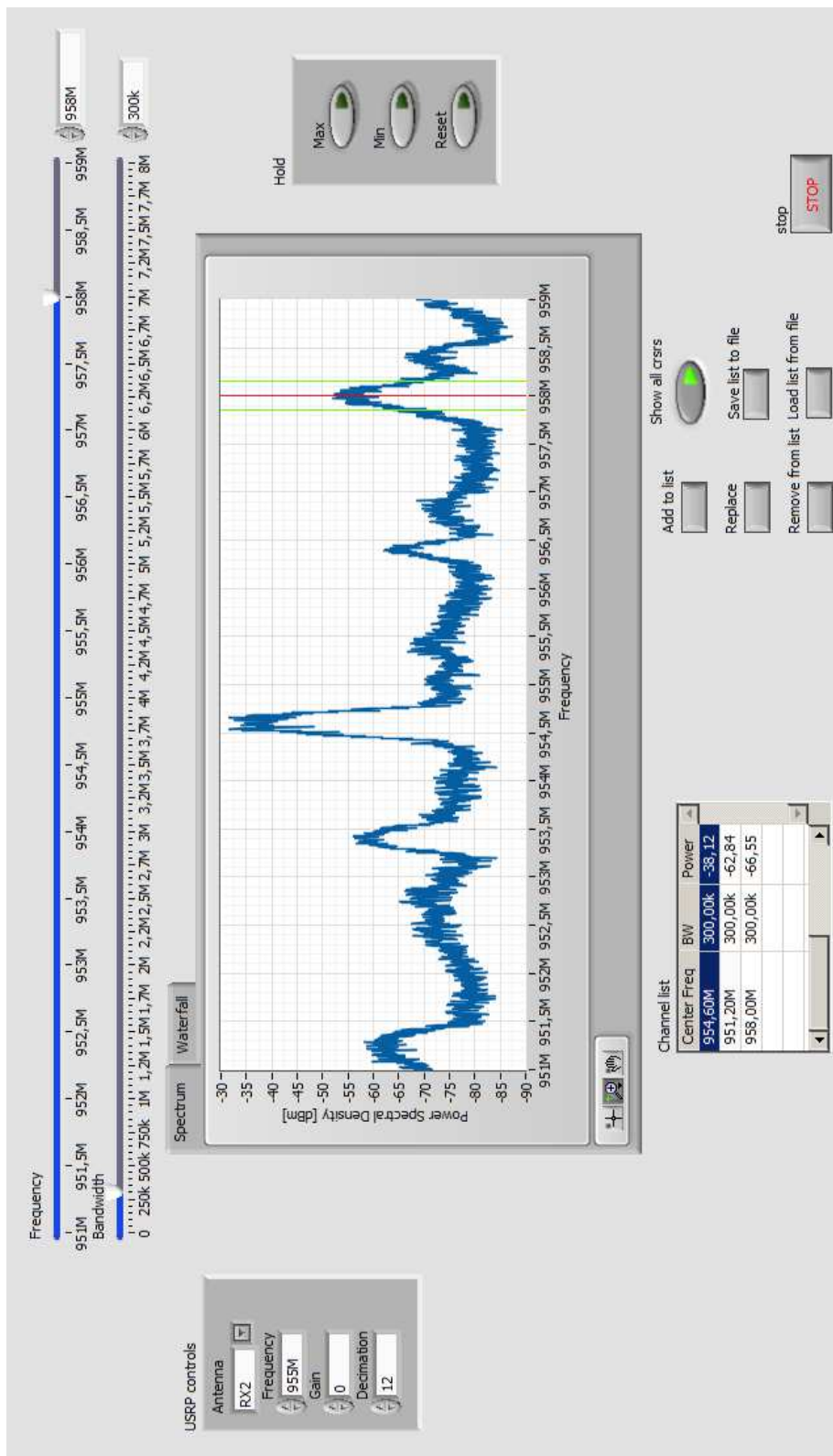
Obrázek 1 - Výsledky algoritmu pro určení časového charakteru signálů

Příloha 2



Obrázek 2 - Uživatelské rozhraní aplikace pro monitorování spektra - spektrogram

Příloha 3



Obrázek 3 - Uživatelské rozhraní aplikace pro monitorování spektra - výkonová spektrální hustota