



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

**SNÍMÁNÍ SPEKTRA PRO KOGNITIVNÍ RÁDIOVÉ
SÍTĚ - VLIV VLASTNOSTÍ REÁLNÉHO
KOMUNIKAČNÍHO ŘETĚZCE**

SPECTRUM SENSING IN THE COGNITIVE RADIO NETWORKS - INFLUENCE OF REAL
COMMUNICATION LINK PARAMETERS

ZKRÁCENÁ VERZE DIZERTAČNÍ PRÁCE

SHORT VERSION OF DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Demian Lekomtcev

ŠKOLITEL

SUPERVISOR

doc. Ing. Roman Maršálek, Ph.D.

BRNO 2016

KLÍČOVÁ SLOVA

Snímání spektra, Energetický detektor, Kolmogorov-Smirnov statistický test, standardizace kognitivních radiových sítí, USRP, nesymetrie front-endů.

KEYWORDS

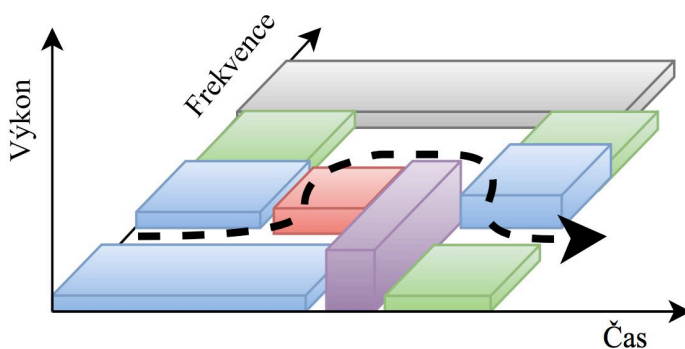
Spectrum sensing, Energy detector, Kolmogorov-Smirnov statistical test, cognitive radio networks standardization, USRP, Front-Ends' impairments.

OBSAH

Úvod	4
1 Metody snímání spektra	5
1.1 Energetický detektor	6
1.2 Kolmogorov-Smirnov test	8
1.3 Kooperativní metoda detekci	9
2 Standardizace kognitivního rádia	11
3 Snímání spektra v reálných rádiových kanálech	12
3.1 Analýza vlivu kanálu na různé metody snímání spektra	13
3.1.1 Experimentální testovací SDR platforma	13
3.1.2 Výsledky snímání spektra pomocí experimentální testovací SDR platformy.....	14
3.2 Analýza vlivu kanálu na výsledky simulační a experimentální testovací platformy.....	15
3.2.1 Simulační platforma v MATLABu pro analýzu vlivu kanálu na činnost detektoru snímání spektra	15
3.2.2 Experimentální testovací platforma.....	16
3.2.3 Analýza výsledků srovnání metod snímání spektra získaných pomocí experimentální testovací platformy a pomocí simulace ITU modelu kanálu.....	17
4 Vliv RF Front-Endů na snímání spektra	19
4.1 Popis škodlivých jevů RF front-endů	20
4.1.1 IQ nesymetrie.....	20
4.1.2 Nelinearita výkonového zesilovače.....	21
4.1.3 Fázový šum lokálního oscilátoru.....	21
4.1.4 Šumové číslo.....	22
4.2 Výsledky simulací a experimentů.....	22
4.2.1 IQ nesymetrie.....	22
4.2.2 Nelinearita výkonového zesilovače.....	24
4.2.3 Fázový šum lokálního oscilátoru.....	26
4.2.4 Šumové číslo.....	27
5 Závěr	32
Vybraná Literatura	33

ÚVOD

Bezdrátové komunikační systémy jsou stále atraktivnější jak pro osobní použití tak pro použití komerční či ve státní správě, díky jejich vysoké rychlosti přenosu dat. To vedlo k rychlému růstu počtu nových bezdrátových služeb, které v závislosti na přístupu k spektru mohou být rozděleny do dvou skupin: licencované a bezlicenční. Většina služeb používá pevně alokované kmitočtové spektrum, což způsobuje neefektivní využití spektra. Nicméně, kognitivní rádiové sítě (*Cognitive Radio Networks - CRN*) jsou navrženy k řešení tohoto nedostatku. Dané sítě jsou založeny na skenování spektra - technice, která umožňuje najít neobsazená frekvenční pásma (tzv. „spektrální díry“ (*spectrum holes*) či „bílá místa“ (*whitespaces*)). Takový přístup umožňuje dynamicky používat frekvenční spektrum jak v různých časových intervalech tak i v rozdílných geografických oblastech (viz obr. 1.1), což vede ke zvýšení efektivity využití spektra.



Obrázek 1.1 Ilustrace dynamického využívání frekvenčního spektra.

V kontextu CRN je možno rozlišit dva typy uživatelů: primární uživatele (*Primary Users - PU*) a sekundární uživatele (*Secondary Users - SU*). Primární uživatelé mohou být definováni jako licencovaní uživatelé, kteří mají vyšší prioritu na využití určité části spektra. Na druhé straně jsou sekundární uživatelé, kteří mají nižší prioritu na využití tohoto spektra a to za takových podmínek, že nebudou způsobovat žádná rušení primárním uživatelům. Proto sekundární uživatelé potřebují být vybaveni funkcemi kognitivního rádia, jako je například dynamické skenování spektra, aby mohli spolehlivě ověřit, zda určitá část spektra je používána *PU* a aby také byli schopni měnit parametry rádiové komunikace za účelem využívání nevyužitých částí spektra. V některých standardech využívajících principů kognitivního rádia je alternativou ke skenování spektra tzv. funkce geolokace. Takové standardy pak používají informace o geografické poloze uživatelů CRN, jež jsou uloženy v příslušných databázích, které obsahují také data o volných a používaných kanálech v každé konkrétní územní oblasti.

Daná dizertační práce je zaměřena do oblasti kognitivních rádiových sítí založených na dynamickém sledování spektra. Jako hlavní cíl práce lze tedy stanovit zkoumání různých faktorů, ovlivňujících činnost metod snímání kmitočtového spektra. K dosažení tohoto cíle je třeba splnit následující dílčí body:

- Podrobně rozebrat současný stav standardů využívajících principy kognitivního rádia z hlediska snímání spektra. Na základě studia rozličných

technik sledování kmitočtového spektra vybrat několik metod, které by byly jednoduché, ale současně i dostatečně spolehlivé. Poté je implementovat v programovém prostředí Matlab a ověřit na vybraných signálech s vlastnostmi odpovídajícími primárním uživatelům podle vytipovaných standardů z předcházejícího bodu.

- Vytvořit experimentální platformu, vycházející z aktuálně dostupných a běžně používaných hardwarových a softwarových prostředků využívajících technologii softwarově definovaného rádia (*Software Defined Radio - SDR*). Za použití této platformy a simulací v Matlabu na bázi některého ze *CRN* standardů podrobně probádat vliv různých faktorů, které mohou negativně ovlivňovat činnost metod snímání radiofrekvenčního spektra. Působení faktorů posoudit s ohledem jak na vysílač tak i na přijímač v *CRN*.
- Pomocí experimentů na bázi *SDR* prozkoumat závislost činnosti metody snímání spektra založené na *Kolmogorov-Smirnov* testu na počtu vzorků N_{CDF} použitých při aproximaci kumulativní distribuční funkce (*Cumulative Distribution Function - CDF*) a navrhnout optimální hodnotu N_{CDF} .
- Zanalyzovat vliv obvodových prvků front-endů běžně používaných *SDR* přijímačů a jejich šumových vlastností na metody snímání spektra. Vytipovat optimální front-end pro *SDR USRP* z hlediska jeho použití pro snímání spektra.

1 METODY SNÍMÁNÍ SPEKTRA

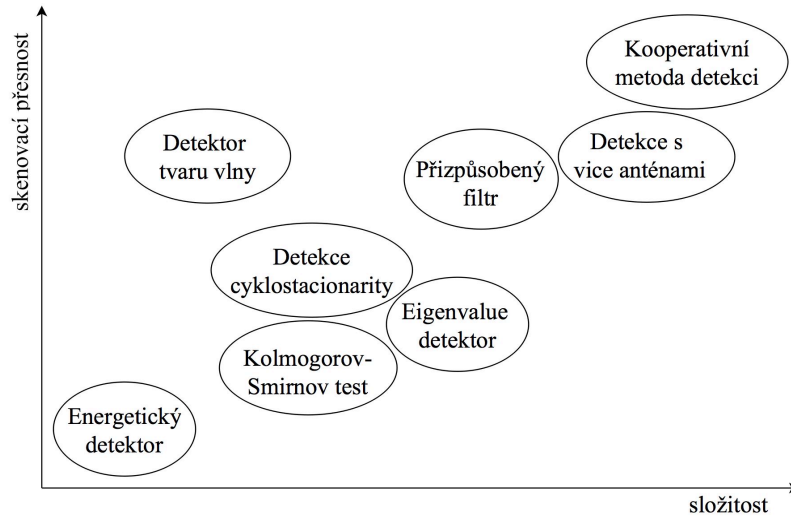
Hlavní myšlenkou kognitivního rádia je to, že *SU* může používat volnou část spektra tak dlouho, dokud ji *PU* neobsadí. Jakmile ale *SU* detekuje objevení nového *PU*, který hledá volný kanál, je *SU* musí tento kanál okamžitě opustit a najít jiné alternativní pásmo, aby nedošlo k interferenci *PU*. V případě, že *SU* detekuje dalšího *SU* využívajícího stejné pásmo, existují různé mechanismy pro spravedlivé používání spektra [1]. Problém snímání spektra může být formulován pomocí dvou dobře známých hypotéz:

$$r(n) = \begin{cases} w(n), & H_0 \\ s(n) + w(n), & n = 1, 2, \dots, N \quad H_1 \end{cases}, \quad (1.1)$$

kde $r(n)$ je přijatý signál na straně *SU*, $s(n)$ představuje vysílaný signál od *PU* přijatý *SU*, a $w(n)$ je šum (v idealizovaném případě aditivní bílý Gaussovský šum (*Additive White Gaussian Noise - AWGN*)), N je počet vzorků signálu.

Pokud přijatý signál $r(n)$ je tvořen pouze šumem, platí hypotéza H_0 , tudíž v daném pásmu primární signál není přítomen. Naopak, když platí hypotéza H_1 , v přijatém signálu je primární signál spolu s šumem a *SU* v tom případě nesmí toto pásmo používat. Jakým způsobem se toto testování statistických hypotéz realizuje pro konkrétní metody skenování spektra bude popsáno níže.

Vzhledem k důležitosti otázky skenování spektra, tato téma jejíž byla prozkoumána v mnoha pracích [2], [3], [4]. Všechny tyto metody mohou být hodnoceny na základě přesnosti výsledků snímání a složitosti implementace (viz Obr. 1.2).



Obrázek 1.1 Hlavní metody snímání spektra z hlediska jejich skenovací přesností a složitostí.

Nejčastěji používané metody snímání spektra, které jsou uvedeny na Obr. 1.2, jsou stručně popsány dále v první kapitole dizertační práce. Na základě analýzy těchto snímacích technik bude daná dizertační práce zaměřena zejména na energetický detektor, Kolmogorov-Smirnov statistický test a kooperativní sledování spektra, které budou stručně popsány dále v této kapitole.

1.1 Energetický detektor

Přístup založený na tzv. energetickém detektoru (*Energy detector* - *ED*), také známý jako radiometrie, je nejpoužívanější způsob snímání spektra díky své nízké výpočetní a implementační složitosti. Kromě toho, sledovací zařízení nepotřebuje žádné informace o signálech *PU* (tj. například informaci o jejich tvaru, délce, autokorelaci atd.). Pro přijetí rozhodnutí o přítomnosti nebo nepřítomnosti primárního signálu, je třeba stanovit rozhodovací práh γ , který se mění v závislosti na rozptylu (tj. výkonu) přijímaného šumu σ_w^2 . Tato prahová hodnota se porovnává s testovou statistikou T_{ED} , kterou lze definovat buď v časové nebo frekvenční doméně. V časové oblasti tato testová statistika je definována jako [5]:

$$T_{ED} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (r(n))^2, \quad (1.2)$$

kde N představuje počet vzorků použitých pro detekci.

Navzdory tomu, že testová statistika má rozložení hodnot chí-kvadrát v praktických případech bylo prokázáno, že toto rozložení je možné považovat za Gaussovské $N(0,1)$ [6], protože pro splnění centrální limitní věty (*Central Limit Theorem* - *CLT*) je nutné, aby byl použit dostatečně velký počet vzorků přijatého signálu N . V důsledku toho pro

testovou statistiku platí :

$$T_{ED}|H_0 \sim N\left(\sigma_w^2, \frac{\sigma_w^4}{N}\right), \quad (1.3)$$

a

$$T_{ED}|H_1 \sim N\left(\sigma_s^2 + \sigma_w^2, \frac{(\sigma_s^2 + \sigma_w^2)^2}{N}\right), \quad (1.4)$$

kde σ_s^2 představuje rozptyl přijatého signálu PU s aditivním šumem v kanálu.

Činnost detekčního algoritmu lze hodnotit dvěma pravděpodobnostmi: pravděpodobností detekce P_D a pravděpodobností falešného poplachu (falešného alarmu) P_{fa} . P_D vyjadřuje pravděpodobnost detekce signálu v daném kanálu, pokud je ten skutečně přítomen. Tedy velká pravděpodobnost detekce je žádoucí. Ta může být popsána vztahem [3]:

$$P_d = P(T_{ED} > \gamma | H_1) = Q\left(\frac{\gamma - \sigma_w^2 N - N \sigma_s^2}{\sigma_w^2 \sqrt{2N + 4N \sigma_s^2}}\right), \quad (1.5)$$

P_{fa} je pravděpodobnost toho, že test rozhodne nesprávně a označí zkoumané frekvenční pásmo za obsazené, i když ve skutečnosti bude volné. Pravděpodobnost falešného alarmu lze odvodit rovnicí [3]:

$$P_{fa} = P(T_{ED} > \gamma | H_0) = Q\left(\frac{\gamma - N \sigma_w^2}{\sigma_w^2 \sqrt{2N}}\right), \quad (1.6)$$

kde $Q(x)$ představuje plochu pod křivkou normovaného Gaussovského rozdělení na intervalu $(x, +\infty)$ a je definována vztahem [3]:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-u^2/2} du, \quad (1.7)$$

SNR (*Signal-to-Noise Ratio*) ve výše uvedených vztazích označuje je poměr signál-šum, který může být definován jako:

$$SNR = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_w^2}. \quad (1.8)$$

P_{fa} by měla by mít co nejmenší hodnotu, aby se zabránilo neúplnému využití

přenosových možností kanálu. Práh γ by měl být vybrán tak, aby balance mezi P_D a P_{fa} byla v jistém smyslu optimální. Optimální nastavení rozhodovacího prahu však vyžaduje znalost úrovně šumu a výkonu detekovaného primárního signálu. Výkon šumu lze odhadnout, ale výkon signálu je obtížné odhadnutelný, protože se jeho hodnota mění v závislosti na časově proměnných přenosových charakteristikách a vzdálenosti mezi kognitivním sekundárním uživatelem (SU) a primárním uživatelem. V praxi bývá prahová hodnota zvolena tak, aby dosáhla určitého falešného poplachu [7] definovaného standardem. Z toho důvodu je znalost rozptylu šumu dostačující pro výběr prahové hodnoty.

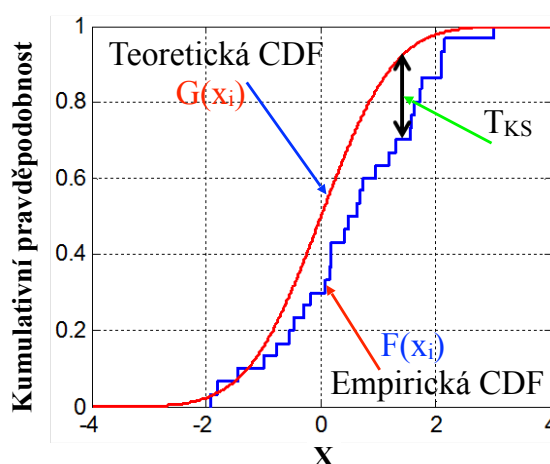
Pro konstantní hodnoty falešného poplachu lze pro hodnotu prahu odvodit rovnici [8]:

$$\gamma = \sigma_w^2 + \frac{Q^{-1}(P_{fa}) \cdot \sigma_w^2}{\sqrt{N}}, \quad (1.9)$$

Jako jakákoliv metoda snímání spektra *ED* má své slabé a silné strany. Výhody *ED* jsou dobrá spolehlivost (zejména při vysokých poměrech signál-šum), nízká výpočetní a implementační složitost, a metoda také nevyžaduje žádné informace o primárních signálech. K nevýhodám této metody lze poznamenat špatnou detekci signálů s rozprostřeným spektrem, vyšší počet vzorků přijatého signálu požadovaných pro detekci nežli u některých jiných metod, skutečnost že vysoká úroveň šumu v kanále může vést k falešné detekci a také potíže s výběrem prahové úrovně pro testování.

1.2 Kolmogorov-Smirnov test

Tento test ověřuje shodu mezi empirickou (naměřenou) a teoretickou distribuční funkcí, přičemž parametry teoretické distribuce jsou předem známy. Obr. 1.3 ilustruje princip fungování této metody.



Obrázek 1.2 Vizuální popis K-S testu.

Nulová hypotéza H_0 je platná, když empirická a teoretická rozdělení

pravděpodobnosti nejsou statisticky významně odlišné, naopak alternativní hypotéza H_1 je přijata, pokud tyto distribuce jsou výrazně odlišné. Nejprve je třeba vypočítat empirickou kumulativní distribuční funkci (*Cumulative Distribution Function* - CDF) přijímaného signálu. Pro tuto funkci lze definovat rovnici:

$$F(x) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N J(x(n) \leq x), \quad (1.10)$$

kde J je indikační funkce, která je rovna jedné, pokud vstup je „pravda“ (true) a nule v opačném případě, N je celkový počet vzorků signálu v daném segmentu. Největší absolutní rozdíl mezi empirickou a teoretickou CDF funkcí se používá jako test dobré shody statistiky, která je definována vztahem [9]:

$$T_{ks} = \sup_{x \in R} \{ |F(x) - G(x)| \}, \quad (1.11)$$

kde $G(x)$ je teoretická CDF. Přičemž v souladu s [9] tato rovnice může být vyjádřena jako:

$$T_{ks} = \max_i \{ |F(x_i) - G(x_i)| \}, \quad (1.12)$$

kde $F(x_i)$ představuje hodnotu kumulativní distribuční funkce v bodě x_i a $G(x_i)$ představuje hodnotu teoretické CDF v stejném bodě x_i .

V případě, že předpokládáme aditivní gaussovský šum v kanálu, je $G(x_i)$ funkce chí-kvadrát se dvěma stupni volnosti. V Matlabu ji pak lze generovat voláním této funkce:

$$G(x_i) = \text{chi2cdf}(x_i, v), \quad (1.13)$$

kteřá vypočítá chí-kvadrát CDF v každém bodě x_i s použitím odpovídajících stupňů volnosti v (v našem případě $v = 2$).

Alternativní hypotéza H_1 je přijata na hladině významnosti α_{KS} (pravděpodobnost falešného poplachu P_{fa}) je-li hodnota testové statistiky T_{ks} menší než kritická hodnota $k(\alpha_{KS}, N)$. Hodnoty $k(\alpha_{KS}, N)$ pro $5 \leq N \leq 50$ jsou tabelizovány. V našem případě $N \geq 50$ a tím pádem mohou být kritické hodnoty aproximovány [2]:

$$k(\alpha_{KS}, N) = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot N} \ln \left(\frac{2}{\alpha_{KS}} \right)}, \quad (1.14)$$

1.3 Kooperativní metoda detekci

Kooperace zlepšuje úspěšnost detekce signálu primárního uživatele [10], [11]. V předpokládaném scénáři existuje M sekundárních uživatelů, kteří skenují jeden signál

PU. Každý z SU dělá své vlastní rozhodnutí o přítomnosti nebo nepřítomnosti PU a předává toto rozhodnutí do fúzního centra (*Fusion Center - FC*) pro další zpracování. Obecně individuální rozhodnutí lze klasifikovat do dvou skupin: „hard decision“ a „soft decision“. V případě „hard decision“ se do FC posílá binární rozhodnutí („1“ nebo „0“). Zatímco v případě „soft decision“ se předává nějaká kvantovaná informace (hodnota pravděpodobnosti že kanál je volný nebo není, hodnota energie změřené v kanálu, jedna ze tří hodnot (*Low, Medium, High*) pravděpodobnosti že kanál je volný nebo není podle fuzzy logiky). Je třeba poznamenat, že finální rozhodování může být distribuováno mezi skenovacími zařízeními různými alternativními způsoby, ale v této práci se používá FC . Často je možné předpokládat, že SU se nacházejí v nepatrné vzdálenosti od sebe v porovnání se vzdáleností od nich do PU (v případě kdy se skenuje PU který je například TV vysílač). Takže z dlouhodobého hlediska signál PU přijímaný všemi SU má stejný průměrný výkon. Pro zjednodušení se nejprve předpokládá, že šum, kolísání intenzity signálu a průměrný SNR jsou stejné pro každého SU a kanály mezi SU a FC jsou ideální (tj. nedochází ke ztrátě informací).

Rozhodnutí o přítomnosti PU se provádí pomocí takzvaného pravidla „ k z M sekundárních uživatelů“, které může být popsáno jako binomické rozdělení na základě Bernoulliho jevů, kde každý jev představuje proces rozhodování každého SU zvlášť. Zobecněné rovnice pro pravděpodobnost detekce a falešného poplachu ve FC jsou dány rovnicemi [10], [11]:

$$P_{fa} = \sum_{l=k}^M \binom{M}{l} P_{fa,i}^l (1 - P_{fa,i})^{M-l}, \quad (1.15)$$

$$P_d = \sum_{l=k}^M \binom{M}{l} P_{d,i}^l (1 - P_{d,i})^{M-l}, \quad (1.16)$$

kde $P_{d,i}$ a $P_{fa,i}$ jsou pravděpodobnosti detekce a falešného poplachu i -tého SU resp. V této práci budeme uvažovat tři pravidla tvrdého kombinačního schématu (hard combination scheme) : logická pravidla *OR*, *AND* a *MAJORITY*.

Pro logické pravidlo *OR* rozhodne FC o přijetí hypotézy že signál PU je přítomen tehdy, pokud libovolný z SU detekuje PU . Kooperativní pravděpodobnost detekce (falešného alarmu) s použitím fúzního pravidla *OR* lze stanovit nastavením $k = 1$ v rovnicích (1.15, 1.16).

Pro logické pravidlo *AND* rozhodne FC o přijetí hypotézy že signál PU je přítomen tehdy, pokud přítomnost PU detekují všichni SU . Kooperativní pravděpodobnost detekce (falešného alarmu) s použitím fúzního pravidla *AND* lze stanovit nastavením $k = M$ v rovnicích (1.15, 1.16).

Pro logické pravidlo *MAJORITY* rozhodne FC o přijetí hypotézy, že signál PU je přítomen tehdy, pokud přítomnost PU detekuje alespoň polovina SU . Kooperativní pravděpodobnost detekce (falešného alarmu) s použitím fúzního pravidla *MAJORITY* lze stanovit nastavením $k = M/2$ v rovnicích (1.15, 1.16).

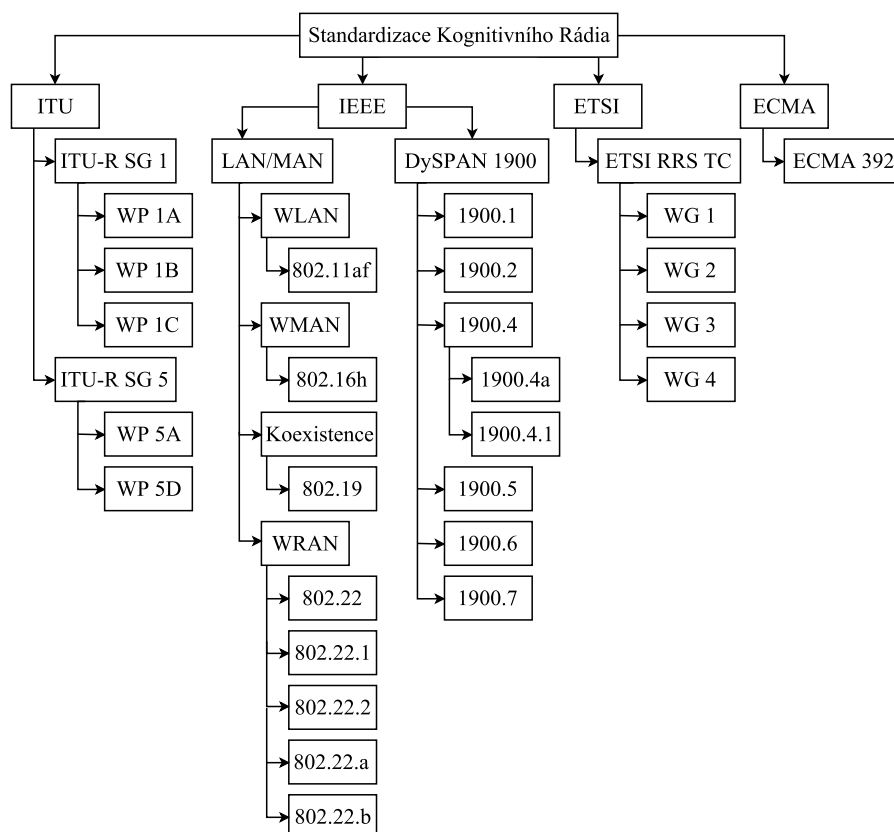
Vzhledem k tomu, že v reálných bezdrátových kanálech dochází k mnoha nepříznivým jevům ovlivňujícím činnost snímání spektra (vícecestné šíření signálu,

přítomnost šumu s neznámými vlastnostmi atd.), lze kooperativní snímání považovat za jeden ze způsobů, který zlepšuje detekci primárních signálů. Kooperativní detekce byla široce zkoumána v literatuře [10], [11] a má i svoje nevýhody.

Hlavním problémem kooperativního sledování spektra je to, že má složitější strukturu, než ostatní systémy s jinými sledovacími metodami. Kooperativní metoda vyžaduje sdílení informací mezi kognitivními uživateli a k tomu se využívá sdílejší síť, kterou je nutné chránit před útoky a je potřeba zajistit předávání informace se zpožděním menším, než je předem stanovený limit [2].

2 STANDARDIZACE KOGNITIVNÍHO RÁDIA

Vzhledem k velkému zájmu o CRN jejich standardizace v současné době probíhá na úrovních mnoha mezinárodních asociací, včetně *ITU (International Telecommunication Union)*, *IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers)*, *ETSI (European Telecommunications Standards Institute)* a *ECMA (European Computer Manufacturers Association)*. Všechny tyto organizace zvažují několik scénářů nasazení daných sítí. Cílem každé z organizací má za úkol uplatnit výsledky výzkumů k realizaci *CRN* pro veřejné použití. Přehled standardizačních aktivit byl částečně publikován v článku [v1]. Aktuální přehled členěný dle jednotlivých zúčastněných normalizačních orgánů je znázorněn na Obr 2.1.



Obrázek 2.1 Přehled standardizačních aktivit s využitím principů *CRN* [12].

Podrobná analýza standardizací podle výše uvedených organizací je popsána v druhé kapitole dizertační práce. Na základě dané analýzy aktuálního stavu standardizace *CRN* popsané výše lze tyto standardy v souladu s jejími cíli a účely rozdělit do dvou hlavních kategorií: *TVWS* standardy a standardy definující koexistenci. Standardy *TVWS* jako jsou například IEEE 802.22, IEEE 802.11af a ECMA-392 specifikují (což je zajímavé z pohledu zaměření této práce) PHY a MAC vrstvy a síťovou architekturu umožňující zvýšit efektivitu využití kanálů v uvolněných TV pásmech (*TVWS*). Na trhu jsou v současné době již první komerční produkty, které některé z těchto standardů částečně implementují. Standardy zabývající se koexistencí jako jsou IEEE 802.19, IEEE 802.16h a IEEE 1900 (*DySPAN*), se pak snaží definovat pravidla a obecné doporučení pro omezení interferencí mezi rádiovými systémy s dynamickým přístupem ke spektru a licencovanými uživateli. Přestože snímání spektra je součástí pouze některých z výše popsaných standardů (IEEE 802.22, IEEE 802.11af, IEEE 1900.1, ETSI, ECMA-392), věříme, že aplikace této metody umožní zlepšit efektivitu využití rádiového spektra.

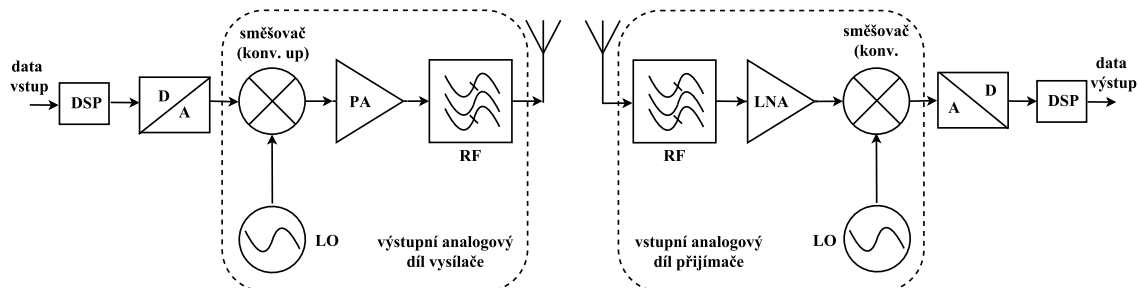
3 SNÍMÁNÍ SPEKTRA V REÁLNÝCH RÁDIOVÝCH KANÁLECH

Jak bylo ukázáno v předcházejících kapitolách, snímání spektra je jednou ze základních funkcí kognitivních rádiových sítí. Přesto, že toto téma je v současnosti již poměrně široce prozkoumáno, i nadále je v dané oblasti prostor k bádání. Současný výzkum probíhá v několika směrech:

- zdokonalování existujících metod s cílem optimalizovat, zvětšit spolehlivost, zjednodušit (snížit komplikovanost systému), dosáhnout větších energetických úspor,
- experimentální implementace stávajících a nových metod [13],
- ověřování metod pomocí terénních experimentů [13],
- zkoumání různých faktorů ovlivňujících snímání spektra (nedokonalosti přijímače a vysílače, vliv kanálu a antén, apod.) [14], atd.

Tato kapitola podrobněji popisuje námi publikované výsledky v oblasti snímání spektra zejména v oblasti vlivu rádiových front-endů a reálných komunikačních kanálů na její činnost.

Na rozdíl od studií založených na počítačových simulacích tato práce je založena i na integraci metod do hardwaru v podobě tzv. softwarově definovaného rádia (*Software Defined Radio - SDR*) [15]. Architektura typického SDR systému je názorně ukázána na Obr. 3.1.



Obrázek 3.1 Zjednodušená architektura typického SDR systému [16].

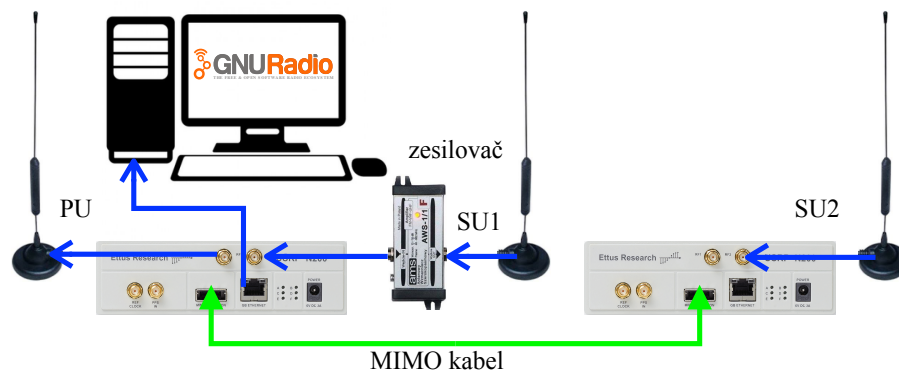
Hardwarová část SDR bývá často rozdělena na část radiofrekvenčního front-endu (obvykle ve formě tzv. *DaughterBoard*) a základní desky (*MotherBoard*). Na straně přijímače RF front-end přijímá analogový signál z antény, pak ho filtruje (*RF filtr*), pomocí nízkošumového zesilovače (*Low Noise Amplifier - LNA*) ho zesiluje, poté směšovač transponuje přijímané frekvenční pásmo do oblasti nižších frekvencí (*Intermediate Frequency - IF*). Dále signál je přiveden na základní desku, kde je pomocí analogově digitálního převodníku (*Analog to Digital Converter - ADC*) analogový signál převeden na signál digitální. Vzorčky digitálního signálu jsou poté předány na obvodu pro zpracování signálu, často FPGA (*Field Programmable Gate Array*), kde digitální down-konvertor (*Digital Down Converter - DDC*) zajišťuje to, že výstupní signál bude mít zadané parametry kmitočtu a vzorkovací frekvence a bude rozdělen do I a Q složek, které tvoří vstupní signál na softwarové straně SDR systému. Další digitální zpracování signálu (*Digital Signal Processing - DSP*) je pak možné provádět v počítači (*Personal Computer - PC*). PC slouží také pro rekonfiguraci parametrů SDR a obsahuje software pro interakci mezi hardwarovou a softwarovou částmi systému. Na straně vysílače prvním blokem je digitální up-konvertor (*Digital Up Converter - DUC*), který převádí signál z základního pásma do *IF*. následující digitální analogový převodník (*Digital to Analog Converter - DAC*) transformuje vzorky do analogové oblasti. Poté RF upconverter posouvá signál na nosný kmitočet. Zesílený signál je pak vyslán pomocí antény.

V současné době existuje celá řada různého hardwaru a softwaru využitelného pro implementaci SDR. Ty nejčastěji používané jsou uvedeny v kapitole 3 dizertační práce. Pro tuto práci jako software se používá GNU Radio [17] a hardwarová část je založená na *USRP2* a *USRP N200* (*Universal Software Radio Peripheral*) od Ettus Research™ [18].

3.1 Analýza vlivu kanálu na různé metody snímání spektra

3.1.1 Experimentální testovací SDR platforma

První zkušenosti s laboratorními experimenty, v kterých byl zkoumán vliv různých metod snímání spektra a kanálů, byly publikovány v [v2], [v3]. Nejprve bylo vybráno několik druhů detektorů, jak již bylo zmíněno v kapitole 1, to jsou energetický detektor, Kolmogorov-Smirnov test a jejich spojení do kooperativního způsobu detekce. Poté byla navržena testovací platforma, která je ukázána na Obr. 3.2.



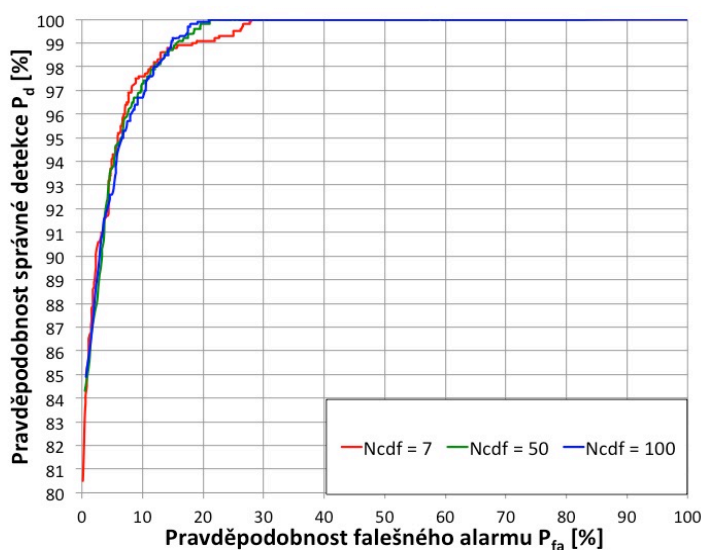
Obrázek 3.2 Testovací SDR platforma.

Podrobný popis platformy je uveden v textu kapitoly 3 dizertační práce.

3.1.2 Výsledky snímání spektra pomocí experimentální testovací SDR platformy

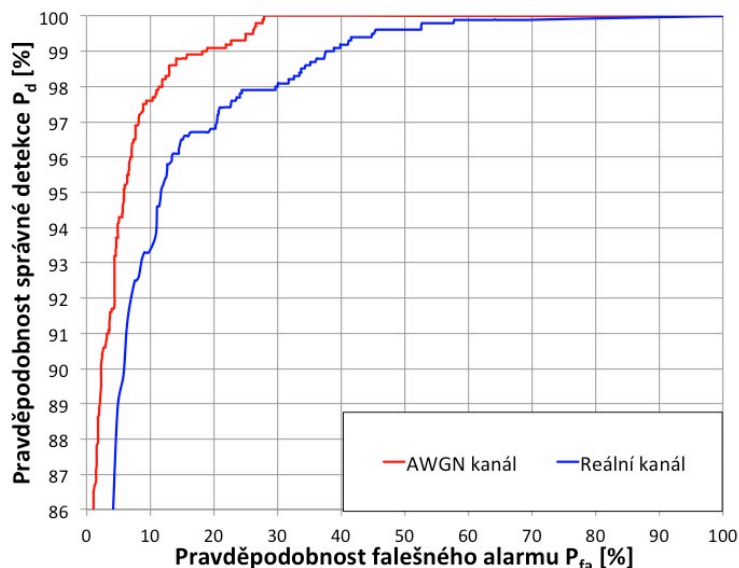
Činnost zkoumaných detektorů lze nejlépe charakterizovat pomocí tzv. provozních charakteristik přijímače (*Receiver Operating Characteristics - ROC*). Jedná se o závislost pravděpodobnosti správné detekce P_d na pravděpodobnosti falešného alarmu P_{fa} . Pro každou z metod je testová statistika signálu degradovaného šumem v kanálu srovnána s předem stanoveným prahem, který je závislý na rozptylu šumu v kanále. P_{fa} je poté získána stejným způsobem, ale za předpokladu, že vstupním signálem je pouze šum. V případě kooperativní metody sledování spektra P_d a P_{fa} spočítávají na základě pravidel popsanych v kapitole 1 s použitím buď ED, anebo KS testu.

Nejprve byla provedena podrobná analýza K-S statistického testu jako metody snímání spektra v publikacích prokázala závislost jeho výsledků na počtu vzorků N_{CDF} použitých při aproximaci kumulativní distribuční funkce (*CDF*) a jako optimální minimální hodnota byla stanovena $N_{CDF} = 50$. Metoda však poměrně spolehlivě pracuje i s menším počtem vzorků (viz Obr. 3.3).



Obrázek 3.3 ROC křivky KS testu pro 8PSK signál pro různé N_{CDF} , SNR=0.5 dB.

V další části byl analyzován rozdíl mezi činností detektoru v ideálním AWGN kanálu a v rádiovém kanálu s únikem. Výsledky je možné sledovat na Obr. 3.4.



Obrázek 3.4 ROC křivky KS testu pro vstupní 8PSK signál pro AWGN a reálný kanál, SNR=0.5 dB.

Jak se dalo očekávat čistý *AWGN* kanál vede na vyšší detekční schopnosti detektoru než skutečný únikový kanál.

3.2 Analýza vlivu kanálu na výsledky simulační a experimentální testovací platformy

Velký počet studií probíhá v nějakém programovém prostředí a často končí pouze simulacemi. Výsledky reálných experimentů ale mohou být výrazně odlišné. Proto následující kapitola popisuje a porovnává softwarovou simulaci v prostředí Matlab a experimentální testovací *SDR* platformu.

3.2.1 Simulační platforma v MATLABu pro analýzu vlivu kanálu na činnost detektoru snímání spektra

Model, popsáný v této kapitole, byl prezentován na 25. konferenci Radioelektronika 2015 [v4]. Cílem daného simulačního modelu je analyzovat vliv různých kanálů na výkonnost individuálního a kooperativního detektoru založených na *ED* a *KS* testu.

V reálné komunikaci je předpoklad AWGN kanálu příliš idealizovaný a neodpovídá skutečnému rádiovému prostředí. Pokročilejší modely berou v úvahu útlum, odrazy, dopplerův posuv a další škodlivé účinky. Jedním z takových modelů je model *ITU* (viz Tab. 3.1) [19].

ITU model je jedním z nejpoužívanějších, především proto, že obsahuje celou řadu empirických kanálů odpovídajícím různým reálným prostředím.

Tabulka 3.1 Modely kanálů podle ITU [19].

№	Pedestrian				Vehicular			
	Kanál A _{ITU}		Kanál B _{ITU}		Kanál A _{ITU}		Kanál B _{ITU}	
	Relativní zpoždění, ns	Průměrný výkon, dB	Relativní zpoždění, ns	Průměrný výkon, dB	Relativní zpoždění, ns	Průměrný výkon, dB	Relativní zpoždění, ns	Průměrný výkon, dB
1	0	0	0	0	0	0	0	-2.5
2	110	-9.7	200	-0.9	310	-1.0	300	0
3	190	-19.2	800	-4.9	710	-9.0	8900	-12.8
4	410	-22.8	1200	-8.0	1090	-10.0	12900	-10.0
5	-	-	2300	-7.8	1730	-15.0	17100	-25.2
6	-	-	3700	-23.9	2510	-20.0	20000	-16.0

Jak je vidět z Tab. 3.1 *ITU* model má dva scénáře: pedestrian a vehicular. Model pedestrian definující prostředí pro vnitřní a venkovní uživatele, kde vnitřní pokrytí poskytuje venkovní vysílač. Zatímco model vehicular je charakterizován většími buňkami a vyšším vysílacím výkonem.

Na bázi Matlabu byl vytvořen simulační *ITU* model, v kterém *PU* vysílá buď *8PSK*, anebo *FM* (*Frequency Modulation*) signál s šířkou pásma 200 kHz. Tento primární signál je vysílán ve čtyřech modelech kanálů (PedB, VehA, VehB, PedB) a je poté přijímán čtyřmi *SU* (viz Tab. 3.2). Signál FM byl zvolen vzhledem k tomu, že jedním z předpokládaných signálů *PU*, které je třeba detekovat, je signál bezdrátových mikrofónů.

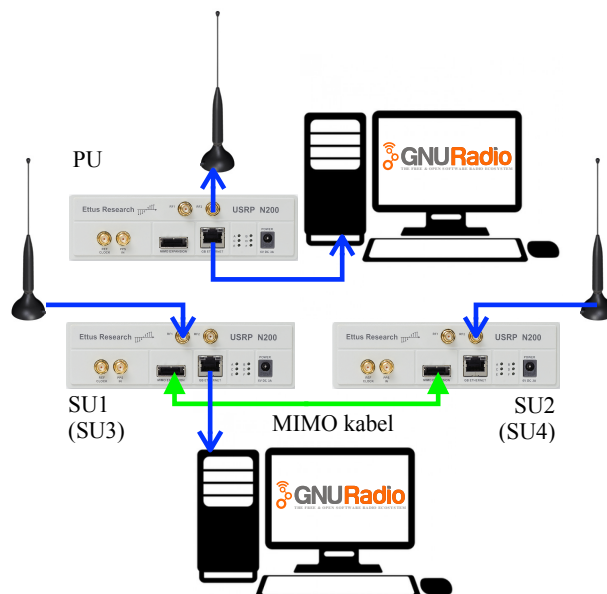
Tabulka 3.2 Parametry simulačního modelu [v4].

Parametr	Hodnota
Signál	8PSK, FM
Šířka pásma	200 kHz
Počet SU	4
Model kanálu (SU ₁ , SU ₂ , SU ₃ , SU ₄)	PedB, VehA, VehB, PedB
Centrální frekvence	474 MHz
Metoda snímání spektra	ED, KS test, kooperativní
SNR	6 dB

Výsledky analýzy pro *ITU* model jsou poté porovnány s výsledky získanými pomocí testovací *SDR* platformy, výsledky srovnání jsou představeny v dále v této kapitole.

3.2.2 Experimentální testovací platforma

Experimentální testovací platforma pro porovnání činnosti snímání spektra v reálných kanálech s činností stejných metod v kanálu popsaném *ITU* modelem je modifikací platformy představené v kapitole 3.1.1 a je zobrazena na Obr. 3.5. Tento model byl prezentován na konferenci ConTEL 2015 [v5].

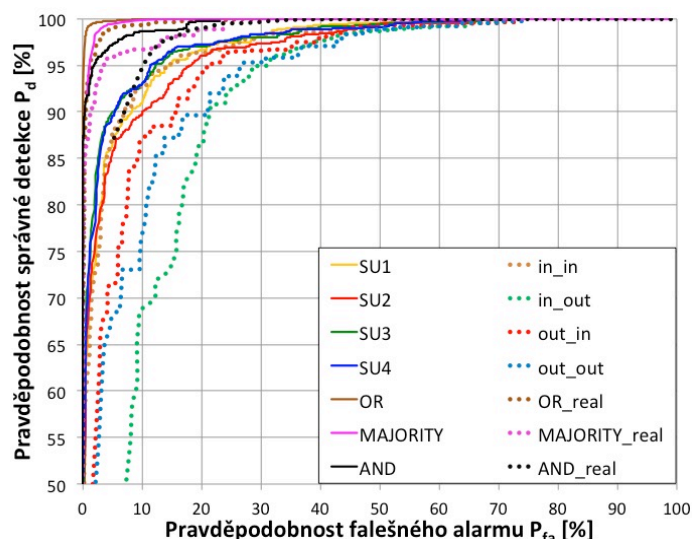


Obrázek 3.5 Testovací platforma ITU modelu.

Popis představené *SDR* platformy je uveden v textu kapitoly 3 dizertační práce.

3.2.3 Analýza výsledků srovnání metod snímání spektra získaných pomocí experimentální testovací platformy a pomocí simulace ITU modelu kanálu

Nejprve byla analyzována závislost činnosti každého detektoru v *SU* na typu kanálu a to pro oba signály (*8PSK*, *FM*) a obě sledovací metody (*ED* a *KS* test). Výsledky jsou graficky zachyceny pomocí *ROC* křivek na Obr. 3.6-3.9. Jak je vidět z obrázků pro většinu reálných kanálů a to jak pro *ED* tak i pro *KS* test je výkonnost detekce v reálném experimentu horší než v případě simulačního modelu.



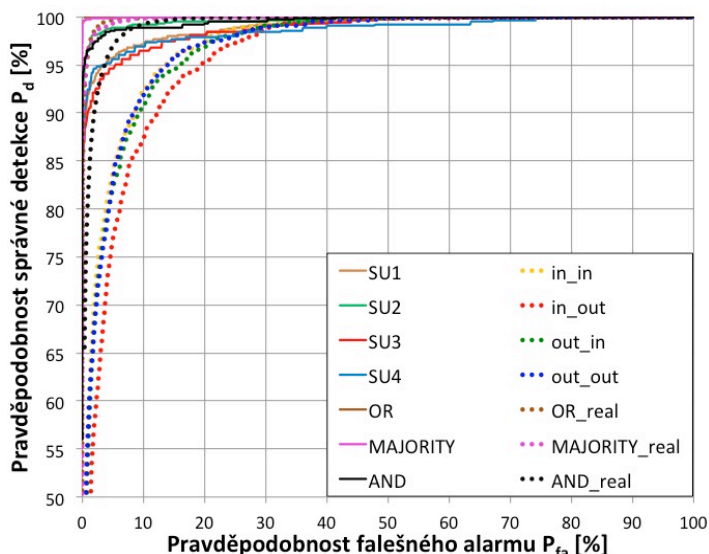
Obrázek 3.6 ROC křivky KS testu pro FM signál v reálných a simulovaných kanálech.

Je třeba poznamenat, že pro kanál s vnitřním umístěním *PU* a *SU* ROC křivky *KS*

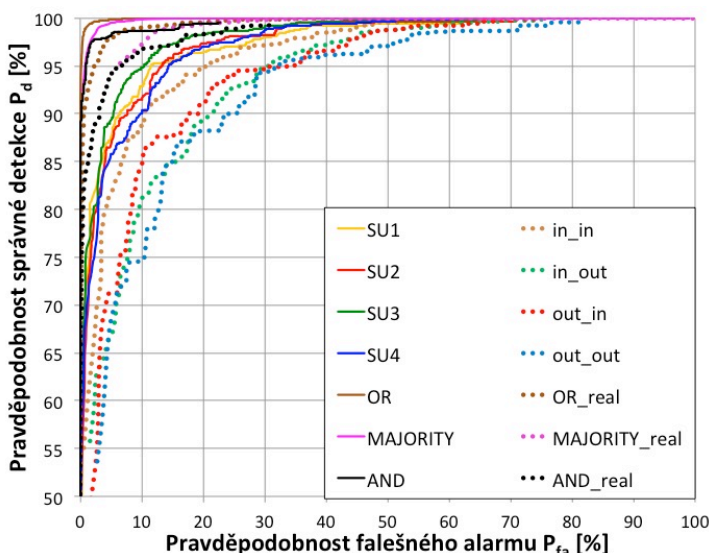
testu jsou blízko *ROC* křivkám kanálů simulovaných v Matlabu. Pravděpodobně důvodem je to, že podmínky měření v laboratoři byly téměř ideální (bez velkých interferencí zvenčí).

Následně byly porovnány *ED* a *KS* test. Dle Obr. 3.6-3.9 je možné poznamenat, že pro oba signály má *ED* lepší detekční výkonnost než *KS* test.

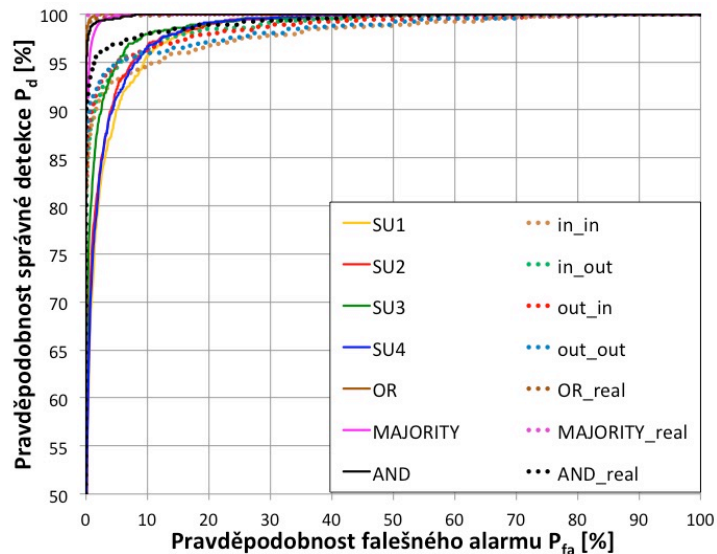
Poté bylo provedeno porovnávání kooperativního způsobu detekce se třemi nejpoužívanějšími fúzními pravidly *AND*, *OR* a *MAJORITY* a s výsledky samostatné detekce jednotlivými uživateli a to jak pro *ED*, tak i pro *KS* test. *ROC* křivky pro dané případy jsou zobrazeny opět na Obr. 3.6-3.9.



Obrázek 3.7 ROC křivky ED testu pro FM signál v reálných a simulovaných kanálech.



Obrázek 3.8 ROC křivky KS testu pro 8PSK signál v reálných a simulovaných kanálech.

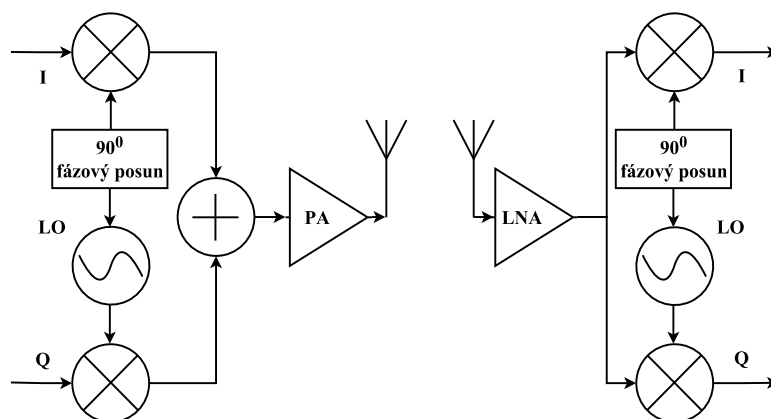


Obrázek 3.9 ROC křivky ED testu pro 8PSK signál v reálných a simulovaných kanálech.

Na základě výsledků představených v této kapitole lze říci, že sledování spektra je ovlivněno mnoha faktory: vliv reálných kanálů, resp. jejich simulovaných modelů, vlastnosti samotného primárního signálu, poměr signál/šum a výběr metody snímání.

4 VLIV RF FRONT-ENDŮ NA SNÍMÁNÍ SPEKTRA

Kromě vnějších faktorů ovlivňujících snímání spektra jsou také faktory způsobené parazitními vlastnostmi vysílače (tj. například vysílače *PU*) a přijímače (tj. *SU* provádějícího snímání spektra). Pro představu je zjednodušené schéma komunikačního řetězce znázorněné na Obr. 4.1.



Obrázek 4.1 Zjednodušené schéma komunikačního řetězce s kvadraturním přenosem [20].

Na straně vysílače se signál zpracovávající v základním pásmu (basebandu) skládá z *I* (*In-phase*) a *Q* (*Quadrature*) složek a je modulován na kmitočet nosné případně na

mezifrekvenční kmitočet. Signál zesílený pomocí výkonového zesilovače (*Power Amplifier - PA*) pak je vysílán přes anténu do RF kanálu. Na straně přijímače signál z antény prochází nízkošumovým zesilovačem (*Low Noise Amplifier - LNA*) a následně je demodulován na I a Q složky pomocí kvadrurního demodulátoru.

Výše uvedený zjednodušený model komunikačního řetězce obsahuje komponenty, které negativně ovlivňují přenášený signál a jsou nezbytnou součástí RF front-endů, z nichž se skládají vysílací a přijímací zařízení. Mezi těmito škodlivými parazitními vlastnostmi RF komponent jsou:

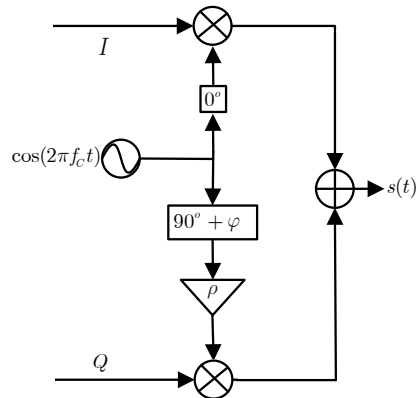
- amplitudová a fázová nesymetrie kvadrurního modulátoru a demodulátoru, tzv. IQ nesymetrie,
- nelinearita výkonového zesilovače (*PA*),
- fázový šum lokálního oscilátoru,

Každý z těchto parazitních jevů negativně ovlivňuje snímání spektra a proto jsou popsány dále. Všechny tyto jevy jsou dále uvedeny do kontextu vybraných běžně používaných front-endů pomocí simulací a laboratorních experimentů na bázi reálné *SDR* platformy.

4.1 Popis škodlivých jevů RF front-endů

4.1.1 IQ nesymetrie

Amplitudová a fázová nesymetrie kvadrurního modulátoru a demodulátoru jsou nejčastějšími z vyskytujících se parazitních jevů v komunikačním řetězci. V ideálním vysílači I a Q větve mají stejné vlastnosti, ale vzhledem k výrobním tolerancím hardwaru dokonalá symetrie není dosažitelná a navíc fázový posun mezi kvadrurními porty není přesně 90° , viz Obr. 4.2 [21].



Obrázek 4.2 Schéma kvadrurního modulátoru s IQ nesymetriemi [21].

Přijatý signál $r^{iq}(t)$, ovlivněný IQ nesymetriemi lze modelovat za předpokladu platnosti základních hypotéz (1.1) jako:

$$r^{iq}(t) = \begin{cases} g_1 \cdot w(t) + g_2 \cdot w^*(t) & H_0 \\ g_1 \cdot s(t) + g_2 \cdot s^*(t) + g_1 \cdot w(t) + g_2 \cdot w^*(t) & H_1 \end{cases}, \quad (4.1)$$

kde koeficienty IQ nesymetrie jsou definovány jako:

$$g_1 = \frac{1 + \rho e^{-j\phi}}{2}, \quad g_2 = \frac{1 - \rho e^{j\phi}}{2} \quad (4.2)$$

kde ρ je amplitudová a ϕ (v radiánech) fázová nesymetrie.

4.1.2 Nelinearita výkonového zesilovače

Nelinearita výkonového zesilovače, ale také nelinearita *LNA* výrazně ovlivňuje kvalitu přenášeného signálu a proto s velkou pravděpodobností mohou mít negativní dopad na činnost metody snímání spektra. Nelinearitu výkonového zesilovače lze popsat pomocí tak zvaných AM/AM a AM/PM charakteristik. AM/AM (*Amplitude to Amplitude*) je závislost výstupního napětí (výkonu) na vstupním napětí (výkonu) a AM/PM (*Amplitude to Phase*) je závislost fázového posuvu na vstupním napětí (výkonu) [77].

V dizertační práci jsou analyzovány dva modely výkonových zesilovačů: Salehův model a model založený na Bussgangově teorému [22]. Studie prokazují nutnost využívání linearizačních metod. V dané práci se aplikují dvě linearizační techniky: regulace úrovně výkonu vstupního signálu výkonového zesilovače (změna *IBO*) a digitální předzkreslovač (*Digital PreDistortion - DPD*).

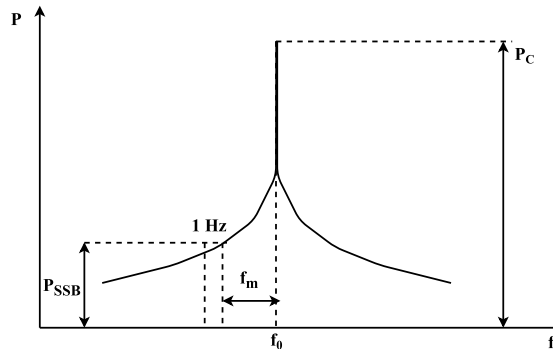
4.1.3 Fázový šum lokálního oscilátoru

Fázový šum je parazitní vlastnost harmonického oscilátoru, která odpovídá změnám průchodu signálu nulou oproti ideálnímu harmonickému průběhu [23].

Jedním ze způsobů kvantitativního hodnocení fázového šumu je metoda založená na zobrazení výstupního signálu v kmitočtové oblasti (viz Obr. 4.3). Vzhledem k tomu, že spektrum je souměrné vůči jmenovité oscilační frekvenci f_0 , uvažuje se pouze jedno postranní pásmo. Fázový šum, který se měří na ofsetové frekvenci f_m a udává se v jednotkách dBc/Hz, lze definovat vztahem [23]:

$$\alpha_{dB}(f_m) = 10 \log \frac{P_{SSB}}{P_C}, \quad (4.3)$$

kde P_{SSB} je hustota výkonu signálu (výkon v kmitočtovém pásmu šířky 1 Hz) na ofsetové frekvenci f_m a P_C je celkový výkon signálu na nosné frekvenci f_0 .



Obrázek 4.3 Fázový šum [23].

4.1.4 Šumové číslo

Jednou z nejdůležitějších vlastností přijímače je citlivost. Je to nejmenší výkon signálu, který přijímač může spolehlivě detekovat. Citlivost je definována vztahem [24]:

$$P_{sen} = P_{RS} + NF + SNR_{min} + M_{mar} \quad (4.4)$$

kde P_{sen} je minimální úroveň citlivosti přijímače v dB, P_{RS} je výkon šumu v dBm na vstupu zesilovače vznikající vlivem vnitřního odporu, NF je šumové číslo v dB, SNR_{min} je minimální požadovaný poměr SNR v dB a M_{mar} je marže implementace přijímače v dB. Výkon šumu na vstupu zesilovače je dána rovnicí (4.5):

$$P_{RS,dBm} = kTB \quad (4.5)$$

kde k představuje Boltzmannovu konstantu, B je efektivní šířka pásma kanálu v Hz a T je teplota prostředí (v Kelvinech).

Obecně je známo, že snížení šumového čísla o 1 dB má přibližně stejný účinek, jako zvětšením průměru antény pro satelitní přijímač o 40%. Z čeho vyplývá to, že šumové číslo přijímače je jedním z nejdůležitějších parametrů, které mohou mít dopad na jeho citlivost a architekturu.

Vzhledem k tomu, že téměř každý přijímač je kaskádou elementů, lze pro výpočet šumového čísla použít Friisův vztah [24]:

$$F_{sys} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_n} \quad (4.6)$$

kde F_{sys} je šumový činitel přijímače, F_n a G_n představují šumový činitel a zisk n -tého elementu resp.

Následně šumové číslo lze odvodit jako F_{sys} vyjádřený v decibelech (4.7):

$$NF = 10 \log_{10}(F_{sys}) \quad (4.7)$$

4.2 Výsledky simulací a experimentů

4.2.1 IQ nesymetrie

Výsledky zkoumání vlivu IQ nesymetrií na snímání spektra byly publikovány v [v6]. Pro bádání byly vybrány parametry čtyř reálných front-endů pro softwarová rádia USRP, jejichž nominální hodnoty nesymetrií jsou uvedeny v Tab. 4.1.

Tabulka 4.1 Parametry IQ nesymetrií použitých front-endů [v6].

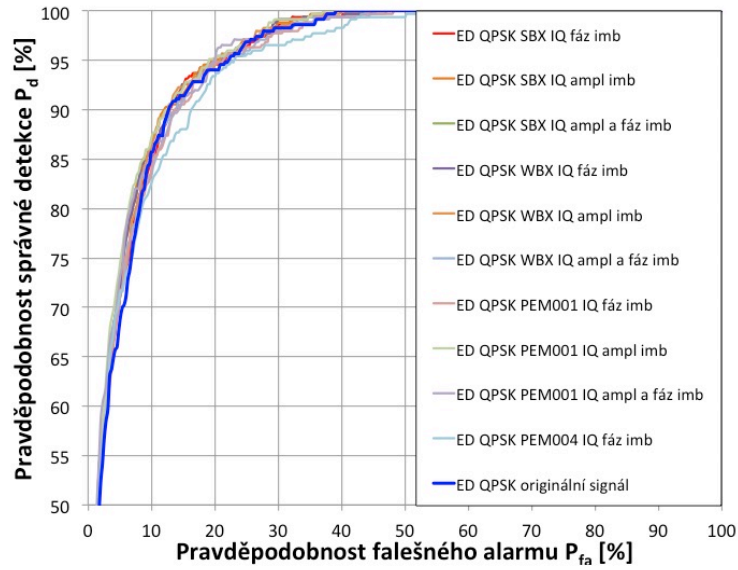
Model front-endu-modulátoru	Fázová nesymetrie (stupně)	Amplitudová nesymetrie (dB)
SBX - ADL5375	od -0.51 do 1.7	od -0.7 do 0.11
WBX - ADL5385	od -0.33 do 2.6	od -0.03 do 0.05
Pasternack PEM001	3	1
Pasternack PEM004	5	1

V případě IQ nesymetrií bude práh z (1.9) pro energetický detektor modifikován na γ^{iq} :

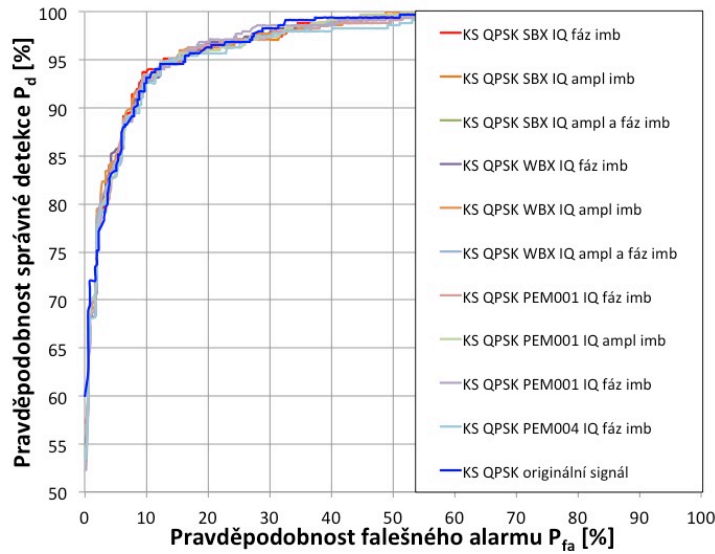
$$\gamma^{iq} = k_{\mu} \cdot \sigma_w^2 + \frac{Q^{-1}(P_{fa}) \cdot k_{\mu} \cdot \sigma_w^2}{\sqrt{N}} \quad (4.8)$$

kde $k_{\mu} = |g_1|^2 + |g_2|^2$, g_1 a g_2 jsou koeficienty z (4.2).

Modelování vlivu IQ nesymetrií proběhlo v programovém prostředí Matlab s použitím energetického detektoru a KS testu pro QPSK signál s šířkou pásma 0.2 MHz. Porovnání výkonností detektorů s IQ nesymetriemi a bez nich lze kvantifikovat pomocí ROC křivek (viz Obr. 4.4-4.5).



Obrázek 4.4 ROC křivky ED pro QPSK signál reálných front-endů, SNR=3 dB.

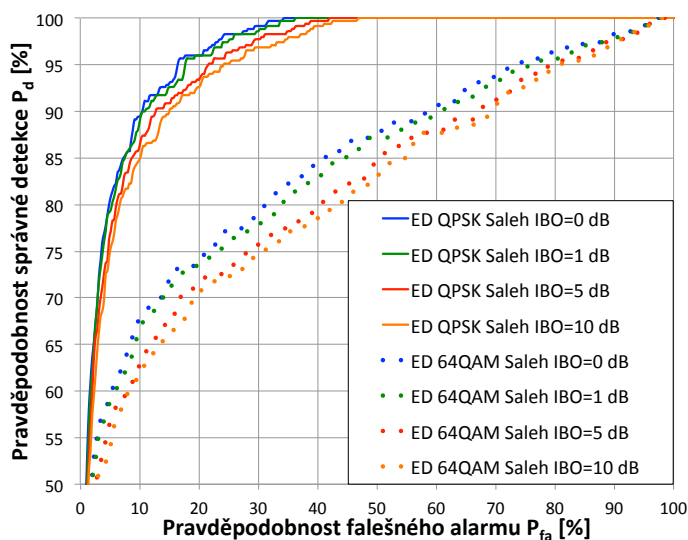


Obrázek 4.5 ROC křivky KS pro QPSK signál reálných front-endů, SNR=3 dB.

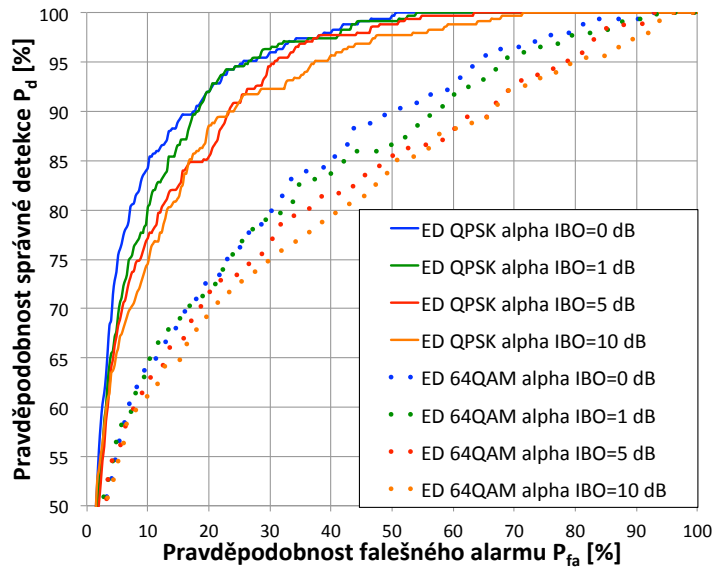
Jak je vidět z obrázků pro oba detektory pravděpodobnost detekce s využitím front-endů s amplitudovou, fázovou a amplitudovou a fázovou nesymetrií se významně nemění ve srovnání s ideálním front-endem (tmavě modrá čára), s výjimkou případu s *PEM004* vysílačem, který má o něco horší výkonnost pro energetický detektor (světle modrá čára), ale pro *KS* detektor toto zhoršení není tak patrné.

4.2.2 Nelinearita výkonového zesilovače

Následně byl v [v6] prozkoumán vliv nelinearity výkonového zesilovače na snímání spektra. Výsledky jsou znázorněny na Obr. 4.6-4.7. Během simulací byl uvažován vliv změny parametru *IBO* jako nejjednodušší linearizační techniky. Na základě studia výsledků z obrázků je možné poznamenat, že pro oba modely zesilovače zvětšení hodnoty *IBO* snižuje pravděpodobnost detekce. Tato závislost platí jak pro *QPSK* tak i pro *64QAM* signály, přičemž daná závislost je více zřejmá pro *64QAM*. Na druhou stranu ale zvětšení hodnot *IBO* vede k snížení interferencí do sousedních kanálů a tím klesá nežádoucí ovlivnění sousedních uživatelů. Proto je třeba najít kompromis mezi linearizací (hodnotou *IBO*) a interferencemi na sousední uživatele.

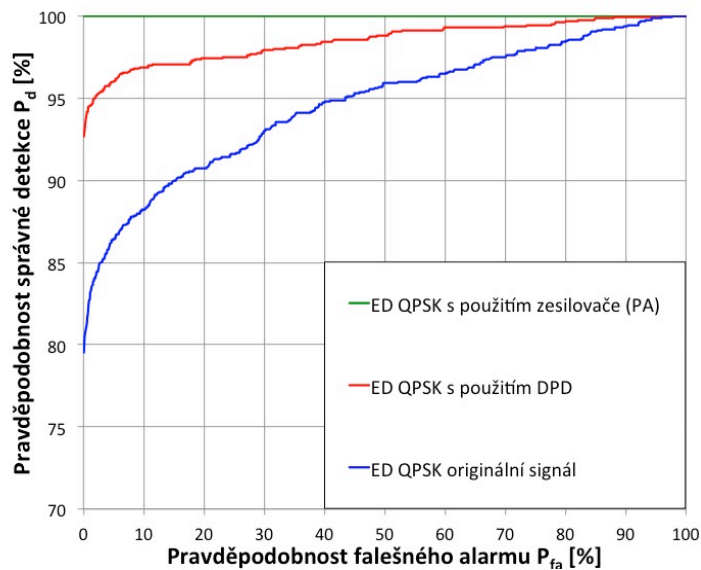


Obrázek 4.6 ROC křivky ED pro QPSK a 64QAM signály s šířkou pásma 0.2 MHz Salehova modelu zesilovače, SNR=3 dB.



Obrázek 4.7 ROC křivky ED pro QPSK a 64QAM signály s šířkou pásma 0.2 MHz modelu zesilovače na bázi Busgangvé vety, SNR=3 dB.

Vliv této metody lineárizace na výkonost energetického detektoru názorně ukazují ROC křivky na Obr. 4.8.



Obrázek 4.8 ROC křivky ED pro 64QAM signál s šířkou pásma 0.2 MHz pro Salehův model zesilovače s použitím DPD, SNR=6 dB.

Stejně jak tomu bylo při aplikování linearizační metody založené na manipulaci hodnotami *IBO* s použitím *DPD* výkonost detektoru klesá. Ale na rozdíl od *IBO* techniky signál linearizovaný pomocí *DPD* (červená křivka) vykazuje lepší detekční schopnost než v případě nezesíleného vstupního signálu (modrá křivka). Lze to vysvětlit tím, že při aplikování změny *IBO* výkon v hlavním kanále klesá se zvětšující se hodnotou *IBO*, kdežto při použití *DPD* výkon v hlavním kanále zůstává téměř stejný.

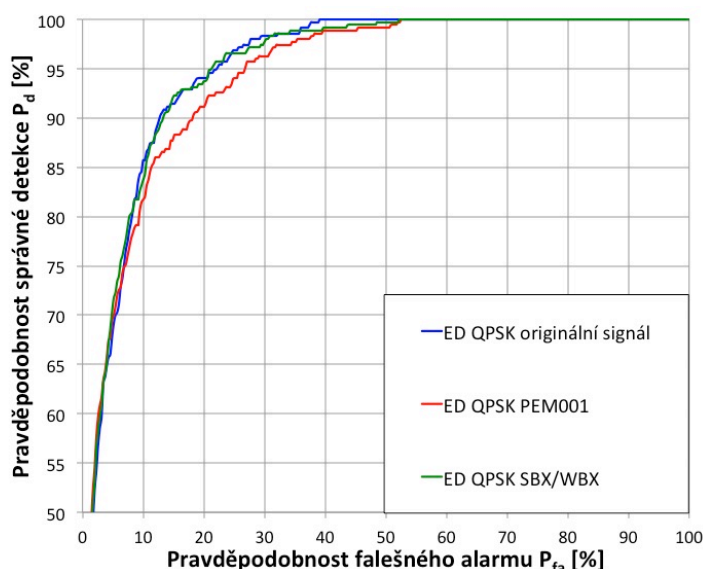
4.2.3 Fázový šum lokálního oscilátoru

V další části byl probádán vliv fázového šumu na techniky snímání spektra. Pro zkoumání byly vybrány tři reálné front-endy, jejichž katalogové hodnoty fázového šumu (na příslušných offsetech) jsou uvedeny v Tab. 4.2.

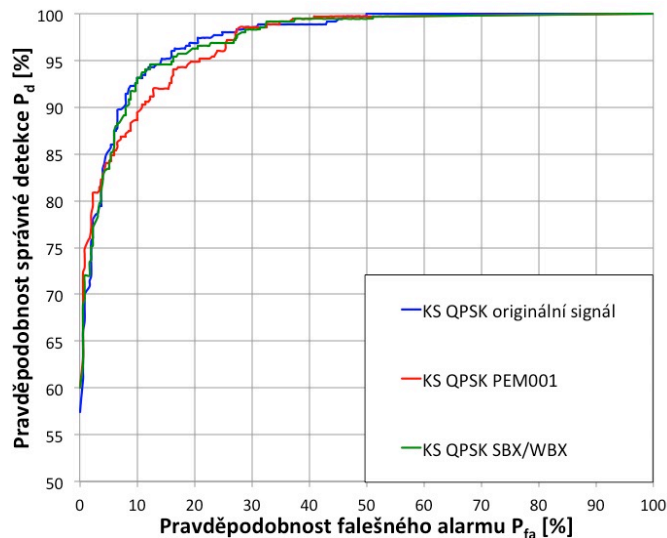
Tabulka 4.2 Parametry fázového šumu front-endů [18], [25].

Model front-endu	Offset od nosné	Fázový šum (dBc/Hz)
SBW/WBX	10 kHz	-80
	100 kHz	-100
	1 MHz	-137
Pasternack PEM001	100 kHz	-72
	1 MHz	-86
	10 MHz	-111
	100 MHz	-125
	1 GHz	-127

V programovém prostředí Matlab byl vytvořen simulační model, základem pro který slouží rovnice 4.12 a funkce *add_phase_noise*, která používá parametry z Tab. 4.2. Po aplikaci modelu fázového šumu na QPSK signál s šířkou pásma 0.2 MHz byly zjišťovány výsledky vlivu tohoto škodlivého jevu na snímání spektra pomocí ED a KS testu. Výsledky shrnují Obr. 4.9-4.10 prezentují s odpovídajícími ROC křivkami.



Obrázek 4.9 ROC křivky ED pro QPSK signál s šířkou pásma 0.2 MHz s fázovým šumem, SNR=6 dB.

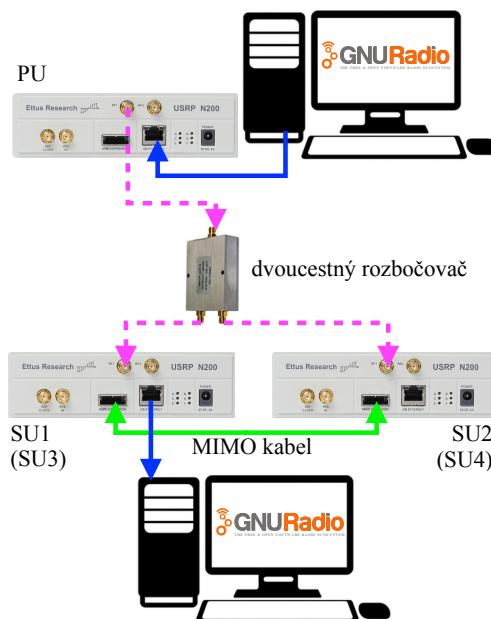


Obrázek 4.10 ROC křivky KS testu pro QPSK signál s šířkou pásma 0.2 MHz s fázovým šumem, SNR=6 dB.

Jak je vidět z obrázků pro oba detektory k softwarovému rádiu USRP (*SBX* a *WBX*) pravděpodobnost detekce (zelená čára) se významně nemění ve srovnání s ideálním front-endem (tmavě modrá čára), naopak v případě *PEM001* vysílače (červená čára), detekční schopnost obou detektorů klesá. Proto lze tvrdit, že front-endy, které mají parametry fázového šumu blízké k *SBX* a *WBX*, ukazují výkonnost detekování signálů téměř shodnou s ideální.

4.2.4 Šumové číslo přijímače

Experimentální testovací platforma pro zkoumání vlivu citlivosti přijímače je zobrazena na Obr. 4.11. Spolu s dosaženými výsledky měření byla prezentována na konferenci IWSSIP 2015 [v7] a je opět modifikací platformy představené v kapitole 3.



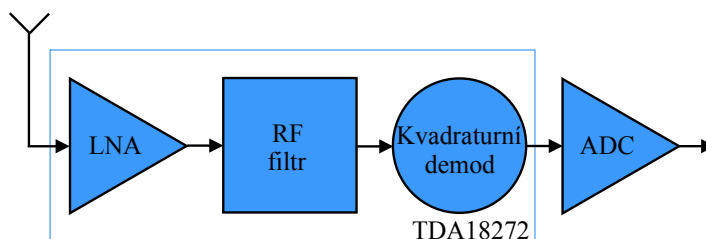
Obrázek 4.11 Testovací SDR platforma pro zkoumání citlivosti přijímače.

Navržená platforma analyzuje citlivosti všech použitých přijímačů.

Jak jejíž bylo zmíněno v této kapitole je výkonost přijímačů zkoumána v závislosti na šumovém čísle. Pro všechny v laboratorním experimentu použité front-endy (přijímače) byly provedeny výpočty šumového čísla, které jsou uvedeny níže.

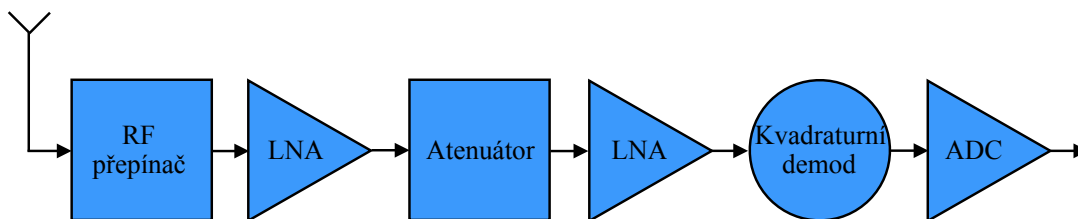
Je třeba poznamenat, že se ve výpočtech nebere v úvahu vložený útlum, který se objevuje na kabelech a rozdělovači, neboť jsou vždy měřeny dva front-endy připojené k rozbočovači stejnými *SMA* kabely a předpokládáme, že oba výstupy rozbočovače mají téměř stejné šumové charakteristiky.

Přijímač front-endu *TVRX2* má nejjednodušší architekturu ze všech vybraných desek (viz Obr. 4.12).



Obrázek 4.12 Blokové schéma TVRX2 (vstup RX1).

Architektura přijímače *WBX* front-endu je na první pohled složitější (protože bloky nejsou integrované na jednom chipu) než tomu bylo u předchozí desky a je znázorněná na Obr. 4.13.



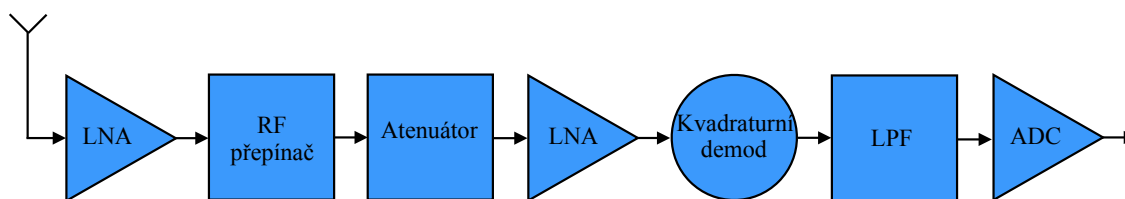
Obrázek 4.13 Blokové schéma WBX (vstup RX2).

Tab. 4.3 pak shrnuje data jednotlivých komponent front-endu.

Tabulka 4.3 Komponenty front-endu WBX a výpočet šumového čísla [v7].

№	Prvek v obvodu	Model	NF (dB)	Gain (dB)	F_n	G_n
1	RF Přepínač	HMC174MS8	0.5	-0.5	1.12	0.89
2	LNA	MGA62563	0.9	18	1.23	63.1
3	Atenuátor	HMC624LP4E	1.5	-1.5	1.41	0.71
4	LNA	MGA82563	2.2	14	1.66	25.12
5	K. Demod.	ADL5380ACPZ	10.9	6.9	12.3	4.9
6	ADC	ADA493X	15.8	1	38	1.26
Celkový			1.53			

Architektura *SBX* front-endu je podobná architektuře *WBX* s některými rozdíly (viz Obr. 4.14).



Obrázek 4.14 Blokové schéma SBX (vstup RX2).

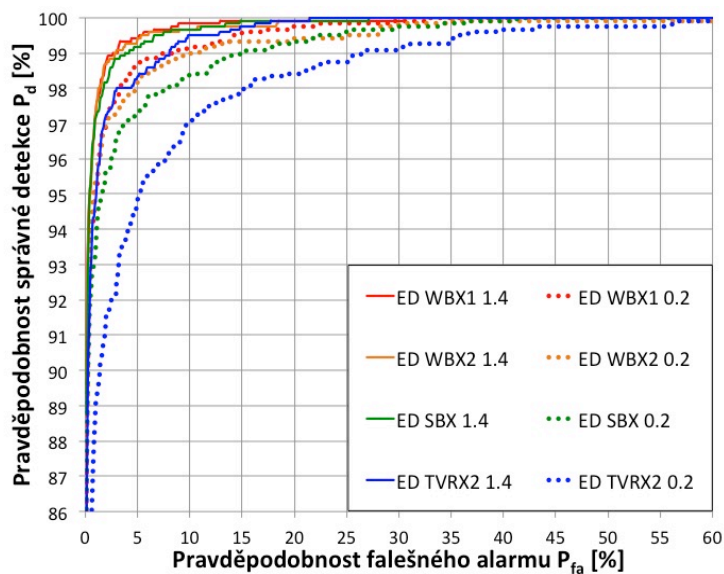
Tab. 4.4 uvádí parametry komponent pro výpočet celkového šumového.

Tabulka 4.4 Komponenty front-endu SBX a výpočet šumového čísla [v7].

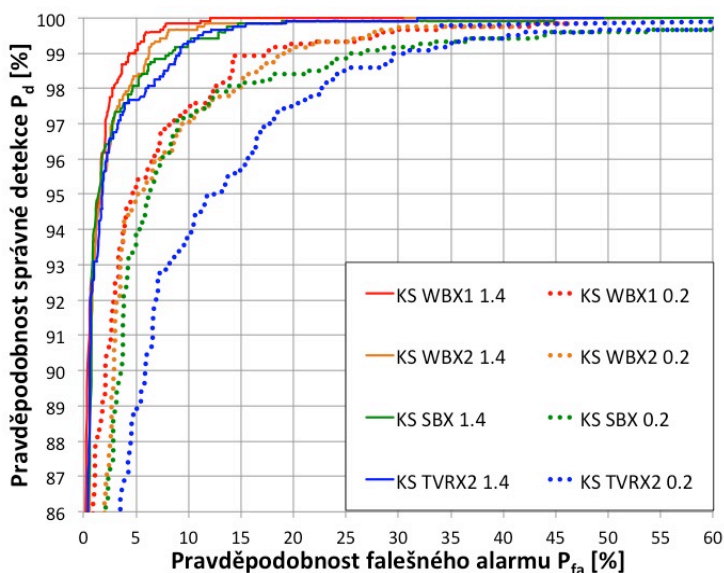
№	Prvek v obvodu	Model	NF (dB)	Gain (dB)	F_n	G_n
1	LNA	MGA82563	2.2	14	1.66	25.12
2	RF Přepínač	AS225-313LF	0.35	-0.35	1.08	0.92
3	Atenuátor	HMC624LP4E	1.5	-1.5	1.41	0.71
4	LNA	MGA82563	2.2	14	1.66	25.12
5	K. Demod.	ADL5380ACPZ	10.9	6.9	12.3	4.9
6	LPF	LFCN-1200+	0.35	-0.35	1.08	0.92
7	ADC	ADA4927-2YCPZ	15.8	1	38	1.26
Celkový			2.48			

Výše uvedené výpočty říkají, že *WBX* deska má nejnižší šumové číslo (1.53 dB), *SBX* má ho mírně vyšší (2.48 dB) z důvodu prvního prvku v obvodu s vysokým šumovým číslem (LNA MGA82563 má NF=2.2 dB). Hodnota šumového čísla *TVRX2* front-endu je 5 dB a je nejvyšší ze všech. Vliv použitého front-endu s různými hodnotami šumových čísel na snímání spektra je uveden níže na základě výsledků získaných měření.

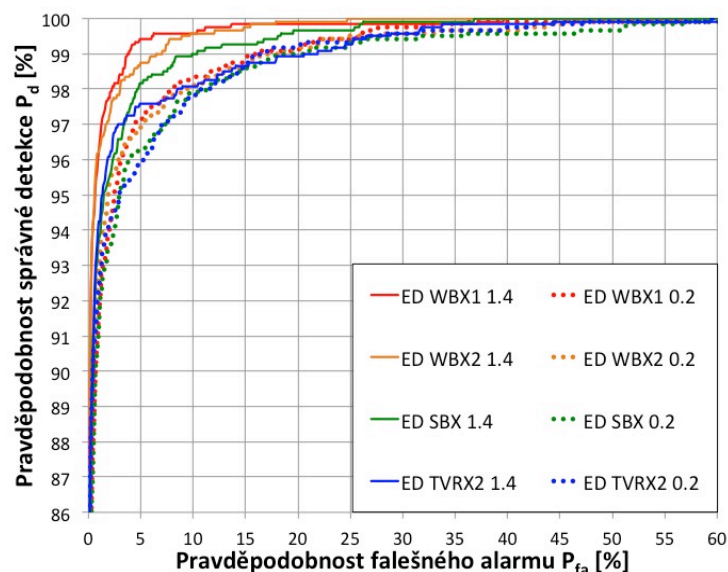
Závislost výkonnosti detekce každého front-endu na šumovém čísle byla analyzována pro dva signály (*8PSK*, *FM*) se dvěma šířkami pásma (200 kHz a 1.4 MHz) a dvě metody snímání spektra (*ED* a *KS* test). Výsledky jsou graficky zachyceny na Obr. 4.15-4.18.



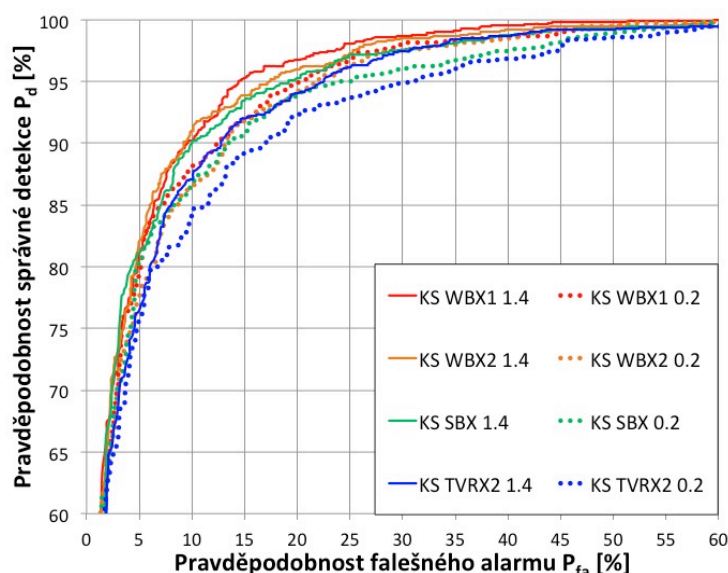
Obrázek 4.15 ROC křivky čtyř front-endů s použitím ED pro 8PSK signál, SNR=6 dB.



Obrázek 4.16 ROC křivky čtyř front-endů s použitím KS testu pro 8PSK signál, SNR=6 dB.



Obrázek 4.17 ROC křivky čtyř front-endů s použitím ED pro FM signál, SNR=6 dB.



Obrázek 4.18 ROC křivky čtyř front-endů s použitím KS testu pro FM signál, SNR=6 dB.

Jak bylo možné očekávat a je zřejmé ze všech uvedených obrázků front-end s nejvyšší hodnotou šumového čísla (*TVRX2*) vykazuje nejhorší detekční schopnosti, zatímco deska s nejmenší hodnotou šumového čísla (*WBX*) detekuje signál s nejvyšší spolehlivostí pro každý typ vysílaného signálu, obě šířky pásma a obě techniky snímání spektra.

S ohledem na různé šířky pásma z obrázků je zřejmé to, že pro signály s větší šířkou pásma je detekce spolehlivější než pro signály s užší šířkou, ale v případě *FM* signálu (Obr. 4.17-4.18) tento rozdíl není výrazný. Srovnáme-li obě metody snímání, které byly použity v tomto experimentu, pro oba signály (*FM* a *8PSK*) a danou konfiguraci experimentu ukazuje *KS* test horší detekční schopnost než *ED* (Obr. 4.15-4.18).

Z obrázků je také možno vidět nepatrný rozdíl mezi výkony metod snímání pro dva různé exempláře *WBX* front-endů (*WBX1* a *WBX2*). Lze to vysvětlit tím, že šumové charakteristiky rozbočovače nejsou ideální a nejsou stoprocentně symetrické, navíc každá deska je jedinečná, protože hodnoty vložného útlumu z datasheetů jsou průměrné a mohou se mírně lišit mezi různými komponenty.

5 ZÁVĚR

Předložená dizertační práce je zaměřena do oblasti dynamického přidělování radiofrekvenčního spektra v kognitivních rádiových sítích (*CRN*). V úvodní části práce je pozornost věnována přehledu metod snímání spektra. Na základě důkladné analýzy těchto metod byly vybrány dvě z nich: ED a K-S statistický test, které byly aplikovány v následných simulacích a experimentech. Volba těchto metod je odůvodněna tím, že jsou relativně jednoduché a spolehlivé.

Druhá kapitola práce je zaměřena na mapování současného stavu v oblasti standardizace *CRN*. Dané téma bylo částečně popsáno v [v1], která byla v posledních letech citována v několika zahraničních pracích. Tato kapitola názorně ukazuje na to, že v současné době je standardizace *CRN* prováděna na všech úrovních a je koordinována uznávanými mezinárodními organizacemi jako *ITU*, *IEEE*, *ETSI* či *ECMA*. Z průzkumu také vyplývá, že většina standardů nějakým způsobem uvažuje i snímání radiofrekvenčního spektra. Proto bylo hlavním směrem dizertační práce stanoveno zkoumání několika zvolených faktorů ovlivňujících snímání spektra.

Za účelem řešení stanovených úkolů byla navržena experimentální platforma založená na softwarově definovaných rádiích (*Software Defined Radio* - *SDR*) rodiny *USRP* a softwarového prostředí GNU Radia. Vznikl také simulátor v programovém prostředí Matlab, který implementuje dvě výše vybrané metody sledování spektra (*ED* a *KS* test).

Kapitoly 3 a 4 se s využitím dané *SDR* platformy a modelu v Matlabu věnují zkoumání vlivu faktorů, které mají vliv na metody snímání signálu. Výsledky, které byly publikovány v [v2] a [v3], potvrzují, že snímání spektra je závislé na úrovni *SNR*, na typu signálu, na vybrané metodě snímání či na rádiovém kanálu. Podrobná analýza K-S statistického testu jako metody snímání spektra v publikacích [v2] a [v3] prokázala závislost jeho výsledků na počtu vzorků N_{CDF} použitých při aproximaci kumulativní distribuční funkce (*CDF*) a jeho optimální minimální hodnota byla stanovena na $N_{CDF} = 50$. Následně v [v4] a [v5] byl simulován *ITU* model kanálu a experimentálně porovnán s reálnými kanály *SDR* systému. Jak bylo předpokládáno výsledky tohoto modelu ukazují na zhoršující se detekční schopnost obou detektorů v porovnání s *AWGN* kanálem. Výsledky představené v [v2] - [v5] názorně ukazují přínos kooperace při snímání spektra v porovnání se snímáním jednotlivými senzory/detektory. Kooperativní přístup ale vede na dodatečné náklady na vybudování fúzního centra a komunikačních kanálů mezi ním a uživateli, případně vyžaduje použití distribuovaných technik zpracování signálů [109], [110].

Poslední kapitola dizertační práce je věnována analýze parazitních jevů vysílače a přijímače a jejich vlivu na metody snímání spektra. Výsledky publikované v [v6] ukazují na to, že významný parazitní efekt ze strany vysílače na sledování spektra má

nelinearita výkonového zesilovače. S využitím simulací v Matlabu byl také zkoumán vliv vlastností front-endu přijímače na sledování spektra. Z tohoto bádání vyplývá to, že moderní precizní front-endy určené pro použití v aktuálně nejběžnějších kmitočtových pásmech do cca 6 GHz mají takové hodnoty amplitudové a fázové nesymetrie které příliš nezhoršují výkonnosti detekce. Pro publikaci [v7] byly dále analyzovány šumové vlastnosti přijímače, jedna z jeho nejdůležitějších charakteristik. Analýza podložená i měřením s využitím SDR platformy potvrzují to, že front-endy s nízkými hodnotami šumového čísla lépe detekují přítomnost signálu *PU*, proto je důležité výběru přijímače pro snímání spektra věnovat pozornost a vybrat takový přijímač, u kterého první element obvodu disponuje nízkým šumovým číslem.

Získané výsledky a vyvozené závěry v plném rozsahu zodpovídají otázky položené v cílech dizertace. Následný výzkum v dané oblasti by se mohl zaměřit na implementaci představených algoritmů do SDR platforem, které by pracovaly v reálném čase. Také by bylo vhodné uvažovat vliv vlastností reálného vícekanálového komunikačního řetězce na vícepásmové snímání spektra, který nebyl doposud dostatečně zpracován. Zajímavou oblastí by bylo i zaměřit se na přenos informace mezi jednotlivými senzory v distribuovaném systému sledování spektra a degradace této informace neideálními front-endy a zastaráváním.

VYBRANÁ LITERATURA

VLASTNÍ PUBLIKACE

- [v1] LEKOMTCEV, D., MARŠÁLEK, R. Comparison of 802.11af and 802.22 standards – physical layer and cognitive functionality. *Elektrorevue* [online]. 2012, č. 2, s. 12-18 [cit. 2016-02-14]. ISSN 1213-1539.
- [v2] LEKOMTCEV, D., MARŠÁLEK, R. Evaluation of Kolmogorov - Smirnov Test for Cooperative Spectrum Sensing in Real Channel Conditions. *Proceedings of 22nd Telecommunications Forum TELFOR 2014*, 2014, s. 557-560. ISBN 978-1-4799-6190-0. DOI: 10.1109/TELFOR.2014.7034470.
- [v3] LEKOMTCEV, D., MARŠÁLEK, R. Evaluation of Kolmogorov - Smirnov Test and Energy Detector Techniques for Cooperative Spectrum Sensing in Real Channel Conditions. *TELFOR Journal* [online]. 2015, vol. 7, č. 1, s. 31-36 [cit. 2016-02-14]. Dostupné z: http://journal.telfor.rs/Published/Vol7No1/Vol7No1_A6.pdf. ISSN 2334-9905.
- [v4] LEKOMTCEV, D., KASEM, E., MARŠÁLEK, R. Matlab-Based Simulator of Cooperative Spectrum Sensing in Real Channel Conditions. *Proceedings of 25th International Conference Radioelektronika (RADIOELEKTRONIKA)*, 2015, s. 209-212. ISBN 978-1-4799-8117-5. DOI: 10.1109/RADIOELEK.2015.7129040.
- [v5] KASEM, D., LEKOMTCEV, D., MARŠÁLEK, R. Cooperative spectrum sensing in real channel conditions. *Proceedings of 13th International Conference on Telecommunications (ConTEL)*, 2015, s. 1-6. DOI: 10.1109/ConTEL.2015.7231192.
- [v6] LEKOMTCEV, D., MARŠÁLEK, R. Spectrum Sensing Under Transmitter Front-End Constraints. *Proceedings of the 23rd International Conference on Systems, Signals and*

Image Processing (IWSSIP), 2016, s. 1-4. ISBN 978-1-4673-9554-0.

- [v7] LEKOMTCEV, D., MARŠÁLEK, R., POSPISIL, M., KRATOCHVIL, T. Experimental evaluation of the impact of receiver front-end on spectrum sensing. *Proceedings of 2015 International Conference on Systems, Signals and Image Processing (IWSSIP)*, 2015, s. 220-223. ISBN 978-1-4673-8352-3. DOI: 10.1109/IWSSIP.2015.7314216.

OSTATNÍ LITERATURA

- [1] EL-HAJJ, W., SAFA, H., GUIZANI, M. Survey of Security Issues in Cognitive Radio Networks. *Journal of Internet Technology*, 2011, vol. 12 č. 2, s. 181-198. ISSN 1607-9264.
- [2] DIKMESE, S. *Enhanced Spectrum Sensing Techniques for Cognitive Radio Systems*. Tampere: Tampere University of Technology, Faculty of Computing and Electrical Engineering. Department of Electronics and Communications Engineering, 2015. 150 s. Dizertační práce. Vedoucí práce: prof. Markku Renfors, Dr. Tech.
- [3] POVALAČ, K. *Sledování spektra a optimalizace systémů s více nosnými pro kognitivní rádio*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2012. 80 s. Dizertační práce. Vedoucí práce: doc. Ing. Roman Maršálek, Ph.D.
- [4] JASIN, M. *Improved Wideband Spectrum Sensing Methods for Cognitive Radio*. Ottawa: University of Ottawa, Ottawa-Carleton Institute for Electrical and Computer Engineering, School of Electrical Engineering and Computer Science, 2012. 173 s. Dizertační práce. Vedoucí práce: Dr. Tyseer Aboulnasr and Dr. Claude D'Amours.
- [5] MARSALEK, R., POVALAC, K. Kolmogorov – Smirnov test for spectrum sensing: from the statistical test to energy detection. *IEEE Workshop on Signal Processing Systems*. 2012, s. 97-102.
- [6] CEVHER, V., CHELLAPPA, R., MCCLELLAN, J. Gaussian approximations for energy-based detection and localization in sensor networks. In *IEEE/SP 14th Workshop on Statistical Signal Processing, 2007. SSP '07*. 2007, s. 655–659.
- [7] LEHTOMAKI, J., JUNTTI, M., SAARNISAARI, H., KOIVU, S. Threshold setting strategies for a quantized total power radiometer. *IEEE Signal Processing Lett.* 2005, vol. 12, č. 11, s. 796–799. ISSN 1070-9908. DOI: 10.1109/LSP.2005.855521.
- [8] NAIR, P.R., VINOD, A.P., KRISHNA, A.K. An adaptive threshold based energy detector for spectrum sensing in cognitive radios at low SNR. *IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS)*. 2010, s. 574 - 578.
- [9] CONOVER, W. *Practical Nonparametric Statistics* 3rd ed. John Wiley and Sons, 1999, 592 s. ISBN 978-0- 471-16068-7.
- [10] YANG, X., FEI, H. *Cognitive radio networks*. Boca Raton: CRC Press, 2009. 478 s. ISBN 1420064207.
- [11] RUILONG, D. Energy-Efficient Cooperative Spectrum Sensing by Optimal Scheduling in Sensor-Aided Cognitive Radio Networks. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2012, vol. 61, s. 716 - 725. ISSN 0018-9545. DOI: 10.1109/TVT.2011.2179323.
- [12] KHATTAB, A., BAYOUMI, M., A. Standardization of cognitive radio networking: a comprehensive survey. *Annals of Telecommunications*. 2015, vol. 70, č. 11, s. 465–477, ISSN 0003-4347. DOI: 10.1007/s12243-015-0468-5.
- [13] HAMID, M., SLIMANE, S.B., MOER W.V., BJORSELL, N. Spectrum sensing

- challenges: blind sensing and sensing optimization, *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*. 2016, vol.19, č.2, s. 44-52. ISSN 1094-6969. DOI: 10.1109/MIM.2016.7462794.
- [14] IMANA, E.Y., YANG, T., REED, J.H. Suppressing the Effects of Aliasing and IQ Imbalance on Multi-band Spectrum Sensing, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2016, vol.PP, č.99, s. 1. ISSN 0018-9545. DOI: 10.1109/TVT.2016.2565585.
- [15] MITOLA, J., III. Software radios-survey, critical evaluation and future directions. *Proceedings of National Telesystems Conference (NTC-92)*. 1992, s. 13/15-13/23. ISBN 0-7803-0554-X. DOI: 10.1109/NTC.1992.267870.
- [16] ŽALUD, V. *Softwarové a kognitivní rádio*. České vysoké učení technické v Praze Fakulta elektrotechnická, 2007. 25 s. [cit. 2016-03-2]. Dostupné z: www.radio.feld.cvut.cz/courses/X37ZRD/
- [17] Portál www.gnuradio.org. [online]. 2016 [cit. 2016-02-14]. Dostupné z: www.gnuradio.org.
- [18] Portál www.ettus.com. [online]. 2016 [cit. 2016-02-14]. Dostupné z: www.ettus.com.
- [19] International Telecommunication Union (ITU). International Telecommunication Union Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000. Recommendation ITU-R M.1225 [online]. 1997 [cit. 2016-02-14]. Dostupné z: www.itu.int/oth/R0A0E00000C/en.
- [20] MARSALEK, R. *TEORIE RÁDIOVÉ KOMUNIKACE – SIMULACE V SW MATLAB*. Vysoké učení technické v Brně Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií Ústav radioelektroniky, 2012. 36 s. ISBN: 978-80-214-4504-8.
- [21] Agilent Technologies. *Digital Modulation in Communications Systems — An Introduction* [online]. 2001. 48 s. 2016 [cit. 2016-02-14]. Dostupné z: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5965-7160E.pdf>
- [22] BOULOGEORGOS, A.-A.A., CHATZIDIAMANTIS, N.D., KARAGIANNIDIS, G.K., GEORGIADIS, L. Energy detection under RF impairments for cognitive radio. In *Proceedings of 2015 IEEE International Conference on Communication Workshop (ICCW)*. 2015, s. 955-960. DOI: 10.1109/ICCW.2015.7247299.
- [23] VÁGNER, P. Metody měření fázového šumu a stability zdrojů signálu. *Elektrorevue* [online]. 2006, č. 5, s. 1-6. 2016 [cit. 2016-02-28]. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/06025/>. ISSN: 1213-1539.
- [24] LEE, T. H., HAJIMIRI, A., ODYNIEC, M. *RF and Microwave Oscillator Design*. London: Artech House Publishers, 2002. 416 s. ISBN 1580533205. (Chapter 3.: Linearity, Time Variation, and Oscillator Phase Noise.)
- [25] Portál www.pasternack.com. [online]. 2016 [cit. 2016-03-2]. Dostupné z: www.pasternack.com/60-ghz-transmitter-module-pem001-p.aspx.

CURRICULUM VITAE

Jméno: Demian
Příjmení: Lekomtcev
Datum narození: 22. listopadu 1986
E-mail: neodemyan@gmail.com

Vzdělání

2011-2016 **Vysoké učení technické v Brně,**
Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií,
Ústav radioelektroniky
Doktorské studium v oboru elektronika a sdělovací technika

2009-2011 **Iževská státní technická univerzita,**
Fakulta přístrojových technik
Vyšší odborné vzdělání v oboru telekomunikací, magistr

2004-2009 **Iževská státní technická univerzita,**
Fakulta přístrojových technik
Vyšší odborné vzdělání v oboru komunikačních sítí
a systémů, inženýr

Zaměstnání

08/2015 – 11/2015 UNIS, a.s., Brno, Česká republika
Projektant měření a regulace

Jazyky:

Angličtina, Čeština – středně pokročilé

ABSTRAKT

Dizertační práce se zabývá studiem snímání kmitočtového spektra v kognitivních rádiových sítích (CRN). Standardizace CRN, která je v současné době aktivně prováděna celou řadou mezinárodních organizací, ukazuje na to, že tato technologie bude v blízké budoucnosti hodně využívána. Jednou z hlavních vlastností kognitivních sítí je dynamický přístup ke spektru, který může být ovlivněn mnoha rozličnými faktory, vyskytující se v komunikačním řetězci. Dizertační práce zkoumá vliv zvolených faktorů na snímání kmitočtového spektra. Přínosem práce je zejména optimalizace využití Kolmogorova – Smirnova statistického testu, který lze používat k detekci signálů primárních uživatelů. Dále je součástí dizertační práce také analýza vlivu parazitních jevů běžně používaných vysílačů a přijímačů na různé metody snímání spektra. Závěry práce jsou podloženy výsledky vytvořených simulací a také měřeními s využitím experimentálních platforem, založených na principu softwarově definovaném rádia (*SDR*).

ABSTRACT

The doctoral thesis deals with spectrum sensing in cognitive radio networks (CRN). A number of international organizations are currently actively engaged in standardization of CRN and it points out to the fact that this technology will be widely used in the near future. One of the key features of this technology is a dynamic access to the spectrum, which can be affected by many different harmful factors occurring in the communication chain. The thesis investigates the influence of selected factors on the spectrum sensing process. Another contribution of the work is the optimization of the Kolmogorov - Smirnov statistical test that can be applied for the primary user signal detection. The work also incorporates the analysis of the influence of the harmful effects caused by the commonly used transmitters and receivers on various spectrum sensing methods. The investigations are verified by the results of the simulations and also by the measurements with experimental platforms based on the software-defined radio (*SDR*).