



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

DIZERTAČNÍ PRÁCE

DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Demian Lekomtcev

ŠKOLITEL

SUPERVISOR

doc. Ing. Roman Maršálek, Ph.D.

BRNO 2016

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*).

KLÍČOVÁ SLOVA

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

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).

KEYWORDS

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

LEKOMTCEV, D. *Snímání spektra pro kognitivní rádiové sítě - vliv vlastností reálného komunikačního řetězce*. Dizertační práce. Brno: Vysoké Učení Technické v Brně, Fakulta Elektrotechniky a Komunikačních Technologií, Ústav Radioelektroniky, 2016. 100 s. Vedoucí práce. Ing. Roman Maršálek, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou dizertační práci na téma Snímání spektra pro kognitivní rádiové sítě - vliv vlastností reálného komunikačního řetězce jsem vypracoval samostatně pod vedením školitele a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu dizertační práce doc. Ing. Romanu Maršálkovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při řešení dizertační práce. Děkuji také celé mé rodině a všem mým přátelům za jejich nekonečné povzbuzení a emocionální podporu v průběhu mého doktorského studia. V neposlední řadě bych chtěl poděkovat Jihomoravskému centru pro mezinárodní mobilitu (JCMM) za finanční podporu mého studia a veškerou pomoc s integrací do českého prostředí.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

OBSAH

Seznam obrázků.....	viii
Seznam tabulek	xi
Úvod	1
1 Metody snímání spektra	3
1.1 Snímání kmitočtového spektra v CRN.....	3
1.2 Přehled současných metod snímání spektra.....	3
1.2.1 Energetický detektor	4
1.2.2 Detekce cyklostacionarity	6
1.2.3 Detektor vlastních čísel	7
1.2.4 Detektor tvaru vlny (Waveform-Based)	9
1.2.5 Přizpůsobený filtr	10
1.2.6 Kolmogorov-Smirnov test	11
1.2.7 Kooperativní metoda detekci	12
1.2.8 Detekce s více anténami	14
1.3 Zhodnocení dílčí části	14
2 Standardizace kognitivního rádia.....	15
2.1 Standardizace CRN podle ITU	16
2.1.1 Studijní skupina správy spektra ITU-R SG1	16
2.1.2 Studijní skupina správy spektra ITU-R SG5	18
2.2 Standardizace CRN podle IEEE.....	19
2.2.1 Standardizace CRN IEEE 802	19
2.2.1.1 Standard IEEE 802.22	19
2.2.1.2 Standard IEEE 802.11af	22
2.2.1.3 Standard IEEE 802.16h	24
2.2.1.4 Standard IEEE 802.19	25
2.2.2 Standardizace CRN IEEE 1900	26
2.2.2.1 Pracovní skupina IEEE 1900.1	27
2.2.2.2 Pracovní skupina IEEE 1900.2	27
2.2.2.3 Pracovní skupina IEEE 1900.4	27
2.2.2.4 Pracovní skupina IEEE 1900.5	27
2.2.2.5 Pracovní skupina IEEE 1900.6	27
2.2.2.6 Pracovní skupina IEEE 1900.7	28
2.3 Standardizace CRN podle ETSI.....	28
2.3.1 Pracovní skupina WG 1	29
2.3.2 Pracovní skupina WG 2	29
2.3.3 Pracovní skupina WG 3	29
2.3.4 Pracovní skupina WG 4	29
2.4 Standardizace CRN podle ECMA.....	30
2.5 Zhodnocení dílčí části	32

3 Snímání spektra v reálných rádiových kanálech	33
3.1 Analýza vlivu kanálu na různé metody snímání spektra	35
3.1.1 Experimentální testovací SDR platforma	35
3.1.2 Výsledky snímání spektra pomocí experimentální testovací SDR platformy.....	36
3.2 Analýza vlivu kanálu na výsledky simulační a experimentální testovací platformy	40
3.2.1 Simulační platforma v MATLABu pro analýzu vlivu kanálu na činnost detektoru snímání spektra	40
3.2.2 Experimentální testovací platforma	41
3.2.3 Analýza výsledků srovnání metod snímání spektra získaných pomocí experimentální testovací platformy a pomocí simulace ITU modelu kanálu	43
3.3 Zhodnocení dílčí části	45
4 Vliv RF Front-Endů na snímání spektra	47
4.1 Popis škodlivých jevů RF front-endů.....	48
4.1.1 IQ nesymetrie.....	48
4.1.2 Nelinearita výkonového zesilovače	49
4.1.2.1 Salehův model výkonového zesilovače	50
4.1.2.2 Model výkonového zesilovače založený na Bussgangově teorému	51
4.1.2.3 Metody linearizace výkonového zesilovače	51
4.1.3 Fázový šum lokálního oscilátoru	53
4.1.4 Šumové číslo.....	54
4.2 Výsledky simulací a experimentů	55
4.2.1 IQ nesymetrie.....	55
4.2.2 Nelinearita výkonového zesilovače	57
4.2.3 Fázový šum lokálního oscilátoru	60
4.2.4 Šumové číslo přijímače.....	61
4.2.4.1 Experimentální testovací SDR platforma pro zkoumání vlivu citlivosti přijímače na metody snímání spektra	61
4.2.4.2 Výpočet šumových čísel přijímačů.....	63
4.2.4.3 Výsledky zkoumání vlivu použitého přijímače na metody snímání spektra získané pomocí experimentální testovací SDR platformy	65
4.3 Zhodnocení dílčí části	67
5 Závěr	69
Literatura	71
Vlastní publikace	71
Ostatní literatura	71
Seznam zkratk.....	80
Seznam symbolů.....	85

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1.1	Ilustrace dynamického využívání frekvenčního spektra.	1
Obrázek 1.1	Hlavní metody snímání spektra z hlediska jejich skenovací přesností a složitostí.	4
Obrázek 1.2	Vizuální popis K-S testu.	11
Obrázek 2.1	Přehled standardizačních aktivit s využitím principů CRN [29], [30]. ...	15
Obrázek 2.2	Jednotný a integrovaný pokročilý systém správy spektra podle ITU [33].	17
Obrázek 2.3	Blokové schéma integrované monitorovací stanice [34].	18
Obrázek 2.4	Síťová architektura podle IEEE 802.22 [29], [35].	20
Obrázek 2.5	Referenční architektura IEEE 802.22 [35].	21
Obrázek 2.6	Manažer spektra a logické rozhraní IEEE 802.22 [35].	21
Obrázek 2.7	Obecná architektura IEEE 802.11af sítě [40], [41].	23
Obrázek 2.8	Systémová architektura IEEE 802.19.1 [43], [44].	26
Obrázek 2.9	Síťová architektura podle ETSI TC RRS [55].	28
Obrázek 2.10	Základní síť podle ECMA-392 [60].	30
Obrázek 3.1	Zjednodušená architektura typického SDR systému [104].	33
Obrázek 3.2	Testovací SDR platforma.	35
Obrázek 3.3	ROC křivky KS testu pro 8PSK signál s různým SNR.	36
Obrázek 3.4	Empirická (modrá linie) a teoretická (červená linie) CDF pro různé hodnoty N_{CDF} (nahore $N_{CDF}=7$, uprostřed $N_{CDF}=50$, dole $N_{CDF}=100$). ..	37
Obrázek 3.5	ROC křivky KS testu pro 8PSK signál pro různé N_{CDF} , SNR=0.5 dB. ..	38
Obrázek 3.6	ROC křivky KS testu pro vstupní 8PSK signál pro AWGN a reálný kanál, SNR=0.5 dB.	38
Obrázek 3.7	ROC křivky KS testu pro 8PSK signál pro detekci jednotlivými SU a s využitím kooperativních pravidel OR/AND/MAJORITY metodami, SNR=0.5 dB.	39
Obrázek 3.8	ROC křivky ED pro 8PSK signál pro detekci jednotlivými SU a s využitím kooperativních pravidel OR/AND/MAJORITY metodami, SNR=0.5 dB.	39
Obrázek 3.9	Testovací platforma ITU modelu.	42
Obrázek 3.10	ROC křivky KS testu pro FM signál v reálných a simulovaných kanálech.	43
Obrázek 3.11	ROC křivky ED testu pro FM signál v reálných a simulovaných kanálech.	44

Obrázek 3.12	ROC křivky KS testu pro 8PSK signál v reálných a simulovaných kanálech.	44
Obrázek 3.13	ROC křivky ED testu pro 8PSK signál v reálných a simulovaných kanálech.	45
Obrázek 4.1	Zjednodušené schéma komunikačního řetězce s kvadraturním přenosem [74], [75].	47
Obrázek 4.2	Schéma kvadraturního modulátoru s IQ nesymetriemi [75].	48
Obrázek 4.3	Nesymetrie kvadraturního modulátoru 16QAM signálu: a) amplitudová (modré kroužky), b) fázová (zelené kosočtverce), červené tečky - nezkreslený ideální IQ diagram.	48
Obrázek 4.4	Spektra 64QAM signálu bez zesilovače (červený graf) a se zesilovačem (modrý graf).	49
Obrázek 4.5	AM/AM a AM/PM charakteristiky Salehova modelu zesilovače.	50
Obrázek 4.6	Význam IBO znázorněný na grafu AM/AM charakteristiky Salehova modelu zesilovače.	52
Obrázek 4.7	Architektura digitálního předzkreslení (DPD).	52
Obrázek 4.8	Fázový šum [86].	54
Obrázek 4.9	ROC křivky ED pro QPSK signál reálných front-endů, SNR=3 dB.	56
Obrázek 4.10	ROC křivky KS pro QPSK signál reálných front-endů, SNR=3 dB.	56
Obrázek 4.11	ROC křivky ED pro QPSK a 64QAM signály s šířkou pásma 0.2 MHz Salehova modelu zesilovače, SNR=3 dB.	57
Obrázek 4.12	ROC křivky ED pro QPSK a 64QAM signály s šířkou pásma 0.2 MHz modelu zesilovače na bázi Bussgangvé věty, SNR=3 dB.	58
Obrázek 4.13	Spektra QPSK signálů pro Salehův model zesilovače a různé hodnoty IBO.	58
Obrázek 4.14	Spektra 64QAM signálů na výstupu Salehova modelu zesilovače s použitím DPD.	59
Obrázek 4.15	ROC křivky ED pro 64QAM signál s šířkou pásma 0.2 MHz pro Salehův model zesilovače s použitím DPD, SNR=6 dB.	59
Obrázek 4.16	ROC křivky ED pro QPSK signál s šířkou pásma 0.2 MHz s fázovým šumem, SNR=6 dB.	60
Obrázek 4.17	ROC křivky KS testu pro QPSK signál s šířkou pásma 0.2 MHz s fázovým šumem, SNR=6 dB.	61
Obrázek 4.18	Testovací SDR platforma pro zkoumání citlivosti přijímače.	62
Obrázek 4.19	Blokové schéma TVRX2 (vstup RX1).	63
Obrázek 4.20	Blokové schéma WBX (vstup RX2).	64
Obrázek 4.21	Blokové schéma SBX (vstup RX2).	64
Obrázek 4.22	ROC křivky čtyř front-endů s použitím ED pro 8PSK signál, SNR=6	

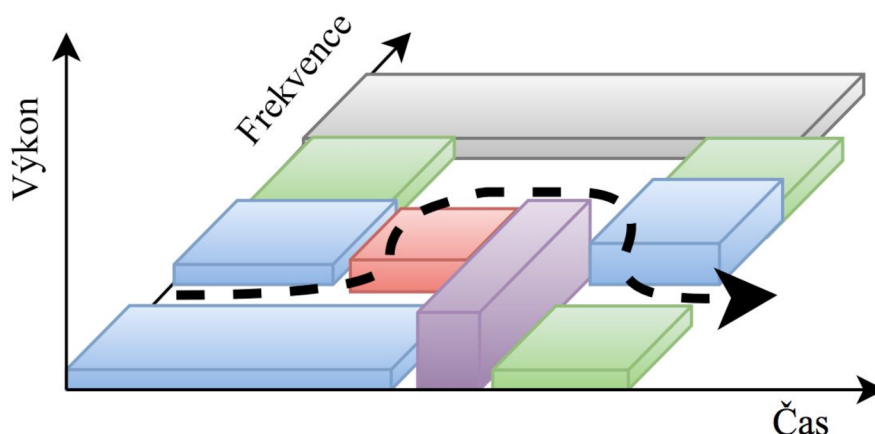
	dB.....	65
Obrázek 4.23	ROC křivky čtyř front-endů s použitím KS testu pro 8PSK signál, SNR=6 dB.....	66
Obrázek 4.24	ROC křivky čtyř front-endů s použitím ED pro FM signál, SNR=6 dB.....	66
Obrázek 4.25	ROC křivky čtyř front-endů s použitím KS testu pro FM signál, SNR=6 dB.....	67

SEZNAM TABULEK

Tabulka 2.1	Parametry IEEE 802.22 [v1], [35].	22
Tabulka 2.2	Parametry IEEE 802.11af [v1], [41].	24
Tabulka 2.3	Parametry ECMA-392 [v1], [60].	31
Tabulka 3.1	Nejčastěji používané SDR platformy.	34
Tabulka 3.2	Modely kanálů podle ITU [73].	40
Tabulka 3.3	Parametry simulačního modelu [v4].	41
Tabulka 4.1	Parametry IQ nesymetrií použitých front-endů [v6].	55
Tabulka 4.2	Parametry fázového šumu front-endů [63], [91].	60
Tabulka 4.3	Komponenty front-endu WBX a výpočet šumového čísla [v7].	64
Tabulka 4.4	Komponenty front-endu SBX a výpočet šumového čísla [v7].	65

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 schopní 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 (viz kapitola 2). Takové standardy pak používají informace o geografické poloze uživatelů CRN, jenž 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

1.1 Snímání kmitočtového spektra v CRN

1.2 Přehled současných metod snímání spektra

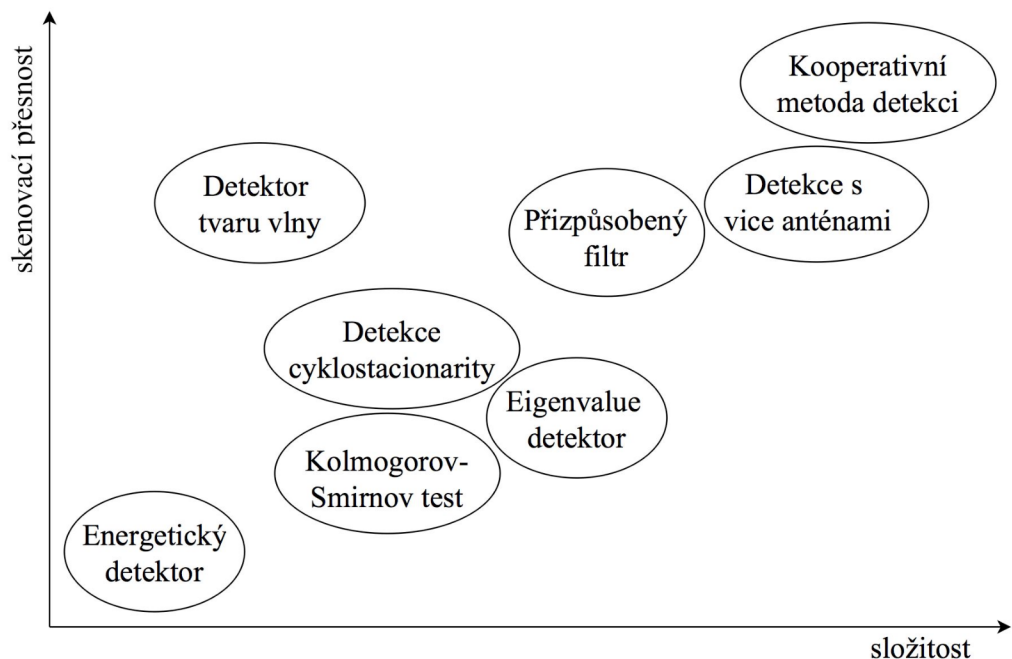
Hlavní myšlenkou kognitivního rádia je to, že *SU* může používat volnou část spektra tak dlouho, dokud ji *PU* neobsadí. Jakmile ale *SU* detekuje objevení nového *PU*, který hledá volný kanál, je *SU* musí tento kanál okamžitě opustit a najít jiné alternativní pásmo, aby nedošlo k interferenci *PU*. 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, budou stručně popsány dále v této kapitole.

1.2.1 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 $N(\cdot, \cdot)$ [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 bilance 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 vest k falešné detekci a také potíže s výběrem prahové úrovně pro testování.

1.2.2 Detekce cyklostacionarity

Signály primárních uživatelů mají různé periodicity a podobné statistické vlastnosti. Například většina z nich je modulována harmonickými nosnými, mají určitou (konstantní) dobu trvání symbolu, nebo obsahují cyklicky se opakující části (např. cyklické prefixy), které vedou k interní periodicitě. Na využití těchto vlastností je založen cyklostacionární detektor [9], [10].

Modulovaný signál $s(n)$ může být charakterizován jako náhodný cyklostacionární proces s nulovou střední hodnotou druhého řádu, pokud průměr $\mu_s(n)$ a autokorelace $R_s(n)$ vykazují periodicity. Neboli:

$$\mu_s(n) = \mu_s(n + T_0), \quad (1.10)$$

$$R_s(n_1, n_2) = R_s(n_1 + T_0, n_2 + T_0), \quad (1.11)$$

kde T_0 je základní perioda, n, n_1, n_2 jsou indexy vzorků signálu.

Pak cyklická autokorelační funkce náhodného cyklostacionárního procesu s nulovou střední hodnotou druhého řádu může být definována [10]:

$$R_s^\alpha(m) = E[s(n)s^*(n+m)]e^{-2\pi\alpha m}, \quad (1.12)$$

Odpovídající reprezentace R_s^α ve frekvenční oblasti, označovaná jako spektrální

korelační funkce, může být získána prostřednictvím diskrétní Fourierové transformace (*Discrete Fourier Transformation - DFT*):

$$S_S^\alpha(e^{j\omega}) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} R_S^\alpha(m)e^{-j\omega m}, \quad (1.13)$$

kde $\omega \in [-\pi; +\pi]$ je normovaná frekvence odpovídající vzorkovací frekvenci F_s .

Odhad spektrální korelační funkce pro konečnou pozorovací dobu N na kmitočtu $\omega = 2\pi k/L_f$ lze definovat vztahem [10]:

$$S_x^\alpha(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N X_{L_f}(n, k + \frac{k_\alpha}{2}) X_{L_f}^*(n, k - \frac{k_\alpha}{2}), \quad (1.14)$$

kde

$$X_{L_f}(n, k) = \frac{1}{\sqrt{L_f}} \sum_{l=n-L_f/2}^{n+L_f/2-1} x(l) e^{-2\pi k l / L_f}, \quad (1.15)$$

kde L_f je délka *DFT* v okolí n -tého vzorku přijatého signálu a $k_\alpha = \alpha L_f / F_s$ kmitočtový index odpovídající cyklickému kmitočtu α .

Aby bylo možné spočítat testovou statistiku předpokládá se, že ideální spektrální korelační funkce $S_\alpha^k(k)$ je známá a priori, z čehož vyplývá:

$$T_{cyk} = \sum_{k=0}^{L-1} S_x^\alpha(k) [S_x^\alpha(k)]^*, \quad (1.16)$$

Cyklostacionární detektor patří mezi výpočtově náročné metody a navíc pro jeho použití musí *SU* znát periodicity (délku cyklického prefixu, symbolovou periodu, atd.) primárního signálu.

1.2.3 Detektor vlastních čísel

Metoda využívající detektoru vlastních čísel (eigenvalues) je možné použít pro různé druhy signálů bez znalostí rozptylu šumu. Proto je tento algoritmus poměrně dost robustní, překonává problém nejistoty šumu a dosahuje lepších výsledků, než *ED* za podmínky, že detekované signály jsou vysoce korelované [11], [12].

Přijatý signál (1.1) má L po sobě jdoucích symbolových intervalů s M_{eig} vzorky v každém intervalu. V rámci každého symbolového intervalu signál je vysoce korelovaný. M_{eig} je nazýván převzorkovacím faktorem. Nyní sekvence přijatého signálu, primárního signálu a šumu lze definovat jako:

$$\hat{r} = [r(m)r(m-1)r(m-2)\dots r(m-M_{eig}L+1)]^T, \quad (1.17)$$

$$\hat{s} = [s(m)s(m-1)s(m-2)\dots s(m-M_{\text{eig}}L+1)]^T, \quad (1.18)$$

$$\hat{w} = [w(m)w(m-1)w(m-2)\dots w(m-M_{\text{eig}}L+1)]^T, \quad (1.19)$$

Kovarianční matice přijatého signálu, užitečného signálu a šumu lze zapsat jako: $\mathbf{R}_{\text{rr}} = E(\hat{y}\hat{y}^\dagger)$, $\mathbf{R}_{\text{ss}} = E(\hat{s}\hat{s}^\dagger)$, $\mathbf{R}_{\text{ww}} = E(\hat{w}\hat{w}^\dagger)$, z čeho vyplývá, že $\mathbf{R}_{\text{rr}} = \mathbf{H}\mathbf{R}_{\text{ss}}\mathbf{H}^\dagger + \mathbf{R}_{\text{ww}}$, kde \dagger je transponovaná matice a \mathbf{H} představuje matici kanálu.

Vlastní čísla pro \mathbf{R}_{rr} a $\mathbf{H}\mathbf{R}_{\text{ss}}\mathbf{H}^\dagger$ jsou definována jako $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_{\text{ML}}$ a $\rho_1 \geq \rho_2 \geq \dots \geq \rho_{\text{ML}}$.

Kovarianční matice může být spočítána pomocí výběrových kovariančních matic, která lze získat zprůměrováním N_{kov} vzorků kovariančních matic [11], [12]:

$$\mathbf{R}_{\text{rr}}(N_{\text{kov}}) = \frac{1}{N_{\text{kov}}} \sum_{m=M_{\text{eig}}L-1}^{L-2+N_{\text{kov}}} \hat{r}(m)\hat{r}(m)^\dagger, \quad (1.20)$$

kde m indikuje délku vektoru při výpočtu odhadu výběrové kovarianční matice.

Detektor vlastních čísel může být založen na dvou základních přístupech: v prvním se vyhodnocuje poměr mezi maximálním a minimálním vlastním číslem (*Maximum - Minimum Eigenvalue - MME*), ve druhém poměr energie signálu k velikosti nejmenšího vlastního čísla (*Energy with Minimum Eigenvalue - EME*) [11], [12].

Testová statistika pro MME algoritmus je pak dána rovnicí:

$$T_{\text{MME}} = \lambda_{\text{max}} / \lambda_{\text{min}} \quad (1.21)$$

Pokud výše uvedená testová statistika je větší než práh γ_1 lze říct, že *PU* signál je přítomen. V opačném případě signál *PU* není přítomen. Pro práh lze odvodit rovnici [96]:

$$\gamma_1 = \frac{(\sqrt{N_{\text{kov}}} + \sqrt{M_{\text{eig}}L})^2}{(\sqrt{N_{\text{kov}}} - \sqrt{M_{\text{eig}}L})^2} \cdot \left(1 + \frac{(\sqrt{N_{\text{kov}}} + \sqrt{M_{\text{eig}}L})^{-2/3}}{(N_{\text{kov}}M_{\text{eig}}L)^{1/6}} F^{-1}(1 - P_{\text{fa}}) \right), \quad (1.22)$$

kde F_1 je kumulativní distribuční funkce (*Cumulative Distribution Function - CDF*) Tracy-Widom rozdělení řádu 1 , [13]:

$$F_1(t) = \exp\left(-\frac{1}{2} \int_t^\infty (q(u) + (u-t)q^2(u)) du\right), \quad (1.23)$$

kde $q(u)$ je řešením nelineární Painlevéůvé II diferenciální rovnicí [13]:

$$q''(u) = uq(u) + 2q^3(u) \quad (1.24)$$

Pro účely algoritmu *EME* lze testovou statistiku (průměrný výkon) definovat rovnicí:

$$T_{EME} = \frac{1}{M_{eig} N_{kov}} \sum_{m=0}^{N_{kov} M_{eig} - 1} |r(m)|^2, \quad (1.25)$$

Poté se vypočítá nejmenší ze všech vlastních čísel λ_{min} v matici $R_{rr}(N_{kov})$. Pokud T_{EME}/λ_{min} je větší než práh γ_2 říct, že *PU* signál je přítomen. V opačném případě *PU* signál není přítomen. Pro práh lze odvodit rovnici [96]:

$$\gamma_2 = \left(\sqrt{\frac{1}{M_{eig} N_{kov}} Q^{-1}(P_{fa}) + 1} \right) \frac{N_{kov}}{(\sqrt{N_{kov}} - \sqrt{M_{eig} L})^2}, \quad (1.26)$$

Detektor vlastních čísel může být použit pro detekci signálů bez znalostí o signálu, komunikačního kanálu nebo výkonu šumu, což je jeho velká výhoda. Navíc tato metoda nevyžaduje synchronizaci. Metoda byla detailně prozkoumána v dizertační práci [2].

1.2.4 Detektor tvaru vlny (Waveform-Based)

V bezdrátových systémech se vyskytují známé úseky signálů - vzory (patterns), které jsou obvykle využívány například pro synchronizaci. K takovým vzorům patří preamble, pravidelně přenášené pilotní vzorky, rozprostírající sekvence atd. Za předpokladu přítomnosti známého vzoru, je možné snímání provádět pomocí korelace přijatého signálu se známou kopií vzoru [14], [15], [16].

Testová statistika detektoru tvaru vlny modelu signálu (1.1) může být definována [14]:

$$T_w = \text{Re} \left[\sum_{n=1}^N r(n) \cdot s^*(n) \right], \quad (1.27)$$

kde * představuje operaci komplexního sdružení a Re odpovídá reálné části výsledku v závorkách.

V nepřítomnosti primárního uživatele, lze testovou statistiku zapsat rovnicí:

$$T_w = \text{Re} \left[\sum_{n=1}^N w(n) \cdot s^*(n) \right], \quad (1.28)$$

V případě, že *PU* je aktivní, testová statistika může být definována:

$$T_w = \sum_{n=1}^N |s(n)|^2 + \text{Re} \left[\sum_{n=1}^N w(n) \cdot s^*(n) \right], \quad (1.29)$$

Obdobně jako v případě ED je rozhodnutí možné učinit na základě porovnání statistiky T_{iv} s pevným prahem γ .

Ale v praxi se stává, že přesné pozice vzorů nejsou známy, což vyžaduje odhadování těchto pozic. To vede ke zvýšení složitosti implementace. Navíc se jedná o idealizovaný model s předpokladem dokonalé synchronizace frekvence a času a také nejsou zahrnuty škodlivé vlivy kanálu, což snižuje efektivitu této metody v reálných podmínkách.

1.2.5 Přizpůsobený filtr

Přizpůsobený filtr, který také bývá nazýván koherentním detektorem, může zlepšit detekční schopnost, pokud přenášený primární signál, $s(n)$, je deterministický a známý a priori [17]. Přizpůsobený filtr koreluje předem známý signál $s(n)$ s neznámým přijímaným signálem $r(n)$. Testovou statistiku lze definovat rovnicí [17]:

$$T_{pf} = \sum_{n=1}^N r(n) \cdot s^*(n), \quad (1.30)$$

Nebo v rámci obou hypotéz (1.1):

$$T_{pf} \sim \begin{cases} N(0, \sigma_w^2 \varepsilon), & H_0 \\ N(\varepsilon, \sigma_w^2 \varepsilon), & H_1 \end{cases}, \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (1.31)$$

kde $N(.,.)$ je normální Gaussovské rozdělení, σ_w^2 představuje rozptyl šumu, N je počet vzorků přijatého signálu, ε představuje výkon primárního signálu.

Rovnice pro pravděpodobnost detekce a falešného poplachu byly publikovány [17]:

$$P_d = P(T_{pf} > \gamma | H_1) = Q\left(\frac{\gamma - \varepsilon}{\sqrt{\sigma_w^2 \cdot \varepsilon}}\right), \quad (1.32)$$

$$P_{fa} = P(T_{pf} > \gamma | H_0) = Q\left(\frac{\gamma}{\sqrt{\sigma_w^2 \cdot \varepsilon}}\right), \quad (1.33)$$

počet vzorků N pro dosažení požadovaného operačního bodu (P_{fa} , P_d) může být odhadnout dle vztahu:

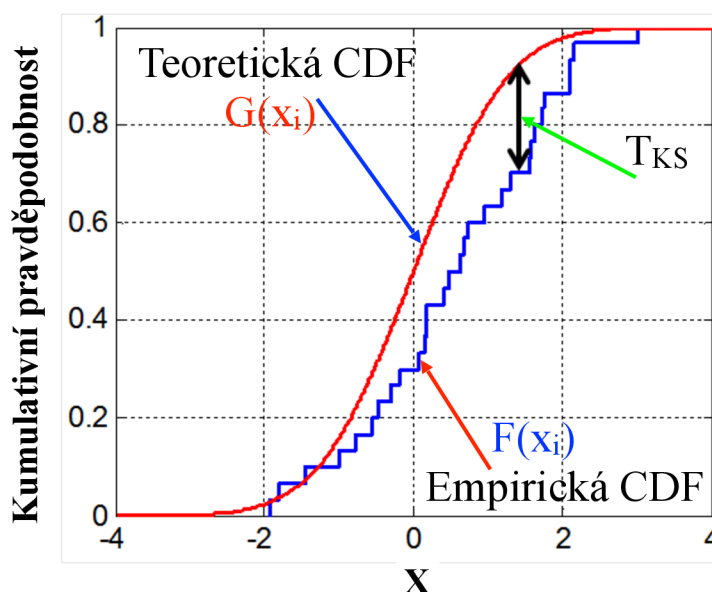
$$N = \left[Q^{-1}(P_{fa}) - Q^{-1}(P_d) \right]^2 SNR^{-1}, \quad (1.34)$$

Z této rovnice vyplývá, že čím větší je SNR , tím menší počet vzorků přijatého

signálu je požadován. Také je známo, že přizpůsobený filtr je optimálním detektorem, který maximalizuje poměr signál-šum v ideálních okamžicích vzorkování. Jeden z největších nedostatků této metody je ten, že při neúplné informaci o primárním signálu významně klesá detekční schopnost.

1.2.6 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:

$$F(x) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N J(x(n) \leq x), \quad (1.35)$$

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 [18]:

$$T_{KS} = \sup_{x \in R} \{|F(x) - G(x)|\}, \quad (1.36)$$

kde $G(x)$ je teoretická *CDF*. Přičemž v souladu s [18] tato rovnice může být vyjádřena jako:

$$T_{ks} = \max_i \left\{ \left| F(x_i) - G(x_i) \right| \right\}, \quad (1.37)$$

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:

$$G(x_i) = \text{chi2cdf}(x_i, v), \quad (1.38)$$

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]:

$$k(\alpha_{KS}, N) = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot N} \ln \left(\frac{2}{\alpha_{KS}} \right)}, \quad (1.39)$$

1.2.7 Kooperativní metoda detekci

Kooperace zlepšuje úspěšnost detekce signálu primárního uživatele [20], [21]. 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 decission“ a „soft decission“ [93]. V případě „hard decission“ se do FC posílá binární rozhodnutí („1“ nebo „0“). Zatímco v případě „soft decission“ se předává nějaká kvantovaná informace (hodnota pravděpodobnosti že kanál je volný nebo není [94], hodnota energie změřené v kanálu [93], jedna ze tří hodnot (*Low, Medium, High*) pravděpodobnosti že kanál je volný nebo není podle fuzzy logiky [95]). Je třeba poznamenat, že finální rozhodování může být distribuováno mezi skenovacími zařízeními různými alternativními způsoby [22], 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

rovnícemi [20], [21]:

$$P_{fa} = \sum_{l=k}^M \binom{M}{l} P_{fa,i}^l (1 - P_{fa,i})^{M-l}, \quad (1.40)$$

$$P_d = \sum_{l=k}^M \binom{M}{l} P_{d,i}^l (1 - P_{d,i})^{M-l}, \quad (1.41)$$

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):

$$P_{fa} = 1 - \prod_{l=1}^M (1 - P_{fa,i}), \quad (1.42)$$

$$P_d = 1 - \prod_{l=1}^M (1 - P_{d,i}), \quad (1.43)$$

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):

$$P_{fa} = \prod_{l=1}^M P_{fa,i}, \quad (1.44)$$

$$P_d = \prod_{l=1}^M P_{d,i}, \quad (1.45)$$

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):

$$P_{fa} = \sum_{l=M/2}^M \binom{M}{l} P_{fa,i}^l (1 - P_{fa,i})^{M-l}, \quad (1.46)$$

$$P_d = \sum_{l=M/2}^M \binom{M}{l} P_{d,i}^l (1 - P_{d,i})^{M-l}, \quad (1.47)$$

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 [20], [21], [23], [24], [25] 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]. Další výzvou pro tuto metodu skenování spektra je snížení detekční schopnosti kvůli korelovaným odstíněním [26].

1.2.8 Detekce s více anténami

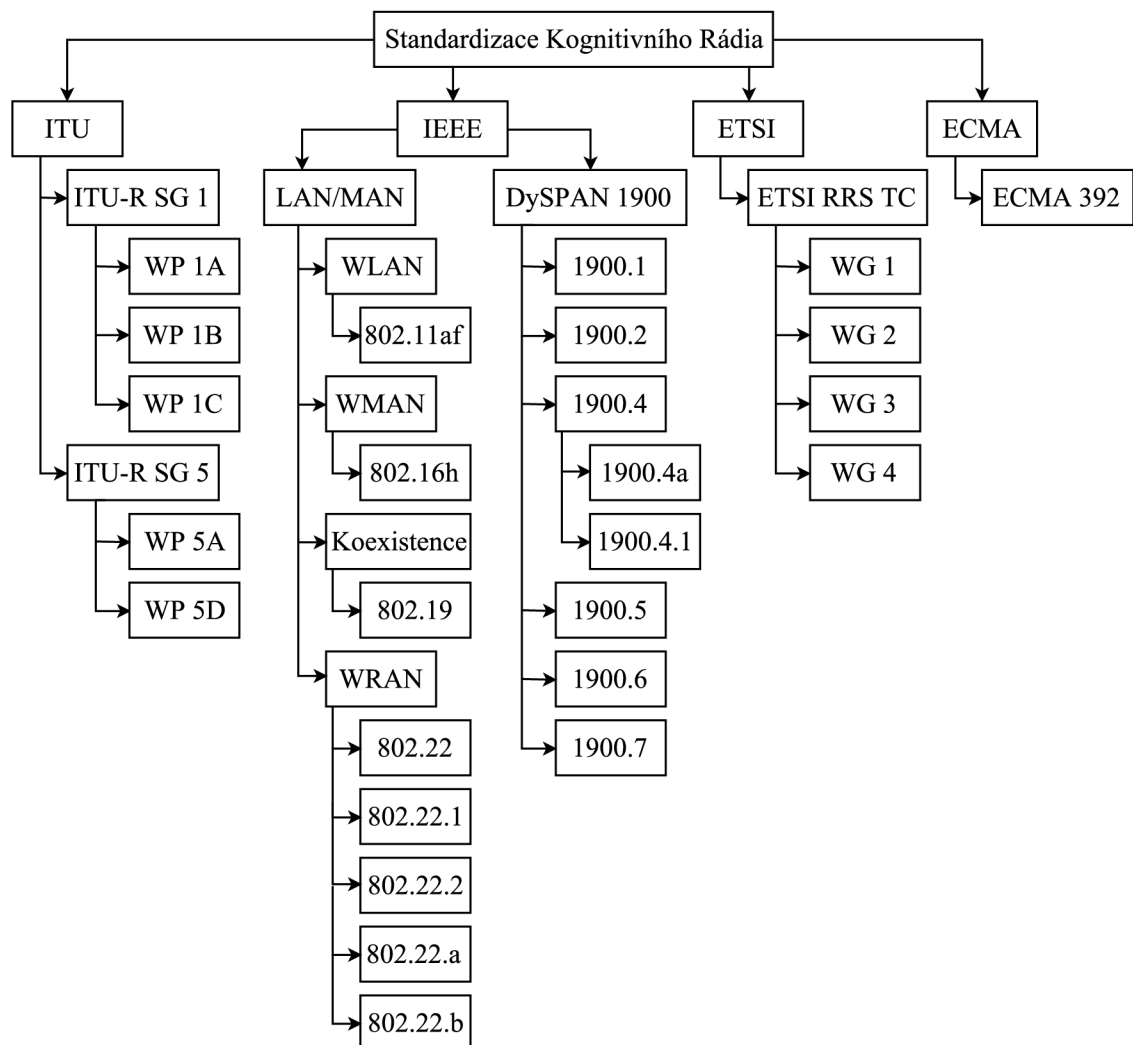
Metoda detekce s více anténami byla široce zkoumána a její efektivita v různých aspektech byla prokázána v [27], [28]. Například tento způsob snímání spektra může být používán jako alternativní metoda poskytování odolnosti proti účinkům nejistoty šumu [27], [28].

1.3 Zhodnocení dílčí části

V této kapitole byly důkladně analyzovány různé metody snímání spektra s ohledem na očekávanou přesnost výsledků snímání a složitost implementace. Na základě této analýzy bude daná dizertační práce zaměřena zejména na energetický detektor, Kolmogorov-Smirnov statistický test a kooperativní sledování spektra.

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* [29], [30].

Podrobná analýza standardizací podle výše uvedených organizací bude popsána

dále.

2.1 Standardizace CRN podle ITU

Mezinárodní telekomunikační unie (*ITU*) je vedoucí agenturou Spojených národů pro informační a komunikační technologie a celosvětovým koordinačním orgánem pro vládní a soukromý sektor při vývoji komunikačních sítí a služeb. *ITU* je členěno do tří sektorů: Radiokomunikačního sektoru (*ITU-R*), Telekomunikačního standardizačního sektoru (*ITU-T*) a Sektoru pro rozvoj telekomunikací (*ITU-D*) [31], [32]. *ITU-R* vydává doporučení v podobě zpráv. Zpráva je technické, provozní a procedurální prohlášení, které je připravované studijní skupinou (*Study Group - SG*) tvořenou *ITU* na dané téma. Pravidla pro regulaci spektra v kognitivních rádiových systémech podle *ITU* jsou založena na předpisech studijních skupin *ITU-R SG1* správy spektra a *ITU-R SG5* pozemních služeb.

2.1.1 Studijní skupina správy spektra ITU-R SG1

ITU-R SG1 je odpovědná za definování principů a technik správy spektra, obecné principy sdílení, monitorování spektra, dlouhodobých strategií pro využití spektra, ekonomických postupů k národní správě spektra, automatizovaných technik atd.

SG1 má tři pracovní skupiny (*Working Parties - WPs*):

- *WP IA* - techniky inženýringu spektra,
- *WP IB* - metodiky správy spektra a ekonomické strategie,
- *WP IC* - monitorování spektra.

Skupina *WP IA* má na starosti řešení následujících otázek: inženýrské techniky spektra, včetně nežádoucích emisí, tolerance frekvence, technické aspekty sdílení, inženýrství spektra, počítačové programy, technické definice, koordinační oblasti pozemních stanic a efektivita technického spektra.

Druhá skupina *WP IB* se zabývá otázkami, jako jsou: základy správy spektra, včetně ekonomických strategií a metodik řízení spektra, národní organizace pro řízení spektra, národní a mezinárodní regulační rámce, alternativní přístupy, flexibilní alokací a dlouhodobé plánovací strategie.

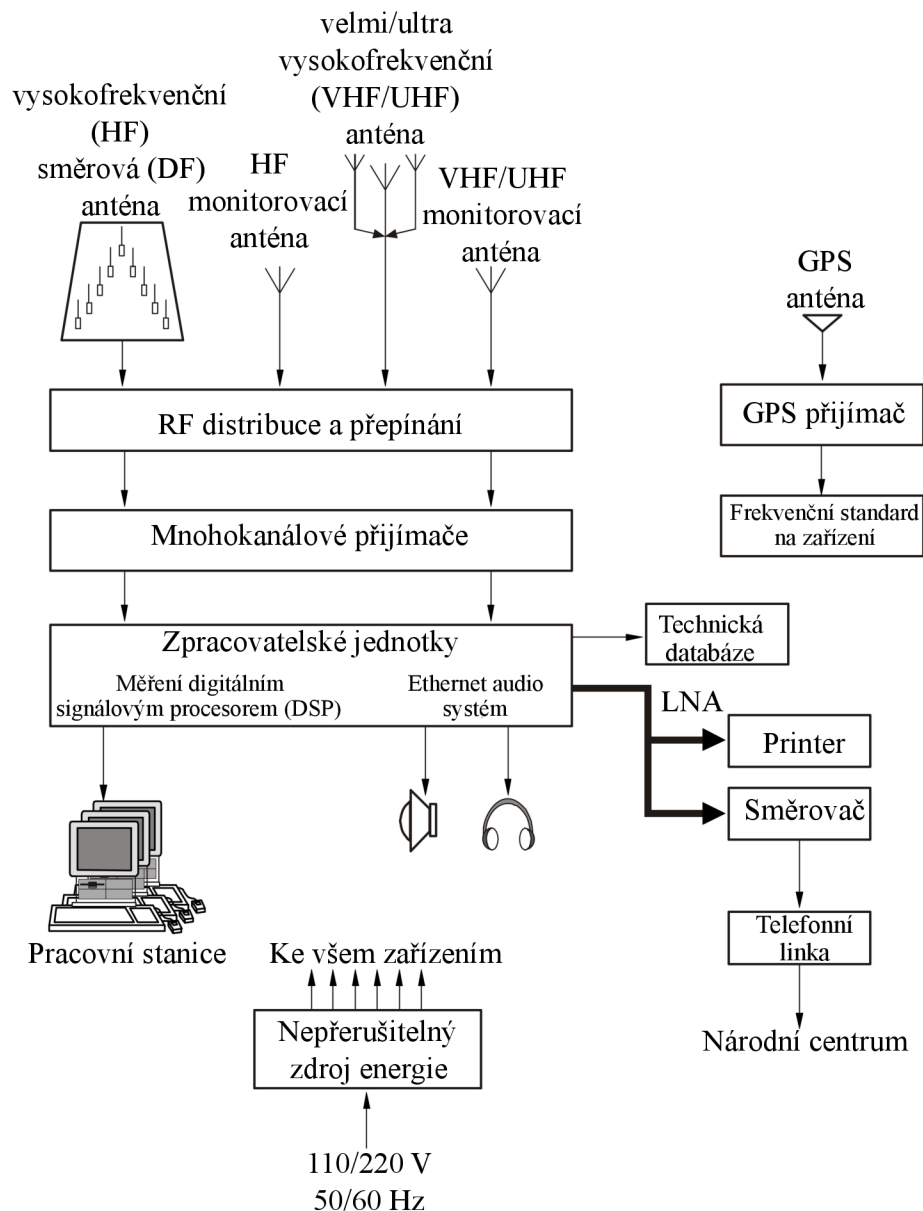
Výsledkem práce dané skupiny je jednotný a integrovaný systém řízení spektra (viz Obr. 2.2). Tento systém je jednotný, protože data pro všechny služby a všechny funkce jsou umístěna do jedné databázi. Také lze říct, že systém je integrován, a to díky tomu, že data automaticky proudí z databáze k různým procedurám a mezi různými procesy. Navíc tento systém představuje konzistentní uživatelský interface pro všechny služby.

Vstup, grafika, reporty, faktury, mapy					
Uživatelský interface (všechny služby)					
Licence a sledování zařízení	Alokace kmitočtů	Analýzy interference, analýzy	Vyhledávání a dotazy	Poplatky za zpracování	Ostatní funkce
Inženýrské analýzy, výpočty poplatků, atd.					
<p style="text-align: center;"><i>Databáze spektra</i></p> <p style="text-align: center;">Zahrnuje přidělování spektra, údaje stanice, datao zařízení a anténách, GIS data, finance, atd.</p>					

Obrázek 2.2 Jednotný a integrovaný pokročilý systém správy spektra podle ITU [33].

Poslední skupina *WP IC* řeší následující otázky: monitorování spektra, včetně rozvoje technik pro pozorování a využívání spektra, techniky měření, inspekce rozhlasových stanic, identifikace emisí a umístění zdrojů rušení.

Skupina *WP IC* zabývající se monitorováním spektra, navrhla moderní integrovanou monitorovací stanici s minimálně nutným zařízením (viz Obr. 2.3). Daná monitorovací stanice, zapojená do mezinárodního monitorovacího systému musí být schopna provádět měření s přesností, která je v souladu s technickými normami pro monitorovací stanice podle příslušných doporučení *ITU-R*. Stanice využívá přijímačů pokrývajících frekvence minimálně od 9 kHz do 3000 MHz, a poskytuje základní funkce měření frekvence, intenzity pole, analýzy modulace a zjištění směru. Změřené údaje jsou srovnávány s databází obsahující technické údaje o licencovaných stanicích a jejich parametrech. To umožňuje stanici identifikovat frekvence, na kterých jsou vysílače, které nejsou zahrnuty do databáze a proto nejsou pravděpodobně licencované a také identifikovat vysílače, které nesplňují jim licencované parametry.



Obrázek 2.3 Blokové schéma integrované monitorovací stanice [34].

2.1.2 Studijní skupina správy spektra ITU-R SG5

Skupina *ITU-R SG5* se nezaměřuje výhradně na *CRN*, ale obecně na otázky týkající se všeobecných systémů a sítí pro pevné, mobilní a amatérské služby. Nicméně, několik pracovních skupin, které pracují v rámci *ITU-R SG5* se primárně zabývá *CRN*. Konkrétněji to jsou pracovní skupiny *WP 5A* a *WP 5D*.

Klíčovým cílem *WP 5A* je usnadnit, a to prostřednictvím odpovídajících studií, spravedlivý přístup k rádiovému spektru ze strany pozemních mobilních a amatérských služeb. *WP 5A* je také velmi aktivní ve vývoji a standardizaci nových technologií pro pozemní mobilní systémy.

Na druhé straně *WP 5D* je zodpovědná za celkové aspekty *IMT* systémů, zahrnující stávající *IMT-2000* systémy a budoucí *IMT-Pokročilé* systémy. *WP 5D* má hlavní

odpovědnost v rámci *ITU-R* za problémy související s pozemními složky *IMT*, včetně technických, provozních a souvisejících s spektrem otázek, které splňují cíle budoucích systémů *IMT*.

2.2 Standardizace CRN podle IEEE

Aktivitu IEEE v oblasti standardizace kognitivních rádiových systémů lze rozdělit do dvou směrů: standardy pro lokální sítě (*LAN*, *WRAN* atd.) a standardy určené pro sítě s dynamickým přístupem k spektru (*Dynamic Spectrum Access Networks - DySPAN*), neboli standardy 802 a 1900 resp.

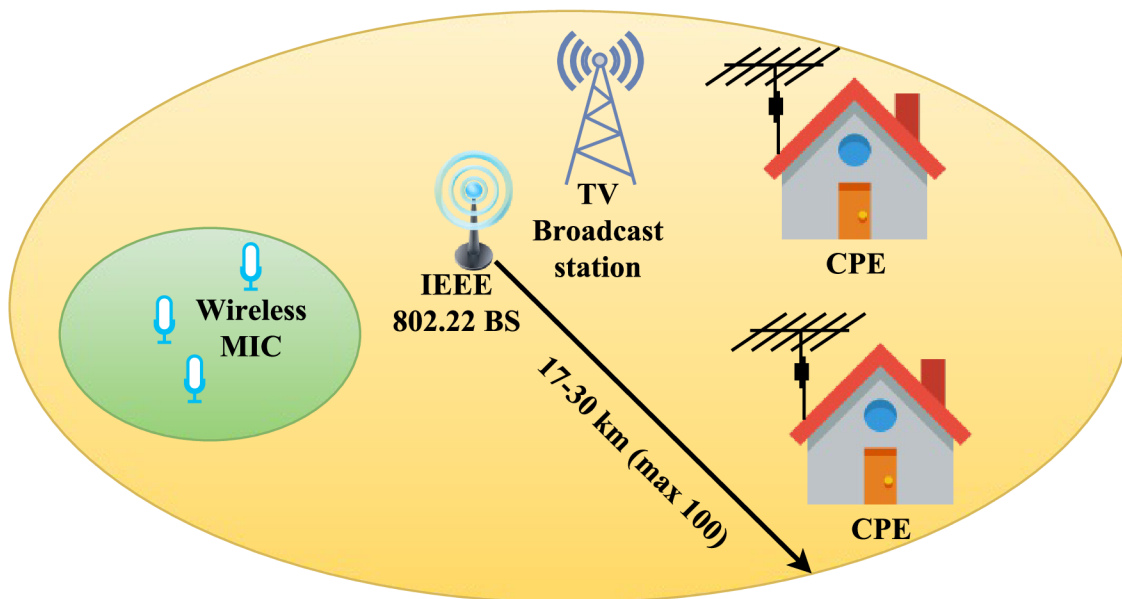
2.2.1 Standardizace CRN IEEE 802

2.2.1.1 Standard IEEE 802.22

Pracovní skupina IEEE 802.22 jako první na světě iniciovala úsilí o rozvoji standardů s principy kognitivního rádia (specifikace pro PHY a MAC vrstvy) v listopadu 2004 a zveřejnila svůj standard v červenci 2011 pod názvem „IEEE 802.22-2011TM Standard for Cognitive Wireless Regional Area Networks (WRAN) for Operation in TV Bands“ [35]. Dále vydalo několik rozšíření a doplňků:

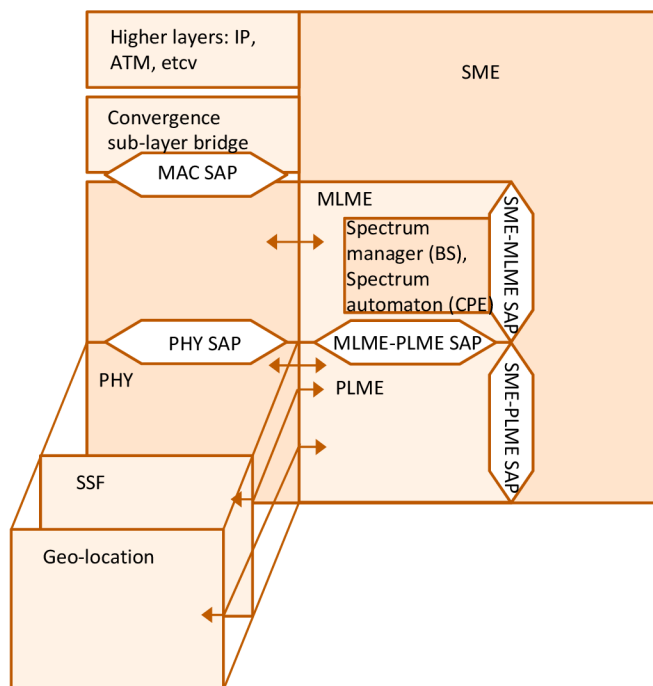
- „IEEE 802.22.1-2010TM: Standard for the Enhanced Interference Protection of the Licensed Devices“ Tento standard definuje ochranu proti škodlivé interferenci licencovaných zařízení s malým výkonem pracujících v TVWS pásmech [36],
- „IEEE 802.22.2-2012TM: Standard for Recommended Practice for Installation and Deployment of IEEE 802.22 Systems“ [37] popisující doporučení pro instalaci a rozvoj IEEE 802.22 systémů
- „IEEE P802.22a: This is an amendment to the IEEE Std-802.22-2011TM for Management and Control Plane Interfaces and Procedures and Enhancement to the Management Information Base (MIB)“ Novela zabývající se řízením a kontrolou rozhraní, postupů a zlepšení řízení informační báze) [38],
- „IEEE P802.22b: This is an amendment to the IEEE Std-802.22-2011TM for Enhancements for Broadband Services and Monitoring Applications“ (IEEE P802.22b: Novela IEEE Std-802.22-2011TM pro zlepšení širokopásmových služeb a monitorovacích aplikací) [39].

Hlavním cílem IEEE 802.22 standardu je poskytnout bezdrátové širokopásmové připojení ve venkovských oblastech obvykle s pokrytím 17-30 km (může dosahovat až 100 km) od základnové stanice (*Base Station - BS*) do zákaznického zařízení (*Customer Premises Equipment - CPE*), které bude přijímat signál z antény nainstalované na střeše zákaznické budovy (viz Obr. 2.4).



Obrázek 2.4 Síťová architektura podle IEEE 802.22 [29], [35].

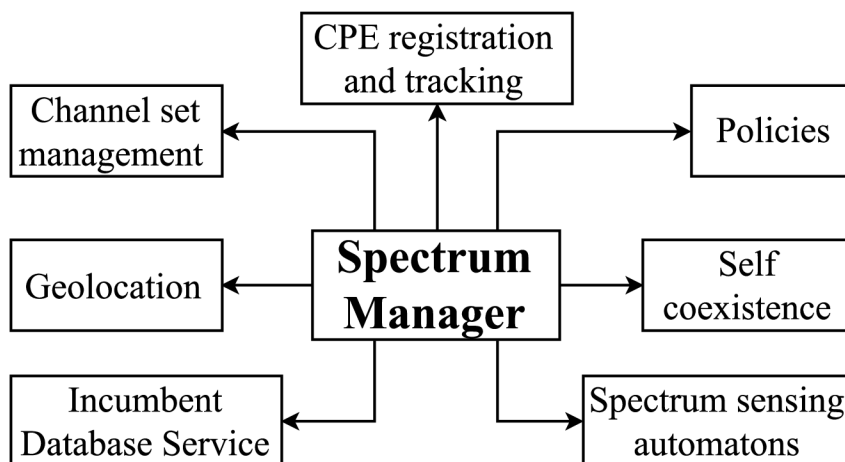
Tato bezdrátová regionální síť (*Wireless Regional Area Networks - WRAN*) využívá buňkovou topologii, kdy jednu buňku tvoří *BS* a několik *CPE*. *BS* je zodpovědná za rozhodování o přístupu k volnému spektru a přenosové parametry (například, modulace, kódování a frekvence provozu) pro všechny související *CPE* v obou směrech (downlink a uplink). Každá *BS* tak i *CPE* zařízení jsou vybavené *GPS* (*Global Positioning System*) přijímačem, který umožňuje určovat její pozici, která má být hlášena. Informace o poloze se pak mohou být použity k získání informace o dostupných volných kanálech prostřednictvím centrálního serveru (databáze). IEEE 802.22 standard využívá přísný master - slave vztah, ve kterém *BS* působí jako master a *CPE* je slave. Takový přístup zajišťuje ochranu služeb primárních uživatelů, jakými jsou služby televizních vysílačů a bezdrátové mikrofony. *CPE* není povoleno vysílat dříve, než dostane oprávnění od *BS*. IEEE 802.22 obsahuje pokročilé funkce *CR*, včetně dynamického přístupu k spektru, přístupu k databázi, definice geolokační techniky, skenování spektra, etikety spektra a jako taková přispívá ke zvýšení efektivity využití TV spektra.



Obrázek 2.5 Referenční architektura IEEE 802.22 [35].

Referenční architektura IEEE 802.22 systému je zobrazena na Obr. 2.5. Tato architektura naznačuje vrstvy PHY a MAC a interfací mezi entitou správy stanice (*Station Management Entity - SME*) přes PHY vrstvu a entitu správy MAC vrstvy (*MAC Layer Management Entities - MLME*). Vrstvy na sebe vzájemně působí prostřednictvím servisních přístupových bodů (*Service Access Point - SAP*), které dělají systém modulárním. Entita správy spektra komunikuje s PHY vrstvou prostřednictvím entity správy fyzické vrstvy (*PHY layer management entity - PLME*) a jeho SAPů.

Z pohledu kognitivního rádia má klíčovou roli v předložené architektuře manažer spektra (*Spectrum Manager - SM*). *SM* je zodpovědný za nejdůležitější úkoly, jako jsou zajišťování informace o dostupnosti spektra, výběr volného kanálu a řídicího kanálu, plánování operace skenování spektra, přístup k databázi (viz Obr. 2.6). *SM* je klíčovou součástí *WRAN BS*, který je zodpovědný za zajištění ochrany zákazníků a efektivní využití spektra při dodržení regulační politiky [35].



Obrázek 2.6 Manažer spektra a logické rozhraní IEEE 802.22 [35].

K nejdůležitějším funkcím *SM* lze zahrnout:

- udržování informací o dostupnosti spektra,
- klasifikace kanálů a jejich výběr,
- správa seznamů volných kanálů,
- přístup k službám databáze,
- zajišťování regulačních pravidel IEEE 802.22,
- rozhodování o změně kanálu pro jednu nebo více *CPE* nebo pro celou buňku,
- koexistence s jinými *WRANs*, atd.

Standard IEEE 802.22 klasifikuje techniky snímání spektra do dvou typů: hrubé a jemné [35]. Předpokládá se, že *WRAN* uživatel bude nejprve aplikovat metodu hrubého snímání, kvůli její jednoduchosti a rychlosti detekování signálů. V případě, že žádný signál nebude nalezen, až poté může být použita technika jemného snímání. Obě snímací metody definované v [35] lze rozdělit na slepé (*blind*) a metody určené pro specifický signál. Ve standardu je popsáno několik technik sledování spektra: tři *blind* metody a jedenáct metod specifických pro daný signál. Některé z těchto metod (ED, Detekce cyklostacionarity, Detektor vlastních čísel a další) jsou rozebrány v kapitole 1. Standard IEEE 802.22 stanoví hodnoty pravděpodobností falešného alarmu na $P_{fa} = 0.1$ a pravděpodobností správné detekce na $P_d = 0.9$ [35].

Z pohledu snímání spektra je nejdůležitější PHY vrstva a její kognitivní vlastnosti, které byly popsány i například v článku [v1]. Nejdůležitější parametry fyzické vrstvy IEEE 802.22 jsou v Tab. 2.1.

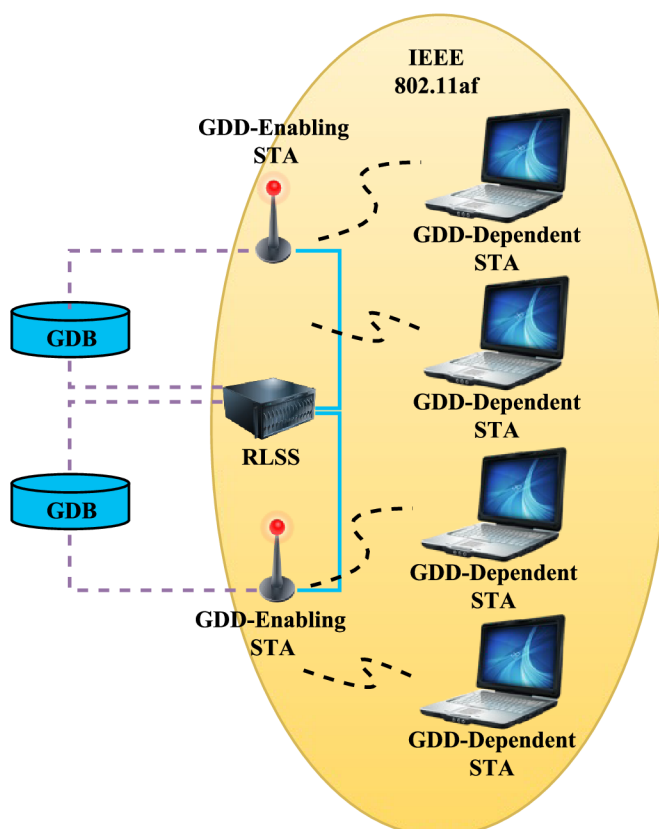
Tabulka 2.1 Parametry IEEE 802.22 [v1], [35].

Parametr	Hodnota
Pokrytí	17 - 33 (až 100) km
Délka rychlé Fourierové transformace FFT	2048
Celková šířka pásma (MHz)	6, 7, 8
Maximální rychlost přenosu	22,69 Mbps
Přístupová technika	OFDM
Užitečná modulace na jednotlivých nosných	QPSK, 16-QAM, 64-QAM
Kód pro opravu chyb	Konvoluční kód; volitelný: CTC, LDPC, SBTC
Mobilita	Podporovaná
Geolokace	Použitá
TVWS databáze	Použitá
Spektrální senzory	Použité

2.2.1.2 Standard IEEE 802.11af

IEEE 802.11af standard je komerčně známý jako „Super Wi-Fi“ nebo „White-fi“. Tento standard, který byl vydán v červnu 2013 a schválen v únoru 2014, definuje změny PHY

a MAC vrstev standardu 802.11 (na kterém byl založen) tak, aby splňoval požadavky pro přístup k kanálu a koexistenci v *TVWS* pásmech [40], [41]. IEEE 802.11af standard umožňuje zařízením (*White Space Devices - WSDs*) sdílet nevyužitý *TVWS* v daných lokalitách, pokud primární uživatelé daná frekvenční pásma nepoužívají. Vzhledem k tomu, že v různých částech světa jsou rozdíly v dostupných *TVWS* pásmech, IEEE 802.11af poskytuje mezinárodní rámec, který se přizpůsobuje regulačním požadavkům v různých oblastech po celém světě. Což znamená, že tento standard podporuje různé šířky pásma kanálu. Potřebné informace získává od geolokační databáze, která sleduje, jaké kanály jsou k dispozici a na jak dlouho. *WSD* okamžitě zastavuje přenos v ten okamžik, kdy ho databáze informuje o tom, že se objevil primární uživatel, aby nedocházelo k interferencím.



Obrázek 2.7 Obecná architektura IEEE 802.11af sítě [40], [41].

Obecná architektura IEEE sítě 802:11af má následující hlavní komponenty (viz Obr. 2.7) [40], [41]:

- Geolokační databáze (*Geolocation Database - GDB*): Tato databáze obsahuje povolené frekvence a provozní parametry pro splnění požadavků regulačních orgánů pro různé geografické lokality s přesností 50 metrů [40],
- *RLSS (Registered Location Secure Server)* určuje povolené provozní parametry přístupových bodů (*Access Point - AP*) a stanic (*Station - STA*) pod svojí kontrolou,
- Stanice *GDD-Enabling STA (Geolocation Database Dependent Enabling Station)* je ekvivalentem běžně známého přístupového bodu (*AP*). Nicméně, v standardu 802.11af tato jednotka ovládá provoz běžných stanic (*STA*).

GDD-Enabling STA mohou bezpečně přistupovat k *GDB*. Na základě získaných informací má *GDD-Enabling STA* oprávnění povolit a řídit provoz stanic *STA (GDD-Dependent STA)*. (*White Space Map - WSM*). *GDD-Enabling STA* zajišťuje udržování a distribuci platné *White Space Map - WSM*. Navíc *GDD-Enabling STA* vysílá ověřovací signál (*Contact Verification Signal - CVS*) pro *GDD-Dependent STA*, aby zkontrolovala platnost *WSM* [40].

- *GDD-Dependent STA (Geolocation Database Dependent Station)* využívá dostupné *TVWS* kanály a je řízena obsluhující *GDD-Enabling STA*. *GDD-Dependent STA* získává *WSM* buď od *GDD-Enabling STA*, nebo od *RLSS*. *GDD-Dependent STA* je ekvivalentní *STA* v architektuře starších IEEE 802.11 standardů.

Z pohledu *CRN* je nejdůležitější *PHY* vrstva a její kognitivní vlastnosti, které byly popsány i například v článku [v1]. Nejdůležitější parametry fyzické vrstvy IEEE 802.11af jsou v Tab. 2.2.

Tabulka 2.2 Parametry IEEE 802.11af [v1], [41].

Parametr	Hodnota
Pokrytí	100 m až několik km
Délka rychlé Fourierové transformace FFT	64, 128, 256; volitelně: 512 a 1024
Celková šířka pásma (MHz)	5, 10, 20, 40
Maximální rychlost přenosu	12 Mbps
Přístupová technika	OFDM
Užitečná modulace na jednotlivých nosných	BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM
Kód pro opravu chyb	Konvoluční kód
Mobilita	nepodporovaná
Geolokace	Použitá
TVWS databáze	Použitá
Spektrální senzory	nepoužité

2.2.1.3 Standard IEEE 802.16h

Základem pro IEEE 802.16h standard je IEEE 802.16 *WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access)*. IEEE 802.16h definuje kognitivní schopnosti ve všech pásmech, na kterých pracuje IEEE 802.16. Standard IEEE 802.16h stanoví dva režimy provozu: nekoordinované koexistenční mechanismy (*Wireless Metropolitan Access Network Uncoordinated Coexistence Protocol - WirelessMAN-UCP*), které nevyžadují mnoho interakce mezi různými systémy a jsou adekvátní pro heterogenní systémy, a koordinované koexistenční mechanismy (*Wireless Metropolitan Access Network Coexistence - WirelessMAN-CX*) s požadovanou koordinací sousedních systémů (jak *WirelessMAN-CX*, tak i *non-WirelessMAN-CX*), aby bylo možné omezit interference mezi těmito systémy [42].

Režim provozu *WirelessMAN-UCP* předpokládá scénář, ve kterém síť *WiMAX* koexistují s licencovanými uživateli (označenými v pozměňovacím návrhu jako

specifičtí uživatelé spektra) a ostatními uživateli bez licence (označenými jako nspecifičtí uživatelé spektra).

Dle standardu jsou interference rozděleny na:

- *Akceptovatelná interference*: Jedná se o interferenci, která nemá vliv na výkon přijímače. Dokud hladina rušení v přijímači nezpůsobuje degradaci ve výběru modulace / kódování je možné tuto interferenci považovat za akceptovatelnou interferenci,
- *Škodlivá interference*: To je silná interference, která neumožňuje použití stejné modulace / kódování jako je tomu bez takové interference,
- *Destruktivní interference*: Tato interference znemožňuje postiženému zařízení dekódovat přijatý signál s použitím libovolné dostupné modulace.

IEEE 802.16h standard poskytuje následující mechanismy na dosažení akceptovatelných úrovní rušení: testování kanálů pro jiné uživatele, ukončení činnosti uživatelů po detekci aktivity v kanálu, odhalování jiných uživatelů, plánování testování kanálu, výběr a šíření informace o nových volných kanálech.

WirelessMAN-UCP režim používá distribuovanou architekturu správy spektra. Typická síť se skládá z jedné základnové stanice (BS) IEEE 802.16 a jí přidružených podřízených prvků. Každá BS obsahuje entitu distribuovaného řízení rádiových zdrojů pro provádění pravidel sdílení spektra a vybudování databáze pro sdílení aktuálních informací o volném spektru. Tato databáze může být obnovena z „master“ entity (centrální databáze), nebo s využitím různých podpůrných mechanismů (například GPS, IP adresy, údaje operátora, atd.).

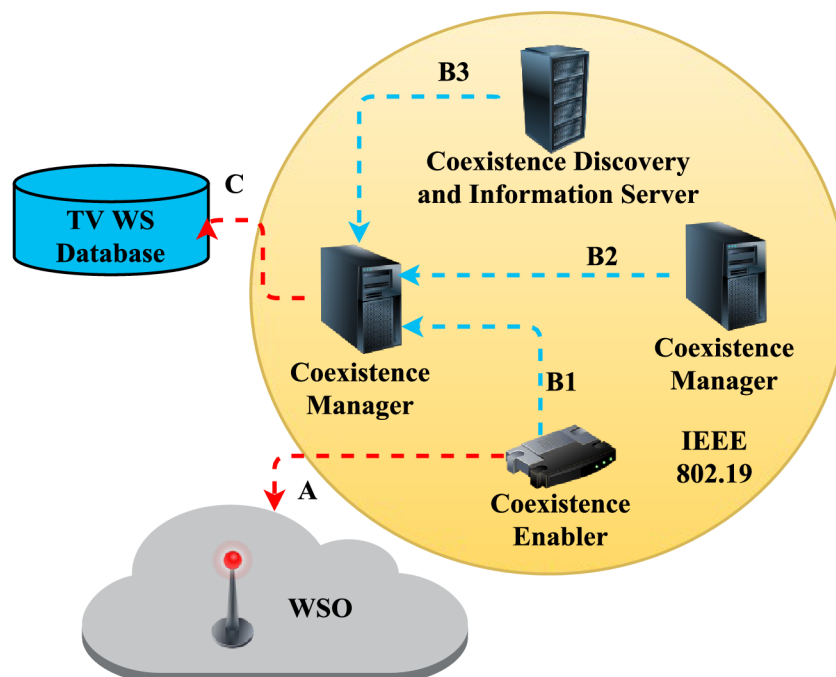
WirelessMAN-CX provozní režim se zabývá scénářem, v kterém ve stejném regionu koexistuje více CRN. Podle IEEE 802.16h takové sítě budou spolupracovat a koordinovat svá vysílání. V standardu jsou definované tři mechanismy pro dosažení koexistence [42]:

- *Synchronizace MAC rámců* (včetně TX a RX intervalů),
- *Dynamický výběr kanálu* (*Dynamic Channel Selection - DCS*) a *adaptivní výběr kanálu* (*Adaptive Channel Selection - ACS*) pro vyhledávání frekvencí s nejmenší interferencí nebo frekvenci nejméně používanou,
- *Koexistenční rámce*, které koordinují plánování a spravedlivý přístup ke spektru, což umožňuje efektivní využití frekvenčního kanálu více než jedním systémem.

Navíc tento standard definuje řídicí koexistenční kanál založený na sérii globálně synchronizovaných časových slotů.

2.2.1.4 Standard IEEE 802.19

Posláním pracovní skupiny IEEE 802.19 je vytvořit systémový návrh společného chápání koexistence mezi bezdrátovými standardy IEEE 802.11 pro nelicencovaná zařízení [43]. Cílem je umožnit co nejefektivnější využití TVWS pásem.



Obrázek 2.8 Systémová architektura IEEE 802.19.1 [43], [44].

Systémová architektura IEEE 802.19.1, která je na Obr. 2.8, se skládá z několika prvků, s různými úkoly [43]:

- *Koexistenční Manažer (Coexistence Manager)* je zodpovědný za přijetí koexistenčních rozhodnutí, poskytování odpovídajících příkazů a komunikaci s ostatními Koexistenčními Manažery,
- *Koexistenční Umožnovatel (Coexistence Enabler)* poskytuje interfejs mezi IEEE 802.19.1 koexistenčním systémem a dalšími TVWS systémy (*White Space Object - WSO*),
- *Server objevení koexistence a informace (Coexistence Discovery and Information Server - CDIS)* registruje Koexistenční Manažery a jejich TVWS systémy.
- *TVWS databáze.* Hlavní funkce TVWS databáze je ochrana primárních uživatelů. Před zahájením provozu, musí každý TVWS systém přistupovat k TVWS databázi, aby získal seznam dostupných kanálů.

Jednotlivé prvky koexistenční systémové architektury jsou propojeny rozhraními A, B1, B2, B3 a C.

2.2.2 Standardizace CRN IEEE 1900

IEEE *Dynamic Spectrum Access Networks Standards Committee - DySPAN-SC* známá také jako *Standards Coordinating Committee 41 - SCC41* byla založena za účelem zahrnout techniky pokročilé správy spektra do budoucích rádiových komunikačních standardů a komerčních produktů.

Cíle *DySPAN-SC* zahrnují[45]:

- Standardizovat principy DSA s důrazem na lepší využití spektra,

- Vyvinout nové techniky pro DSA a metody pro řízení interferencí v systémech kognitivního rádia v takovémto heterogenním prostředí,
- Koordinovat rozvoj různých bezdrátových technologií s cílem vzájemného sdílení spektra.

Řešením výše uvedených úkolů se zabývají šest aktivních pracovních skupin, o kterých bude podrobně popsáno níže.

2.2.2.1 Pracovní skupina IEEE 1900.1

IEEE 1900.1 si klade za cíl standardizaci pojmů a definicí v oblasti dynamického přístupu k spektru, správy spektra, kognitivního rádia, adaptivního rádia, softwarového definovaného rádia a souvisejících technologií [45], [46], [47].

2.2.2.2 Pracovní skupina IEEE 1900.2

Skupina se zabývá analýzou interferencí mezi různými standardy ve stejném kmitočtovém pásmu a možnostmi vzájemné koexistence, případně také koexistenci mezi standardy pracujícími v různých pásmech [45], [48].

2.2.2.3 Pracovní skupina IEEE 1900.4

IEEE 1900.4 se zabývá zlepšením kapacity a kvality služeb bezdrátových systémů a definuje architekturu systému a protokolů, které usnadní optimalizaci využití rádiových zdrojů, distribuci informace, mezi heterogenními sítěmi.

Navrhovaný systém správy a distribuce informace umožňuje *TVWS* zařízením pracovat v souladu s regulacemi bez ohledu na geografickou polohu (*TVWS* pásma a pravidla jejich využití se v jednotlivých regionech liší) a čas. [51].

2.2.2.4 Pracovní skupina IEEE 1900.5

IEEE Std 1900.5TM-2011 standard definuje na výrobci nezávislou sadu řídicích architektur a pravidel pro řízení chování kognitivní sítě s dynamickou alokací spektra. Cílem je zaručit soulad mezi regulátorem, operátorem, uživatelem a výrobcem síťového zařízení [52].

2.2.2.5 Pracovní skupina IEEE 1900.6

Pracovní skupina IEEE 1900.6 má za cíl definovat rozhraní a datové struktury nutné pro výměnu informací o snímání spektra za účelem zvýšení vzájemné spolupráce mezi jednotlivými senzory vyvíjenými různými výrobci. Rozhraní a podpůrné datové struktury jsou definovány abstraktně, aniž by jejich definice byla omezena na konkrétní metodu snímání spektra, návrh klientského zařízení nebo metodu přenosu dat [53].

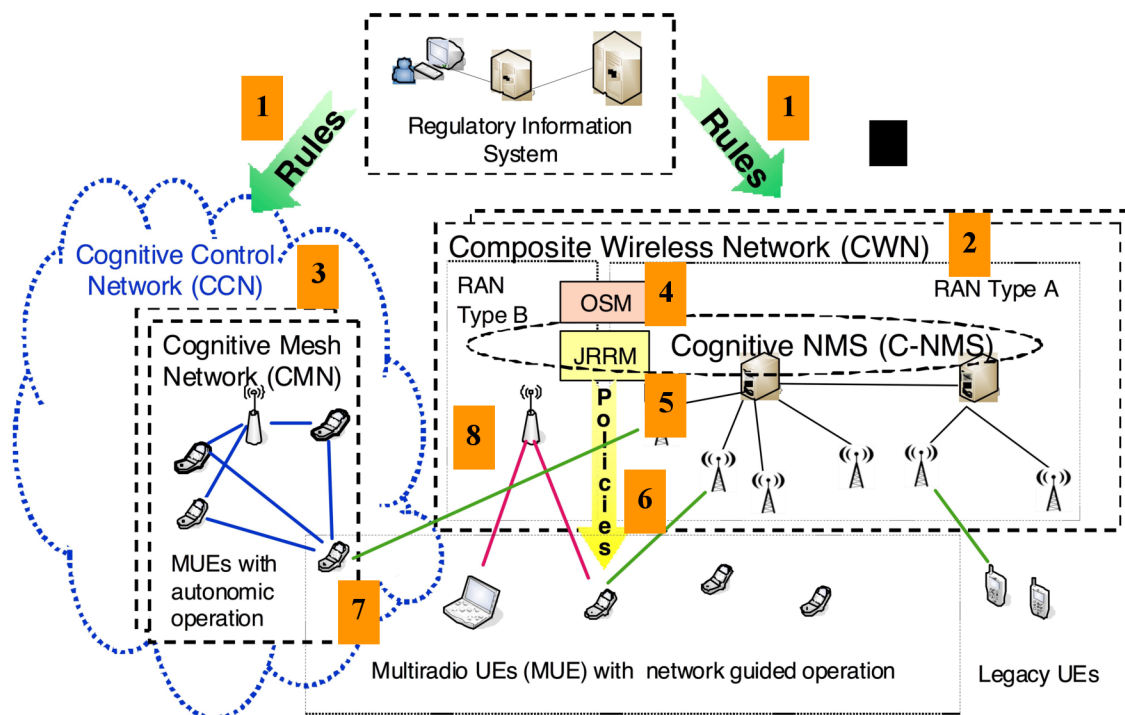
V červnu 2011 pracovní skupina IEEE 1900.6 začala pracovat na návrhu rozšíření IEEE 1900.6a, jehož cílem je poskytnout specifikace, které umožní integraci distribuovaných systémů snímání spektra založených na 1900.6 do stávajících a budoucích *DSA* sítí [54].

2.2.2.6 Pracovní skupina IEEE 1900.7

Tato pracovní skupina specifikují rádiový interface, včetně MAC podvrstvy a PHY vrstvy *DSA* rádiových systémů podporujících fixní i mobilní provoz v *TVWS* pásmech bez škodlivých interferencí primárních uživatelů pracujících v těchto kmitočtových pásmech. Cílem standardu je poskytnout podporu IEEE 1900.4a správě spektra v *TVWS* pásmech a IEEE 1900.6, získávat a vyměňovat informace související s sensingem (skenování spektra a informace o geolokaci) [45].

2.3 Standardizace CRN podle ETSI

V čele evropského zkoumání možných aplikací metod pro dynamickou alokaci spektra stojí Technická Komise Rekonfigurovatelných Rádiových Systémů (*Reconfigurable Radio Systems Technical Committee - RRS TC*) organizace ETSI. Ta se věnuje zavedení rekonfigurovatelných rádiových zařízení a kognitivních rádiových systémů (*Cognitive Radio Systems - CRS*) zejména v pásmech UHF *TVWS* (*Ultra High Frequency TVWS*) a pásmu 2.3-2.4 GHz. [55].



Obrázek 2.9 Síťová architektura podle ETSI TC RRS [55].

ETSI RRS TC předpokládá architekturu dle Obr. 2.9, která zahrnuje jak centralizované tak i decentralizované řešení pro *CRS*, kde centralizované řešení je řízené operátorem a je určeno k využití na širokém teritoriu, zatímco decentralizované řešení je určeno pro místní sítě.

Centralizovaný koncept *CRS* je reprezentován kompozitní bezdrátovou sítí (*Composite Wireless Network - CWN*), využívající systém správy kognitivní sítě (*Cognitive Network Management System - C-NMS*), jehož klíčové komponenty jsou správce spektra (*Operator Spectrum Manager - OSM*) a správce rádiových prostředků

(*Joint Radio Resource Management - JRRM*). Decentralizovaná koncepce *CRS* je reprezentována kognitivní mesh sítí (*Cognitive Mesh Network - CMN*) řízenou kognitivní řídicí sítí (*Cognitive Control Network - CCN*). Zde uvedené uživatelské zařízení (*Multiradio User Equipment - MUE*) představuje zařízení uživatele, které je založeno na technologii softwarového definovaného rádia, s možností jeho rekonfigurace [55].

ETSI RRS TC má čtyři pracovní skupiny (*Working Group - WG*), které řeší výše uvedené otázky pro standardizaci a další úkoly [55], [56]:

- *WG 1* – *RRS* systémové aspekty a kognitivní funkce,
- *WG 2* - Rekonfigurovatelná architektura rádiového zařízení založená na *SDR*,
- *WG 3* - Funkcionální architektura a kognitivní pilotní kanál,
- *WG 4* - *RRS* aspekty bezpečnosti rekonfigurovatelných zařízení.

2.3.1 Pracovní skupina WG 1

WG 1 se zaměřuje na vypracování celkového technického rámce. Dalším cílem *WG 1* je koordinace a zabránění překryvu dalších pracovních skupin *RRS TC* [56].

2.3.2 Pracovní skupina WG 2

WG 2 se zaměřuje na využití technologie *SDR* a navrhuje společnou referenční architekturu pro *SDR / CR* (mobilní telefonní zařízení, rádiové základnové stanice, atd.) a související rozhraní [57], [58].

2.3.3 Pracovní skupina WG 3

Práce *WG 3* je rozdělena do dvou částí: funkcionální architektury pro správu a řízení *RRS* a definici kognitivního pilotního kanálu pro usnadnění snímání spektra.

Z pohledu této disertační práce je zajímavý zejména blok dynamického řízení spektra (*Dynamic Spectrum Management - DSM*), zodpovědný jak za technickou tak i za ekonomickou správu radiofrekvenčního spektra. Pro efektivnější sdílení informace o volném spektru definuje *WG 3* tzv. kognitivní pilotní kanál (*Cognitive Pilot Channel - CPC*), určený pro přenos informací o snímání spektra mezi *BS* a terminály (např. po zapnutí zařízení) s uvažovanou podporou kooperativního snímání.

Kromě centralizované metody je uvažována i decentralizovaná metoda, založena na distribuovaném kognitivním pilotním kanálu (*Distributed Cognitive Pilot Channel - DCPC*) a na kognitivním řídicím rádiu (*Cognitive Control Radio - CCR*) [55].

2.3.4 Pracovní skupina WG 4

WG 4 se zabývá specifiky použití *RRS* záchrannými/bezpečnostními složkami a rozdíly oproti použití v komerční sféře. Komunikace mezi jednotkami záchranných/bezpečnostních složek se vyznačuje velkou různorodostí používaných standardů (např. TETRA, PMR, GSM ...) a *WG 4* si klade za cíl umožnit za pomoci

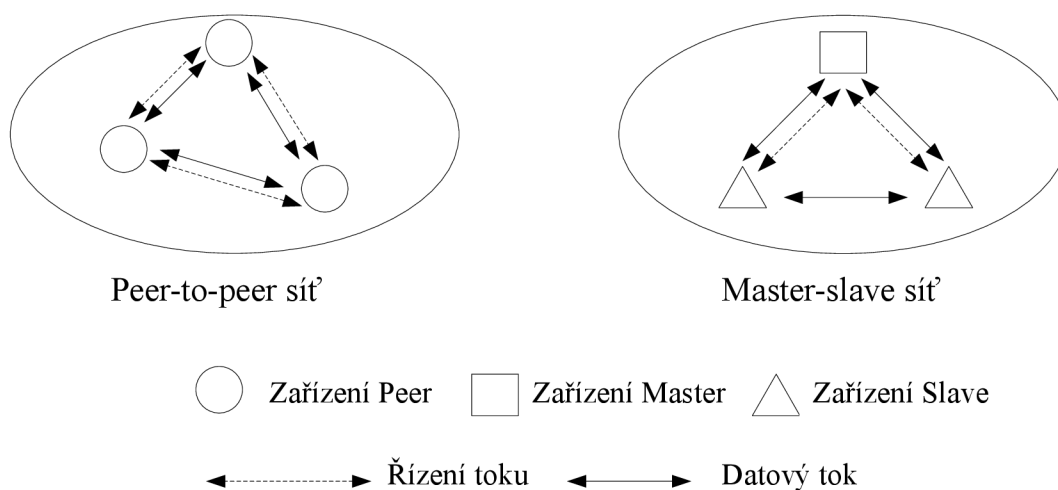
jednotné rekonfigurovatelné architektury zvýšit interoperabilitu mezi jednotlivými složkami. Flexibilní správa spektra má umožnit alokovat dostatečný počet rádiových kanálů v případě krizových situací, např. přírodních katastrof.

2.4 Standardizace CRN podle ECMA

Dalším standardem, který je navržen pro kognitivní bezdrátové sítě působící v televizních pásmech, je ECMA-392 [59], [60]. Tento standard specifikuje MAC podvrstvu linkové vrstvy, fyzickou (PHY) vrstvu a také MUX podvrstvu pro protokoly vyšších vrstev. PHY vrstva pracuje na televizních frekvencích VHF / UHF od 47 MHz do 910 MHz. Standard ECMA-392 definuje také řadu ochranných mechanismů, které mohou být použity pro splnění požadavků regulátorů.

Základním prvkem sítě je zařízení (device), které má svoji unikátní MAC adresu. Dvě nebo více zařízení komunikující na stejném fyzickém kanálu tvoří síť. Existují tři typy zařízení: master, slave a peer. Typ zařízení je přednastaven a jejich proces přechody z jednoho typu na druhý není definován v tomto standardu i když typ zařízení může být konfigurovatelný. Každé zařízení by mělo podporovat alespoň jednu ze tří šířek pásme (6 MHz, 7 MHz, 8 MHz) a v ideálním případě podporovat také režim s více anténami.

Elementární síť pracuje v jednom ze dvou základních režimů: master-slave nebo peer-to-peer (viz Obr. 2.10).



Obrázek 2.10 Základní síť podle ECMA-392 [60].

V režimu master-slave jedno zařízení je určeno jako master, další jsou k němu připojeny jako slave. Master koordinuje přístup k rádiovému kanálu. Slave zařízení může také přímo komunikovat s jinými slave zařízeními pod koordinací mastera.

V síti peer-to-peer je přístup ke kanálu koordinován distribuovaně. Prvky sítě peer-to-peer, mohou přímo komunikovat s jiným peer zařízením tak dlouho, dokud jsou ve vzájemném dosahu.

Dvě nebo více sítí mohou sdílet stejný kanál a mohou také komunikovat mezi sebou koordinovaným způsobem.

Zařízení poskytuje požadované MAC funkce a volitelné funkce podle svého typu. Služba MAC je specifikována ve standardu ECMA-392 a umožňuje komunikaci mezi zařízeními v rádiovém dosahu na jednom kanálu pomocí PHY vrstvy na rezervačním mechanismu přístupu ke kanálu. Norma také definuje synchronizaci zařízení pro koordinované využití kanálu.

S cílem umožnit koexistenci současně aktivních protokolů vyšších vrstev v jednom zařízení je v tomto standardu specifikována MUX podvrstva. ECMA-392 MUX podvrstva směřuje odchozí i příchozí jednotky datových služeb MAC k a ze svých odpovídajících vyšších vrstev.

Podle standardu ECMA-392 zařízení bude snímat spektrum nejen kanálu, v kterém plánuje pracovat, ale i sousedního kanálu, aby mohlo dodržovat maximálně dovolený vysílací výkon [60]. Navíc všechna sousední zařízení pracující na stejném kanálu nesmí vysílat v průběhu takzvané Quiet Period (*QP*), aby byla schopná detekovat i velmi slabý primární signál. *QP* mohou být buď předem naplánovány nebo na vyžádání. Zařízení master nebo peer klasifikuje kanály na základě zprávy měření kanálu, nebo informací získaných od geolokační databáze, nebo z obou zdrojů. Kanály jsou klasifikovány do šesti typů: nepovolený, provozní, zálohovaný, kandidát, chráněný či neklasifikovaný. Standard ECMA-392 informativně definuje metodu snímání spektra, založenou na detekování pilotních nosných (FFT-based pilot sensing algorithms). Mohou ale být aplikovány i další techniky snímání spektra. Standard IEEE ECMA-392 stanoví hodnoty pravděpodobností falešného alarmu na $P_{fa} = 0.05$ a pravděpodobností zmeškané detekce na $P_{md} = 0.1$ [60].

Z pohledu snímání spektra je nejdůležitější PHY vrstva a její kognitivní vlastnosti, které byly popsány i například v článku [v1]. Nejdůležitější parametry fyzické vrstvy ECMA-392 jsou v Tab. 2.3.

Tabulka 2.3 Parametry ECMA-392 [v1], [60].

Parametr	Hodnota
Pokrytí	x 100 m
Délka rychlé Fourierové transformace FFT	128
Celková šířka pásma (MHz)	6, 7, 8
Maximální rychlost přenosu	31,65 Mbps
Přístupová technika	OFDM
Užitečná modulace na jednotlivých nosných	QPSK, 16-QAM, 64-QAM
Kód pro opravu chyb	Konvoluční vnitřní kódování Reed-Solomoné vnější kódování
Mobilita	Podporovaná
Geolokace	Použitá
TVWS databáze	Použitá
Spektrální senzory	Použité

2.5 Zhodnocení dílčí části

Na základě analýzy aktuálního stavu standardizace *CRN* popsané výše lze tyto standardy v souladu s jejich 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.

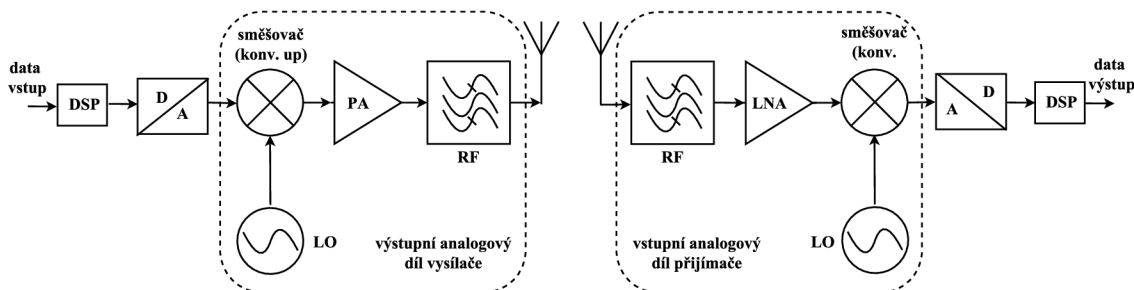
3 SNÍMÁNÍ SPEKTRA V REÁLNÝCH RÁDIOVÝCH KANÁLECH

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 [97], zvětšit spolehlivost [98], zjednodušit (snížit komplikovanost systému) [99], dosáhnout větších energetických úspor [100],
- experimentální implementace stávajících a nových metod [97], [101], [102],
- ověřování metod pomocí terénních experimentů [97], [101], [102],
- zkoumání různých faktorů ovlivňujících snímání spektra (nedokonalosti přijímače a vysílače, vliv kanálu a antén, apod.) [102], [103], atd.

Tato kapitola podrobněji popisuje námi publikované výsledky v oblasti snímání spektra zejména v oblasti vlivu rádiových front-endů a reálných komunikačních kanálů na jejich 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*) [61]. Architektura typického SDR systému je názorně ukázána na Obr. 3.1.



Obrázek 3.1 Zjednodušená architektura typického SDR systému [104].

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*) [62]. Dále signál je přiveden na základní desku, kde je pomocí analogově digitálního převodníku (*Analog to Digital Converter - ADC*) analogový signál převeden na signál digitální. Vzorky 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 Tab. 3.1.

Tabulka 3.1 Nejčastěji používané SDR platformy.

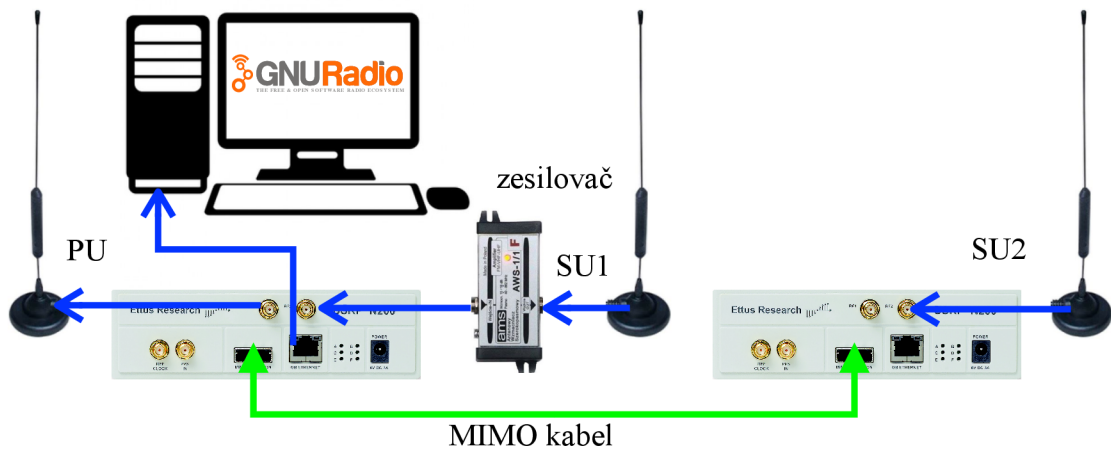
SDR systém	Frekvenční rozsah, [MHz]	Maximální šířka pásma signálu, [MHz]	Vzorkovací frekvence, [Mvzorků/s]	Počítačový interface	Podporovaný operační systém	Podporovaný software	Minimální cena (US\$)
USRP Ettus Research™ [63]	10-6000	160	200	USB 3.0, Gigabit Ethernet, 10 Gigabit Ethernet, PCIe	Linux, Windows, MAC OS X	GNU Radio, Simulink, LabVIEW	719
FMCOMMS5-EBZ Analog Devices [64]	70-6000	56	61.44	-	Linux, Windows, MAC OS X	GNU Radio, Simulink	1125
FlexRIO National Instruments [65]	200-4400	200	250	Gigabit Ethernet	Linux, Windows, MAC OS X	LabVIEW	49236
Odyssey TRX [66]	0.1-55	0.048	0.048-0.96	LAN, WiFi, USB	Linux, Windows, MAC OS X	QUIK SDR, QUIK-VNA, Zeus-Radio SDR	450
bladeRF Nuand [67]	300-3800	28	40	USB 3.0	Linux, Windows, MAC OS X	GNU Radio	420
Spectra DTP4700 PrismTech [68]	30-4000	40	100	Ethernet, Gig-E, USB, RS232	Linux	Spectra CX	4500
Parallella [69]	70-6000	56	61.44	Gigabit Ethernet	Linux	GNU Radio	149
Sora Microsoft Research [70]	2400, 5000	20	40	PCIe	Windows	Sora SDK	5000
Thunder SDR System DataSoft [71]	30-4000	20	100	Ethernet	Linux, Windows	GNU Radio	10000

Pro tuto práci jako software se používá GNU Radio [72] a hardwarová část je založená na *USRP2* a *USRP N200 (Universal Software Radio Peripheral)* od Ettus Research™ [63].

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.

Tato platforma se skládá z jednoho *PC* a dvou *USRP2* zařízení. Jedno z *USRP2* současně působí jako *SU₁* a *PU* a je připojeno k *PC* prostřednictvím gigabitového Ethernetového portu. Druhé *USRP2*, které plní funkci *SU₂*, je připojené k prvnímu *USRP* přes *MIMO* kabel, aby byl vybudován jednoduchý 2X2 synchronizovaný systém. Tato přesná synchronizace mezi sekundárními uživateli musí být provedena kvůli zkoumání kooperativní metody snímání spektra. Druhou možností pro synchronizaci *USRP* zařízení je oscilátor řízený GPS (*GPS-disciplined oscillator - GPS-DO*), který by umožnil synchronizaci na podstatně větší vzdálenost mezi uživateli [63]. V práci ale dále uvažujeme první z uvedených způsobů.

Aby bylo možné realizovat vysílací a přijímací funkce v prvním *USRP*, je zde použit front-end *WBX* [63]. Ve druhém *USRP*, které má za úkol pouze příjem signálu je použit front-end *SBX* [63]. Pro zajištění dostatečně odlišných rádiových kanálů mezi oběma sekundárními uživateli a *PU*. Proto *SU₁* má anténu rozmístěnou za oknem laboratoře na vzdálenosti zhruba 4 metry od *PU*, která je připojena přes zesilovač pro zesílení přijímaného signálu, zatímco *SU₂* má anténu na laboratorním stole poblíž *PU*. Obě *USRP* pracují v televizních pásmech, tzv. *TV WS* frekvenční oblasti. Primárním signálem je *8PSK* s šířkou pásma nastavenou na 200 kHz (šířka pásma, která odpovídá šířce pásma bezdrátových mikrofonů podle standardu IEEE 802.22 viz kapitola 2 i když jsou různé modulace). Pro první experiment byl použit nosný kmitočet pro vysílání 611

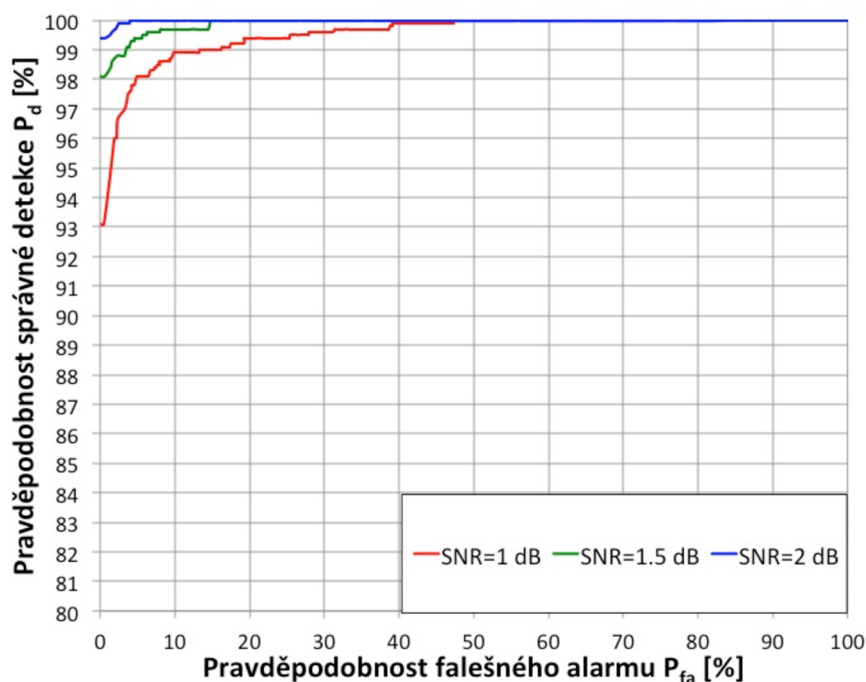
MHz, což odpovídá jednomu z televizních kanálů (38. kanál). Tento kanál byl zvolen na základě apriorní znalosti o jeho neobsazenosti v době experimentu. Každý *SU* skenuje daný kanál dvakrát, nejprve v okamžiku kdy je kanál na dané frekvenci volný, poté tentýž kanál, ale za přítomnosti *PU*. Je třeba také zmínit, že i když je kanál v okamžiku skenování neobsazený, je možné předpokládat, že charakter přijímaného signálu není přesně typu bílého Gaussovského šumu, protože může obsahovat interferenci ze sousedních pásem.

Na *PC* je spuštěn operační systém Fedora 16, aplikací pro zpracování signálů je volně dostupné GNU Radio Companion verze 3.7.2.1. Z aplikace GNU Radia jsou výsledky skenování spektra uloženy do datových souborů pro následné zpracování v SW Matlab.

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*) [105]. 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 popsaných v kapitole 1.2.7 s použitím buď ED, anebo KS testu.

Nejprve byla činnost detektoru pro různá *SNR* analyzována na příklade ideálního detektoru založeného na *KS* testu. Přijímaným signálem byl *8PSK* signál. *ROC* křivky pro tento případ jsou graficky zachyceny na Obr. 3.3.

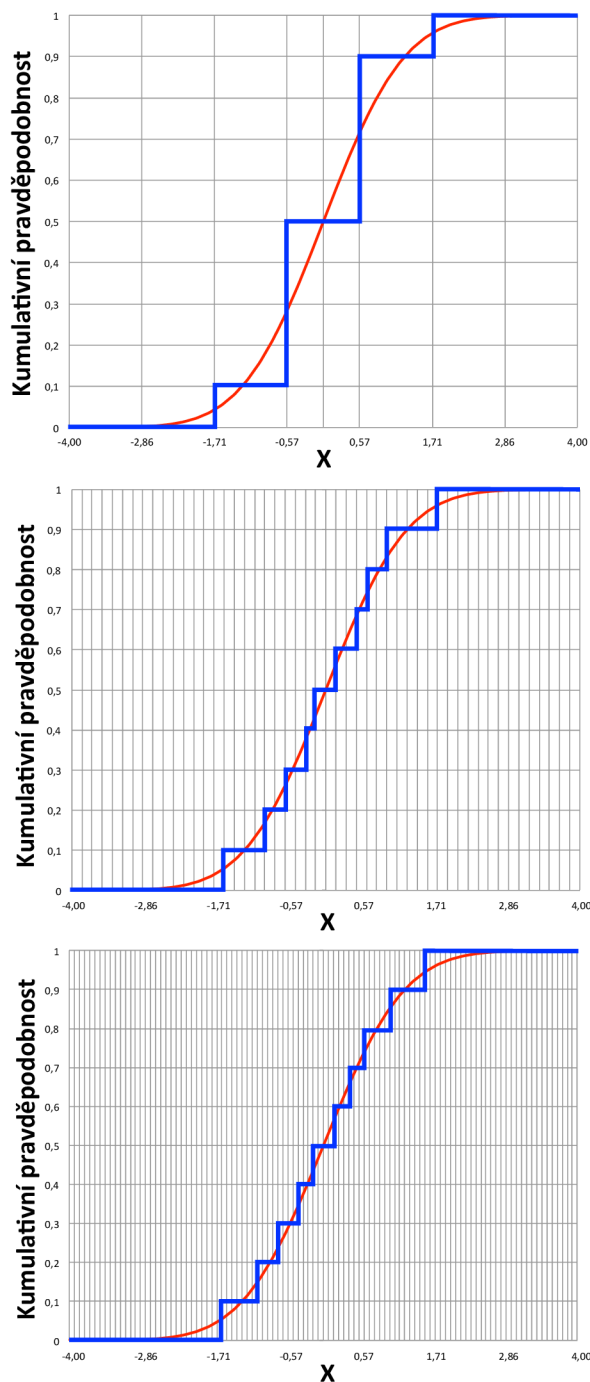


Obrázek 3.3 ROC křivky KS testu pro 8PSK signál s různým SNR.

Jak je vidět z obrázku, se zvětšujícím SNR roste i pravděpodobnost správné detekce signálu.

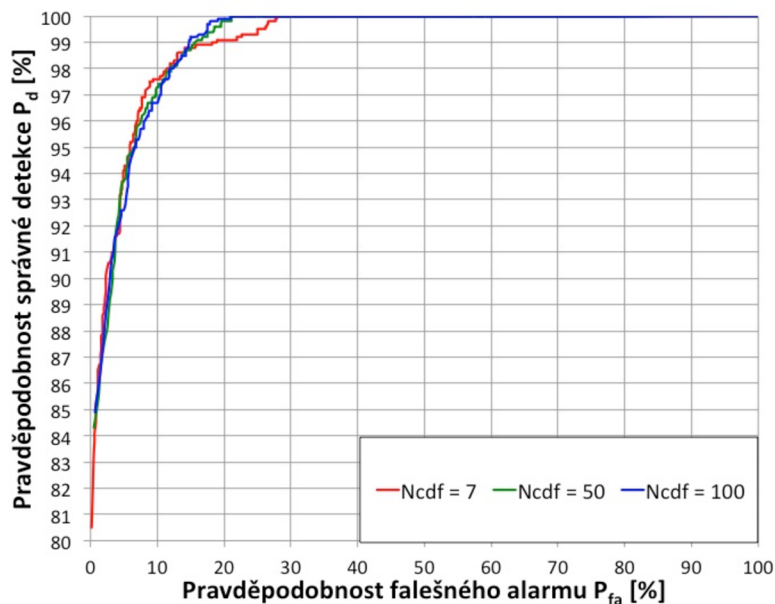
Následně byla prozkoumána závislost činnosti KS testu na počtu vzorků N_{CDF} použitých při aproximaci empirické a teoretické CDF (viz kapitola 1.2.6).

Pro ilustraci významu parametru N_{CDF} a jejího vlivu na empirickou CDF je uveden Obr. 3.4, z něhož je zřejmé, že s rostoucím N_{CDF} se odhad empirické CDF stává hladší a přibližuje se k CDF teoretické.



Obrázek 3.4 Empirická (modrá linie) a teoretická (červená linie) CDF pro různé hodnoty N_{CDF} (nahore $N_{CDF}=7$, uprostřed $N_{CDF}=50$, dole $N_{CDF}=100$).

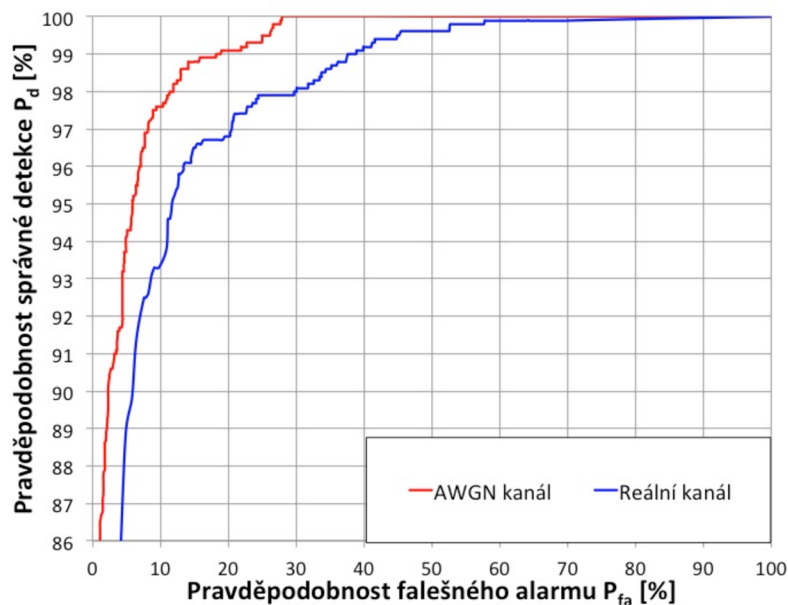
Průběh *ROC* křivek pro případ zkoumající závislost činnosti *KS* testu na N_{CDF} je na Obr. 3.5.



Obrázek 3.5 ROC křivky *KS* testu pro 8PSK signál pro různé N_{CDF} , SNR=0.5 dB.

Je možné zaznamenat, že i hodnoty $N_{CDF} = 7$ poskytují dostatečnou spolehlivost, která jen mírně degraduje na vyšších hodnotách P_d a P_{fa} v porovnání s větším počtem vzorků aproximace N_{CDF} .

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. 3.6.

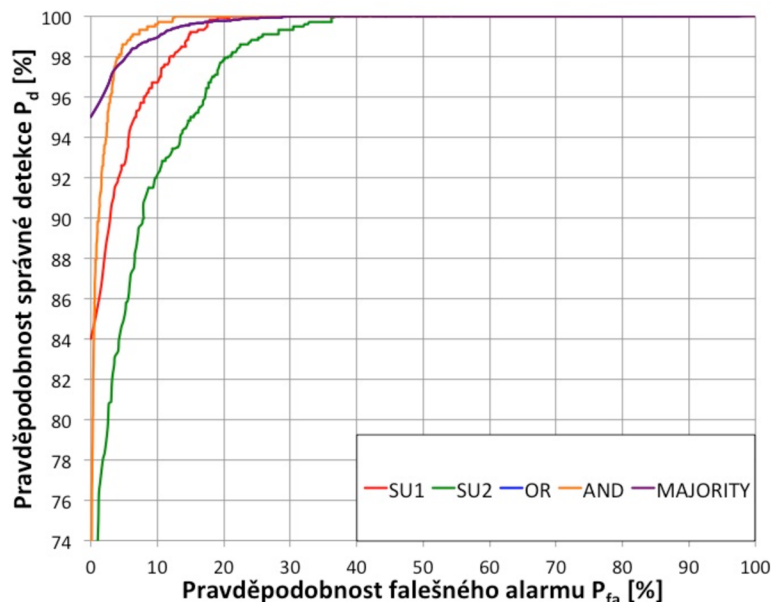


Obrázek 3.6 ROC křivky *KS* testu pro vstupní 8PSK signál pro AWGN a reálný kanál, SNR=0.5 dB.

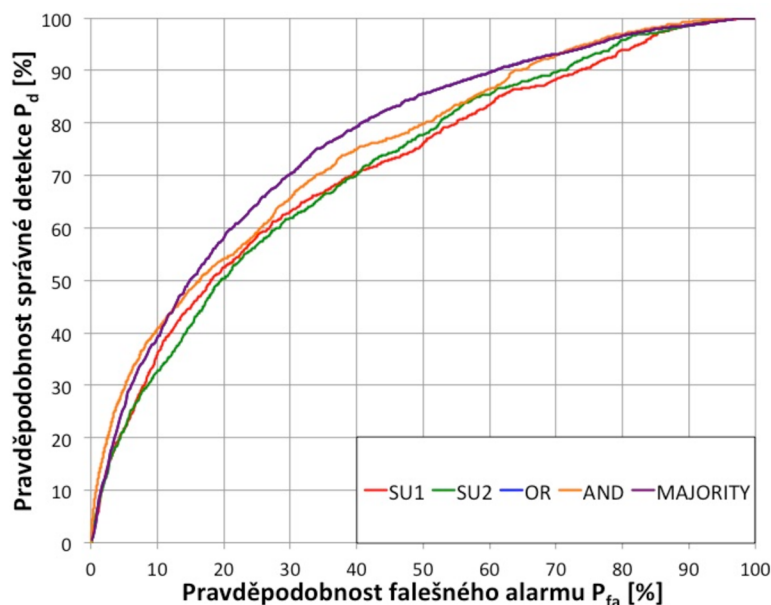
Jak se dalo očekávat čistý *AWGN* kanál vede na vyšší detekční schopnosti

detektoru než skutečný únikový kanál.

Následně bylo provedeno porovnávání kooperativního způsobu detekce se třemi nejpoužívanějšími fúzními pravidly *AND*, *OR* a *MAJORITY* a samostatné detekce jednotlivými uživateli a to jak pro *ED*, tak i pro *KS* test. *ROC* křivky pro dané případy jsou zobrazeny na Obr. 3.7 - 3.8.



Obrázek 3.7 ROC křivky KS testu pro 8PSK signál pro detekci jednotlivými SU a s využitím kooperativních pravidel OR/AND/MAJORITY metodami, SNR=0.5 dB.



Obrázek 3.8 ROC křivky ED pro 8PSK signál pro detekci jednotlivými SU a s využitím kooperativních pravidel OR/AND/MAJORITY metodami, SNR=0.5 dB.

Jak je možné vidět z obrázků všechna kooperativní pravidla vedou na lepší výkonnosti detekce než v případě detekce individuálními sekundárními uživateli. Pravidla *OR* a *MAJORITY* mají úplně identické *ROC* křivky a to z toho důvodu, že v

našem případě jsou použiti pouze dva uživatelé a proto pro rozhodování po pravidlu *MAJORITY* stačí, aby aspoň jeden z uživatelů detekoval přítomnost *PU*, stejně jak tomu je u pravidla *OR*. Naopak pro pravidlo *AND* všechny *SU* musí detekovat signál *PU*. Právě proto v případě *KS* testu *AND* pravidlo má horší výkonnost detekce na malých hodnotách P_{fa} , zatímco u *ED* pravidla *OR* a *MAJORITY* ukazují lepší detekční schopnost než pravidlo *AND* skoro pro všechny hodnoty P_{fa} . Jak je známo ze standardu IEEE 802.22 [35] je vyhovující kvalita *ROC* křivek stanovena pravděpodobností falešného alarmu $P_{fa} = 0.1$ a pravděpodobností správné detekce $P_d = 0.9$. Tyto podmínky splňují pro dané nastavení experimentu všechny detektory na základě *KS* testu (a i individuální SU_1 a SU_2), naopak *ED* pro úroveň $SNR = 0.5$ dB nevyhovuje těmto požadavkům pro žádný způsob detekce. Proto v dalším výzkumu hodnota SNR bude navýšena.

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. mezinárodní 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. 3.2) [73].

Tabulka 3.2 Modely kanálů podle ITU [73].

№	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

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

Jak je vidět z Tab. 3.2 *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. Každé z výše uvedených prostředí je definováno ve dvou variantách pro každé testovací prostředí: nízké zpoždění A_{ITU} a střední zpoždění B_{ITU} . Hodnoty těchto vícecestných zpoždění jsou shrnuty v Tab. 3.2.

Impulsní odezva h kanálu s vícecestným šířením může být vyjádřena podle rovnice (3.1).

$$h(t, \tau) = \sum_{i=1}^{N_{ITU}} c_i(t) \cdot \delta(\tau - \tau_i), \quad (3.1)$$

kde c_i představuje průměrný výkon odpovídající relativnímu zpoždění τ , N_{ITU} je počet cest.

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. 3.3). Signál FM byl zvolen vzhledem k tomu, že jedním z předpokládaných signálů *PU*, které je třeba detekovat, je signál bezdrátových mikrofonů [106].

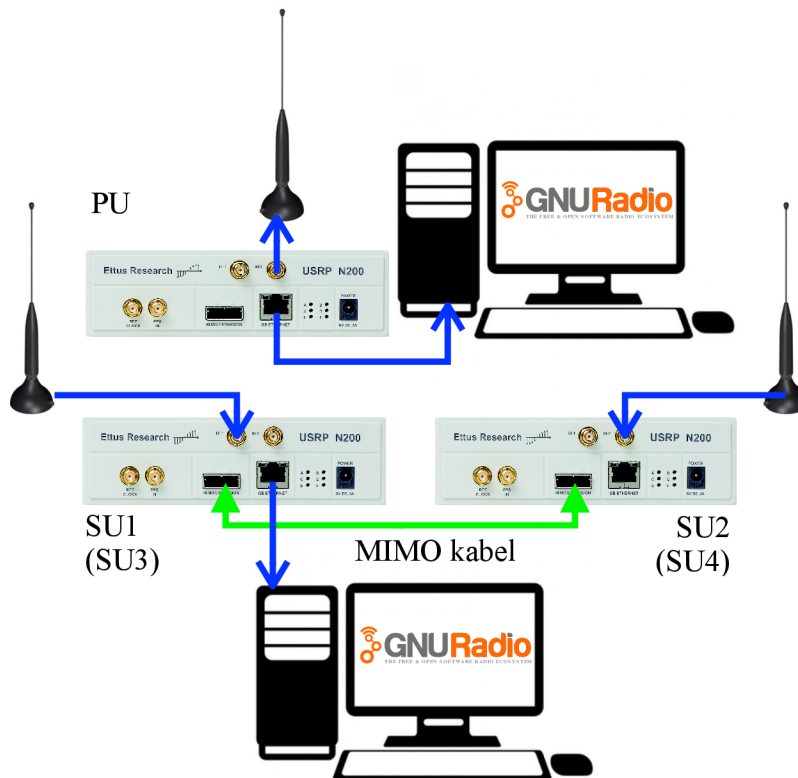
Tabulka 3.3 Parametry simulačního modelu [v4].

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 kapitole 3.2.3.

3.2.2 Experimentální testovací platforma

Experimentální testovací platforma pro porovnání činnosti snímání spektra v reálných kanálech s činností stejných metod v kanálu popsáném *ITU* modelem je modifikací platformy představené v kapitole 3.1.1 a je zobrazena na Obr. 3.9. Tento model byl prezentován na konferenci ConTEL 2015 [v5].



Obrázek 3.9 Testovací platforma ITU modelu.

Daná platforma se skládá z dvou *PC* a tří SW rádií *USRP N200*. Jedno z *USRP N200* působí jako *PU* a je připojeno k *PC* prostřednictvím gigabitového Ethernetového portu. Druhé *USRP N200*, které plní funkce SU_1 a SU_3 , je připojené k *PC* prostřednictvím gigabitového Ethernetového portu a dále přes *MIMO* kabel ke třetímu *USRP*, které pracuje jako SU_2 a SU_4 . Takto je vybudován jednoduchý 2×2 synchronizovaný systém pro zkoumání kooperativní metody sledování spektra.

Aby bylo možné realizovat dvě přijímací cesty v softwarových rádiích *USRP* pracujících jako sekundární uživatelé, je zde použit front-end *WBX* [63], zatímco v prvním *USRP*, které má za úkol pouze vysílání signálu je použit front-end *SBX* [63].

Vybudování čtyř odlišných kanálů mezi sekundárními uživateli a *PU* je realizováno pomocí buď venkovního (outdoor), anebo vnitřního (indoor) rozmístění antén.

Všechna *USRP* zařízení pracují v *TV WS* frekvenční oblasti. Primárním signálem je buď *8PSK* (jako příklad typického digitálně modulovaného signálu), anebo *FM* signál (odpovídající signálu bezdrátových mikrofónů) s šířkou pásma nastavenou na 200 kHz (tyto signály jsou generovány v Matlabu a jsou uloženy do datových souborů pro přenos prostřednictvím GNU Rádí). Pro experiment byl použit nosný kmitočet pro vysílání 474 MHz, což odpovídá jednomu z televizních kanálů (21. kanál). Tento kanál byl zvolen na základě apriorní znalosti o jeho neobsazenosti v době experimentu. Každý *SU* skenuje daný kanál dvakrát, nejprve v okamžiku kdy je kanál na dané frekvenci volný, poté tentýž kanál, ale za přítomnosti *PU*. Je třeba také zmínit, že i když je kanál v okamžiku skenování neobsazený, je možné předpokládat, že charakter přijímaného signálu není přesně typu bílého Gaussovského šumu, protože může obsahovat

interferencí ze sousedních pásem.

Na PC je spuštěn operační systém Fedora 16, aplikací pro zpracování signálů je volně dostupné GNU Radio Companion verze 3.7.2.1. Z aplikace GNU Radia jsou výsledky skenování spektra uloženy do datových souborů pro následné zpracování v SW Matlab. Analýza a porovnání výsledku jsou představeny v následující kapitole.

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

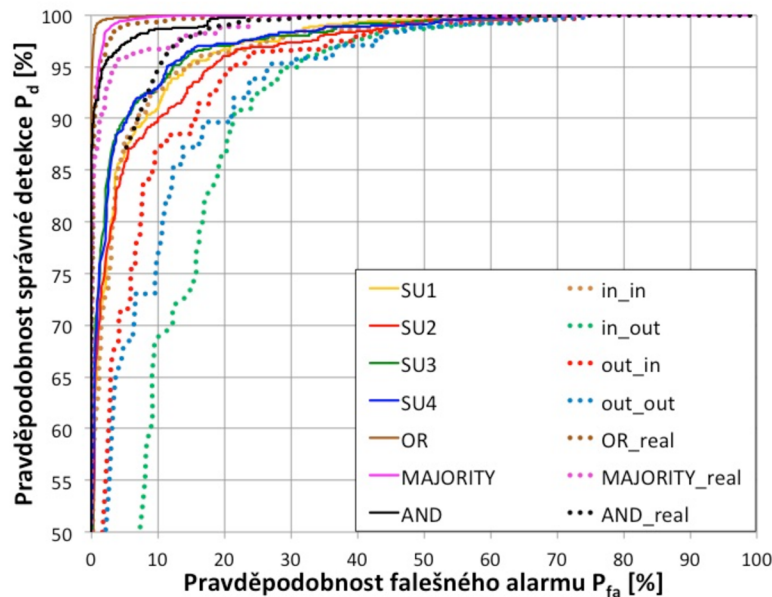
Podobně, jako tomu bylo v kapitole 3.1.2, lze porovnávat výkonnosti detektorů obou modelů (ITU na základě Matlabu a experimentální SDR platformy) pomocí ROC křivek.

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. 3.10-3.13. 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.

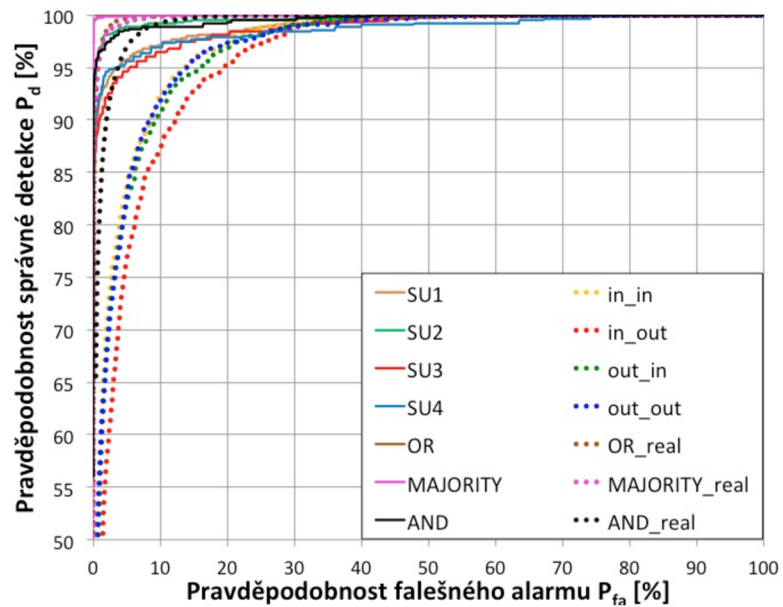
Je třeba poznamenat, že pro kanál s vnitřním umístěním PU a SU ROC křivky KS testu jsou blízko ROC křivkám kanálů simulovaných v Matlabu. Pravděpodobně důvodem je to, že podmínky měření v laboratoři byly téměř ideální (bez velkých interferencí zvenčí).

Následně byly porovnány ED a KS test. Dle Obr. 3.10-3.13 je možné poznamenat, že pro oba signály má ED lepší detekční výkonnost než KS test.

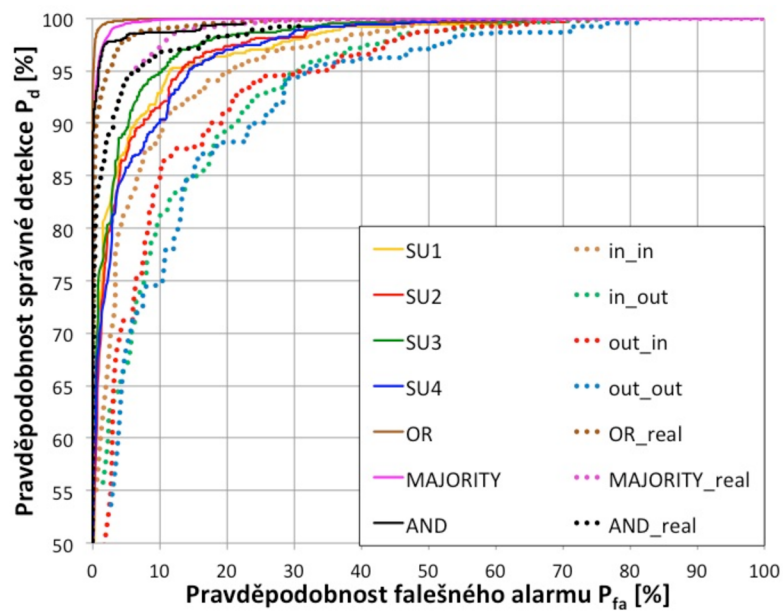
Poté bylo provedeno porovnávání kooperativního způsobu detekce se třemi nejpoužívanějšími fúzními pravidly AND, OR a MAJORITY a s výsledky samostatné detekce jednotlivými uživateli a to jak pro ED, tak i pro KS test. ROC křivky pro dané případy jsou zobrazeny opět na Obr. 3.10-3.13.



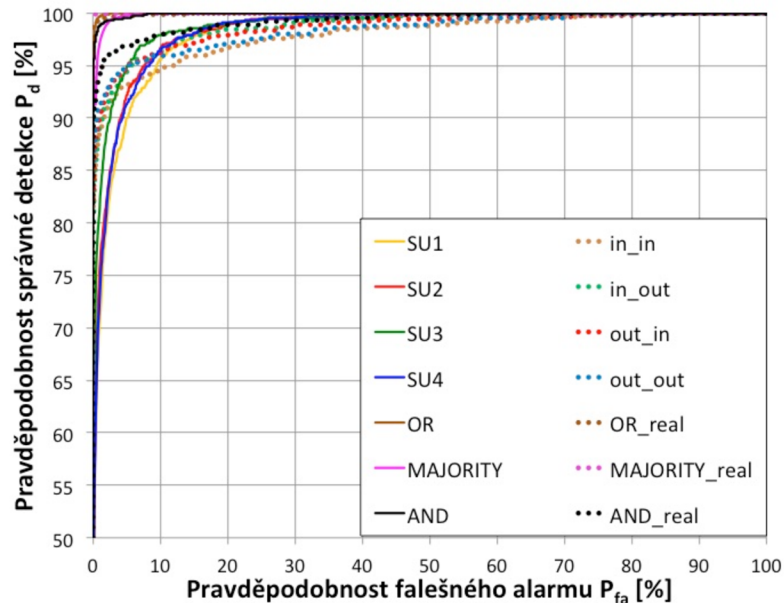
Obrázek 3.10 ROC křivky KS testu pro FM signál v reálných a simulovaných kanálech.



Obrázek 3.11 ROC křivky ED testu pro FM signál v reálných a simulovaných kanálech.



Obrázek 3.12 ROC křivky KS testu pro 8PSK signál v reálných a simulovaných kanálech.



Obrázek 3.13 ROC křivky ED testu pro 8PSK signál v reálných a simulovaných kanálech.

Jak je možné vidět z obrázků všechna kooperativní fúzní pravidla dosahují lepší výkonnosti detekce než při použití individuálních metod. A stejně jak tomu je v případě individuálního snímání spektra kooperativní metoda dosahuje lepších detekčních výsledků pro modelovaný kanál než pro reálně změřená data.

Pro danou konfiguraci přijímačů a metod dosahuje pravidlo *OR* nejlepší výkonnosti detekce a to z toho důvodu, že pro rozhodování po tomto pravidlu stačí aby aspoň jeden z uživatelů detekoval přítomnost *PU*, přičemž u pravidla *MAJORITY* je nutné aby aspoň polovina uživatelů (v našem případě víc než dva) detekovala primární signál. Naopak pro pravidlo *AND* musí signál *PU* detekovat všechny *SU*. Proto pravidlo *AND* ukazuje nejhorší detekční výkonnost.

Pro daný scénář nedosahují vyhovující kvality *ROC* křivek dle standardu IEEE 802.22 [35] uživatelé *SU₂*, *SU₃* a *SU₄* při použití *KS* testu pro *FM* a *8PSK* signály a uživatel *SU₂* při použití *ED* pro *FM* signál při využití experimentální testovací *SDR* platformy. Naopak podmínky definované dle IEEE 802.22 [35] splňují všechny detektory při detekci s využitím ITU modelu simulovaném v prostředí Matlab a kooperativní metoda detekce a to jak pro experimentální tak i pro Matlab modely.

3.3 Zhodnocení dílčí části

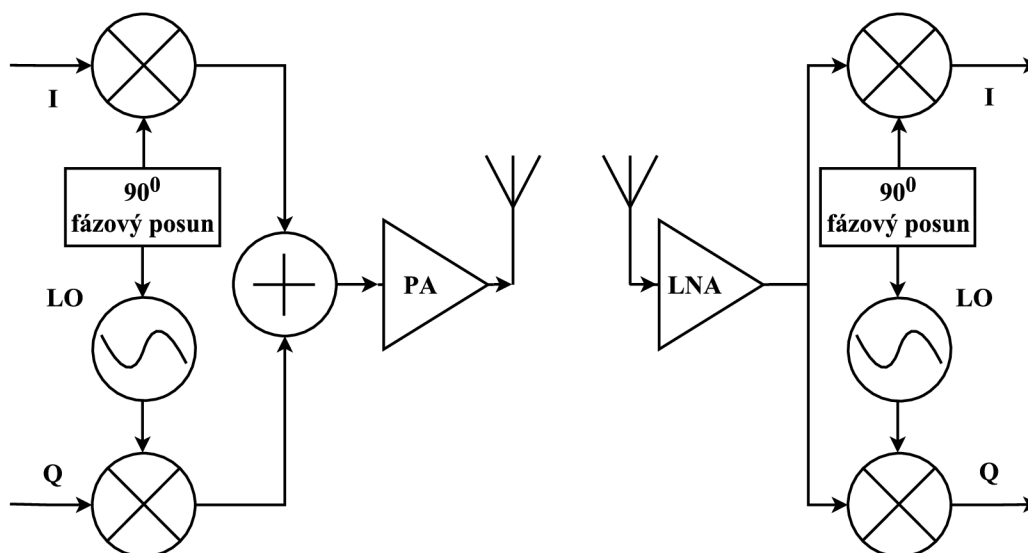
Na základě výsledků představených v této kapitole lze říci, že sledování spektra je ovlivněno mnoha faktory. Jedním z nejdůležitějších z nich je vliv reálných kanálů, resp. jejich simulovaných modelů. Výsledky měření pomocí *SDR* platformy takovou degradaci činnosti metody snímání spektra primárního signálu názorně ukazují. Dalšími faktory ovlivňujícími sledování spektra jsou vlastnosti samotného primární signálu, poměr signál/šum a výběr metody snímání. Experimentálně bylo prokázáno, že kooperativní způsob sledování spektra dosahuje větší výkonnosti správné detekce než individuální metody, ale vyžaduje organizaci spolupráce mezi sekundárními uživateli,

což vede k zvětšení požadavků na software a hardware.

Provedená podrobná analýza Kolmogorov-Smirnov 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.

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 [74], [75].

Na straně vysílače se signál zpracováváný 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 kvadraturního 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:

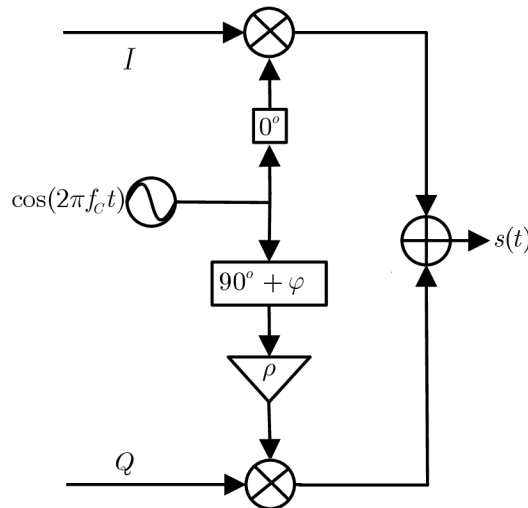
- amplitudová a fázová nesymetrie kvadraturního modulátoru a demodulátoru, tzv. IQ nesymetrie [75], [76],
- nelinearita výkonového zesilovače (*PA*) [77] - [82],
- fázový šum lokálního oscilátoru [86], [87],

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

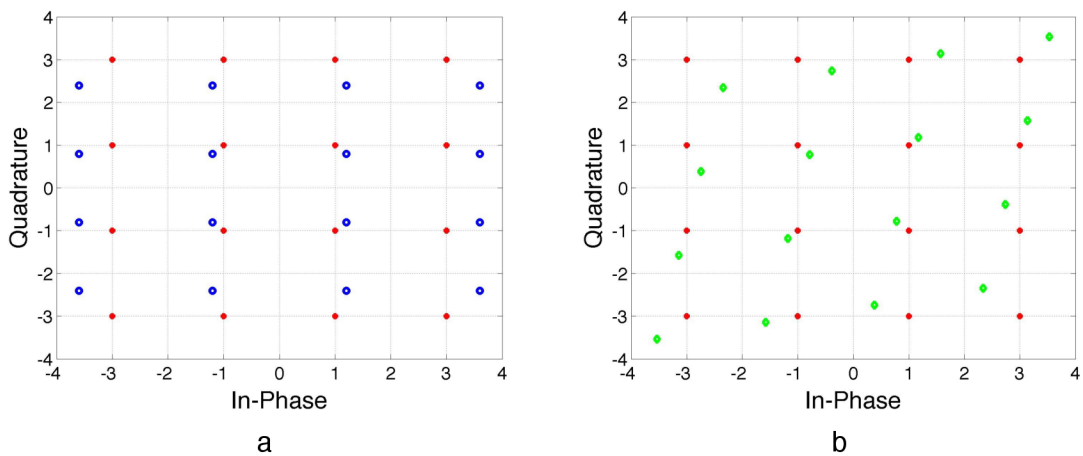
Amplitudová a fázová nesymetrie kvadrurního modulátoru a demodulátoru jsou nejčastějšími z vyskytujících se parazitních jevů v komunikačním řetězci. V ideálním vysílači I a Q větve mají stejné vlastnosti, ale vzhledem k výrobním tolerancím hardwaru dokonalá symetrie není dosažitelná a navíc fázový posun mezi kvadrurními porty není přesně 90° , viz Obr. 4.2 [75].



Obrázek 4.2 Schéma kvadrurního modulátoru s IQ nesymetriemi [75].

Amplitudová nesymetrie, jejíž vliv je ukázán na Obr. 4.3a modrými kroužky, způsobuje nepřesnou polohu bodů vzhledem k ideálnímu konstelačnímu diagramu (červené tečky na Obr. 4.3) ve smyslu rozestupování a seskupování bodů v osách I a Q.

Fázová nesymetrie, jejíž vliv je ukázán na Obr. 4.3b zelenými kosočtverci, způsobuje deformaci konstelačního diagramu od pravoúhlé soustavy (osy I a Q na sebe nejsou kolmé).



Obrázek 4.3 Nesymetrie kvadrurního modulátoru 16QAM signálu: a) amplitudová (modré kroužky), b) fázová (zelené kosočtverce), červené tečky - nezkreslený ideální IQ diagram.

Přijatý signál $r^{iq}(t)$, ovlivněný IQ nesymetriemi lze modelovat za předpokladu platnosti základních hypotéz (1.1) jako [76]:

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

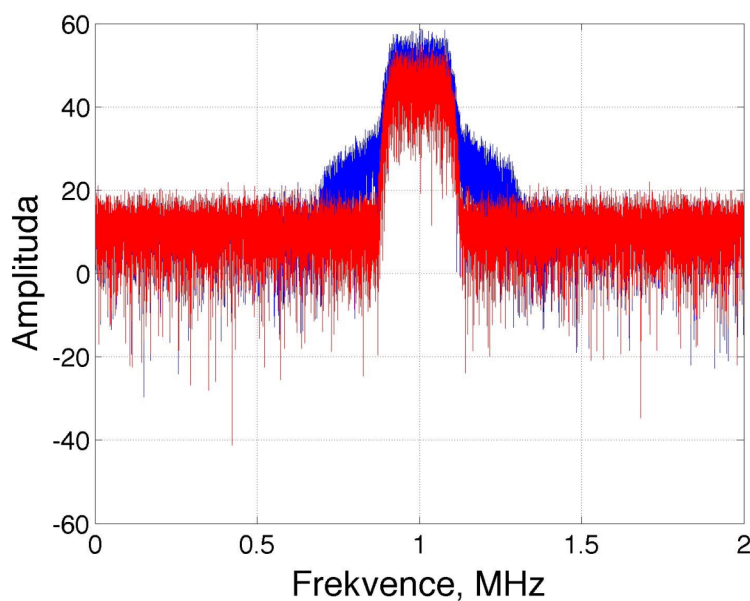
kde koeficienty IQ nesymetrie jsou definovány jako:

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

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

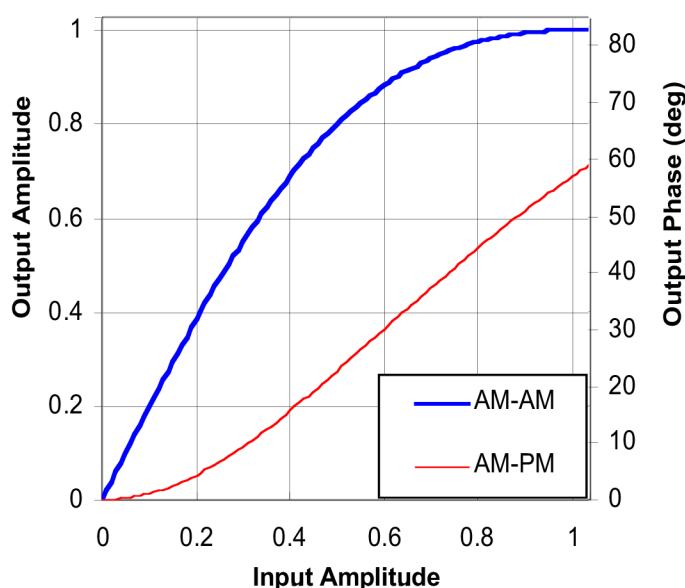
4.1.2 Nelinearita výkonového zesilovače

Nelinearita výkonového zesilovače, ale také nelinearita *LNA* (viz Obr. 4.4) výrazně ovlivňuje kvalitu přenášeného signálu a proto s velkou pravděpodobností mohou mít negativní dopad na činnost metody snímání spektra.



Obrázek 4.4 Spektra 64QAM signálu bez zesilovače (červený graf) a se zesilovačem (modrý graf).

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]. Obr. 4.5 graficky zachycuje tyto charakteristiky pro často používaný Salehův model nelineárního zesilovače bez paměti [78].



Obrázek 4.5 AM/AM a AM/PM charakteristiky Salehova modelu zesilovače.

V dizertační práci jsou analyzovány dva modely výkonových zesilovačů: Salehův model a model založený na Bussgangově teorému [79].

4.1.2.1 Salehův model výkonového zesilovače

Tento model výkonového zesilovače byl představen v [78]. Jedná se o jednoduchý statický model s nelineárním chováním, který může být přesně reprezentován pouze čtyřmi parametry.

Za předpokladu harmonického signálu na vstupu zesilovače:

$$x(t) = y(t) \cdot \cos[\omega_0 t + \psi(t)], \quad (4.3)$$

kde ω_0 představuje nosnou frekvenci, $y(t)$ a $\psi(t)$ jsou modulační obálka a fáze, může být výstupní signál zesilovače vyjádřen rovnicí:

$$s(t) = A[y(t)] \cos\{\omega_0 t + \psi(t) + \Phi[y(t)]\}, \quad (4.4)$$

kde $A(y)$ je funkcí y představující konverzi vstupní amplitudy na výstupní amplitudu (AM/AM), $\Phi(y)$ je funkce y představující konverzi vstupní amplitudy na výstupní fázi (AM/PM).

Každou z funkcí $A(y)$ a $\Phi(y)$ lze vyjádřit pomocí dvou koeficientů [78]:

$$A(y) = \frac{\alpha_a y}{1 + \beta_a y^2}, \quad \Phi(y) = \frac{\alpha_\phi y^2}{1 + \beta_\phi y^2}, \quad (4.5)$$

Náležitý výběr amplitudových a fázových koeficientů (α_a , α_ϕ , β_a , β_ϕ) může

poskytnout vhodný model daného zesilovače. Různé hodnoty koeficientů byly testovány v [78] a na základě těchto analýz v dané práci se používají následující: $\alpha_a = 2$, $\alpha_\varphi = 1.0472$, $\beta_a = 1$, $\beta_\varphi = 1$.

4.1.2.2 Model výkonového zesilovače založený na Bussgangově teorému

Za předpokladu, že se používá velký počet subnosných, lze vstupní signál zesilovače považovat za komplexní Gaussovský proces. Proto výstupní signál zesilovače může být aproximován pomocí Bussgangova teorému jako [79]:

$$s(t) = x(t) \cdot \alpha_{PA} + w(t), \quad (4.6)$$

kde α_{PA} je činitel zesílení a $w(t)$ je šum s rozptylem σ_w^2 . Zkreslení amplitudy a fáze a nelineární zkreslení vlivem šumu jsou tak tedy modelovány dvěma parametry nelinearity, které lze definovat [79]:

$$\alpha_{PA} = 1 - \exp(-IBO) + \sqrt{2\pi} \cdot IBO \cdot Q(2IBO), \quad (4.7)$$

$$\sigma_w^2 = \sigma_s^2 (1 - \alpha^2 - \exp(-IBO)), \quad (4.8)$$

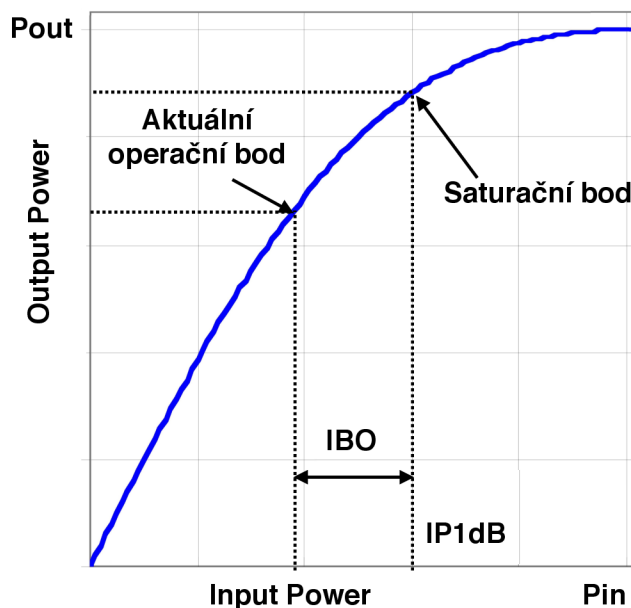
kde $IBO = -10 \log_{10}(P_{in}/P_{in}^{1dB})$ a σ_s^2 je rozptyl signálu. *IBO (Input power Back-off)* zobrazuje hodnotu průměrného snížení vstupního výkonu ve srovnání s úrovní nasycení (viz kapitola 4.1.2.3).

4.1.2.3 Metody linearizace výkonového zesilovače

Pro omezení vlivu nelinearit zesilovače na přenášený signál bylo navrženo množství linearizačních metod [80], [81], [82]. Byl také započat výzkum vlivu nelinearit na snímání spektra [80], [81], [82]. Tyto studie prokazují nutnost využívání linearizačních metod.

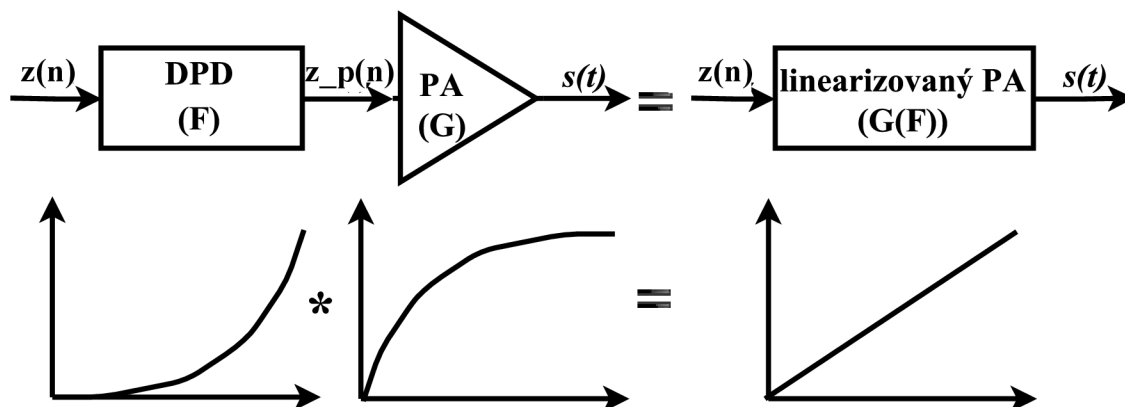
V dané práci se aplikují dvě linearizační techniky: regulace úrovně výkonu vstupního signálu výkonového zesilovače (změna *IBO*) a digitální předzkreslovač (*Digital PreDistortion - DPD*).

Metoda založená na změně *IBO* spočívá v posunutí pracovního bodu zesilovače tak, aby bylo zajištěno to, že zesilovač pracuje v lineární oblasti (viz Obr. 4.6). Avšak vysoké hodnoty *IBO* vedou na nízkou účinnost zesilovače., Proto je volba *IBO* hledáním kompromisu mezi účinností a linearitou.



Obrázek 4.6 Význam IBO znázorněný na grafu AM/AM charakteristiky Salehova modelu zesilovače.

Princip digitálního předzkreslení (DPD) je graficky znázorněn na Obr. 4.7. *DPD* je umístěn před výkonovým zesilovačem a má nelineární charakteristiku inverzní k charakteristice zesilovače, proto celkové schéma vede na lineární charakteristiku.



Obrázek 4.7 Architektura digitálního předzkreslení (DPD).

Jedním z nejčastěji používaných metod DPD je předzkreslovač na bázi *LUT* (*Look-Up-Table*) V dané práci byl aplikován DPD představený v [83].

Výstupní signál předzkreslovače z_p v časový okamžik n lze definovat v [83]:

$$z_p(n) = z(n)f_{pre}(i), \quad (4.9)$$

kde $f_{pre}(i)$ je obsah i -té buňky *LUT* reprezentující inverzní charakteristiku zesilovače a $z(n)$ je vzorek modulovaného signálu v základním pásmu.

Vzhledem k tomu, že se kompenzuje zkreslení jak amplitudy tak i fáze, obsahem *LUT* jsou komplexní čísla. Adresaci *LUT* lze řešit buď pomocí okamžitého modulu signálu nebo jeho okamžitého výkonu. Pro lepší linearizaci se často používá lineární

nebo kubická [84] interpolace položek *LUT*. Adaptace charakteristiky předzkreslovače může být založena například na metodě nepřímého učení rekurzivní metodou nejmenších čtverců (*Recursive Least Squares - RLS*) [85]. Možnou adaptaci předzkreslovače lze zapsat rovnicí [83] pro N_{DPD} vzorků signálů:

$$f_{pre}(i) = \frac{\sum_{l=1}^{N_{DPD}} z(l)z_a(l)}{\sum_{l=1}^{N_{DPD}} |z_a(l)|^2}, \quad (4.10)$$

kde z_a je výstup zesilovače a z je výstup digitálního modulátoru (vstup zesilovače).

4.1.3 Fázový šum lokálního oscilátoru

Fázový šum je parazitní vlastnost harmonického oscilátoru, která odpovídá změnám průchodu signálu nulou oproti ideálnímu harmonickému průběhu [86], [107]. Výstupní signál oscilátoru lze matematicky definovat jako [87]:

$$x(t) = A \cdot \sin(2\pi f_0 t + \psi_{phn}(t)), \quad (4.11)$$

kde A je amplituda signálu (aditivní amplitudový šum oscilátoru je možno zanedbat [108]), f_0 je nominální frekvence kmitů oscilátoru a $\psi_{phn}(t)$ představuje multiplikativní fázový šum.

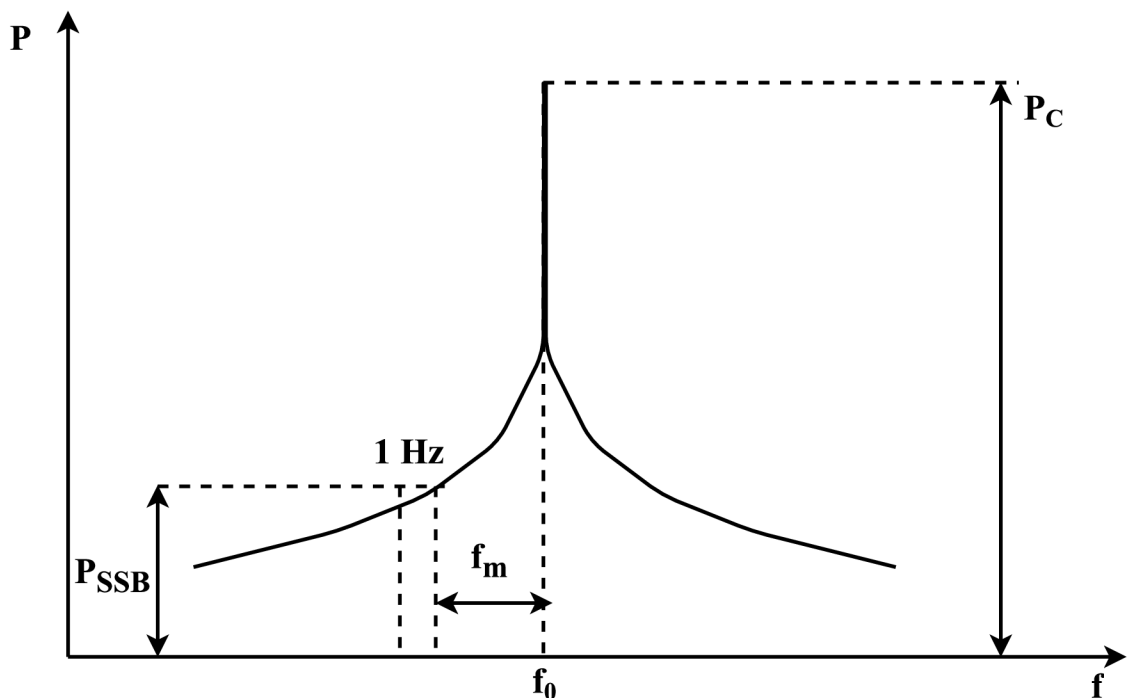
Při malých změnách fáze $\psi_{phn}(t)$ se vztah (4.11) projevuje jako náhodná fázová modulace s malým zdvihem. Proto výstupní signál oscilátoru je možné pomocí zjednodušení a matematických úprav uspořádat do komplexního tvaru [87]:

$$x(t) \cong A \cdot \left([\cos(2\pi f_0 t) - \psi_{phn} \sin(2\pi f_0 t)] + j[\sin(2\pi f_0 t) + \psi_{phn} \cos(2\pi f_0 t)] \right), \quad (4.12)$$

Jedním ze způsobů kvantitativního hodnocení fázového šumu je metoda založena na zobrazení výstupního signálu v kmitočtové oblasti (viz Obr. 4.8). 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 [86]:

$$\alpha_{dB}(f_m) = 10 \log \frac{P_{SSB}}{P_C}, \quad (4.13)$$

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 4.8 Fázový šum [86].

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 [45], [88], [108]:

$$P_{sen} = P_{RS} + NF + SNR_{min} + M_{mar} \quad (4.14)$$

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 (4.15):

$$P_{RS,dBm} = kTB \quad (4.15)$$

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

Citlivost přijímače je definována CRN standardy, například IEEE 802.22 standard uvádí následující hodnoty: pro bezdrátové mikrofony (šířka pásma $B = 0.2$ MHz) je to -116 dBm a pro LTE signál (šířka pásma $B = 1.4$ MHz) je to -106.5 dBm [35].

Obecně je známo, že snížení šumového čísla o 1 dB má přibližně stejný účinek, jako zvětšením průměru antény pro satelitní přijímač o 40% [89]. Z čeho vyplývá to, že šumové číslo přijímače je jedním z nejdůležitějších parametrů, které mohou mít dopad na jeho citlivost a architekturu. Proto se tato práce zaměřuje i na zkoumání vlivu šumového čísla přijímače na metody snímání spektra (citlivost).

Vzhledem k tomu, že téměř každý přijímač je kaskádou elementů, lze pro výpočet

šumového čísla použít Friisův vztah [108]:

$$F_{sys} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_n} \quad (4.16)$$

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 šumový činitel vyjádřený v decibelech (4.17):

$$NF = 10 \log_{10}(F_{sys}) \quad (4.17)$$

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].

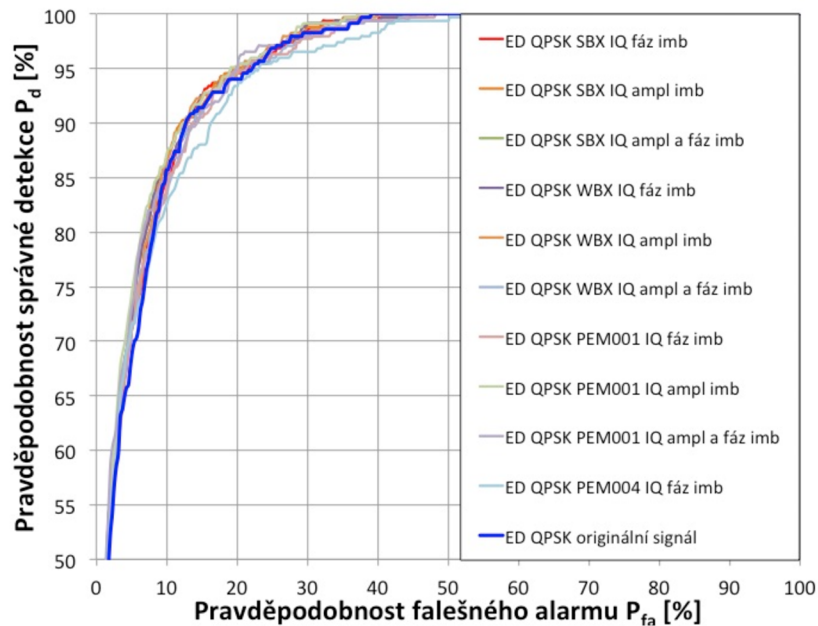
Model front-endu-modulátoru	Fázová nesymetrie (stupně)	Amplitudová nesymetrie (dB)
SBX - ADL5375	od -0.51 do 1.7	od -0.7 do 0.11
WBX - ADL5385	od -0.33 do 2.6	od -0.03 do 0.05
Pasternack PEM001	3	1
Pasternack PEM004	5	1

V případě IQ nesymetrií bude práh z (1.9) pro energetický detektor modifikován na γ^{iq} [90]:

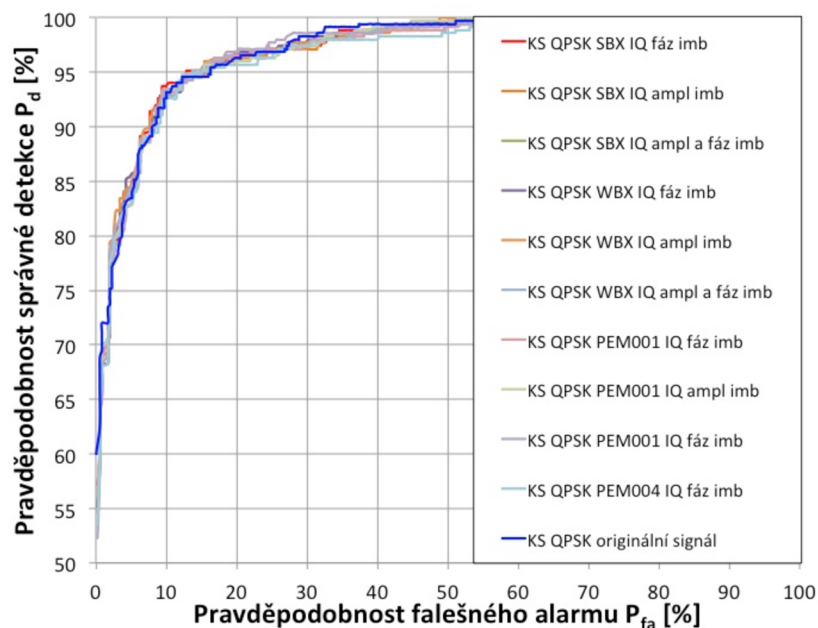
$$\gamma^{iq} = k_{\mu} \cdot \sigma_w^2 + \frac{Q^{-1}(P_{fa}) \cdot k_{\mu} \cdot \sigma_w^2}{\sqrt{N}} \quad (4.18)$$

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. 4.9-4.10).



Obrázek 4.9 ROC křivky ED pro QPSK signál reálných front-endů, SNR=3 dB.



Obrázek 4.10 ROC křivky KS pro QPSK signál reálných front-endů, SNR=3 dB.

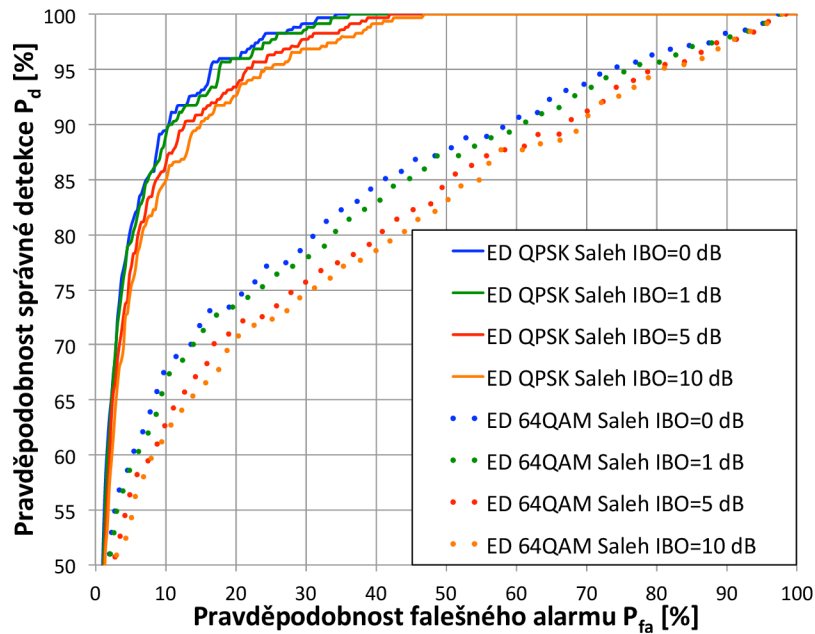
Jak je vidět z obrázků pro oba detektory pravděpodobnost detekce s využitím front-endů s amplitudovou, fázovou a amplitudovou a fázovou nesymetrií se významně nemění ve srovnání s ideálním front-endem (tmavě modrá čára), s výjimkou případu s *PEM004* vysílačem, který má o něco horší výkonnost pro energetický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

Proto lze tvrdit, že moderní precizní front-endy mají parametry fázových a amplitudových imbalancí, které příliš neovlivňují funkčnost metody snímání spektra, s výjimkou případů kdy hodnoty fázové nesymetrie jsou větší 5 stupňů a amplitudové

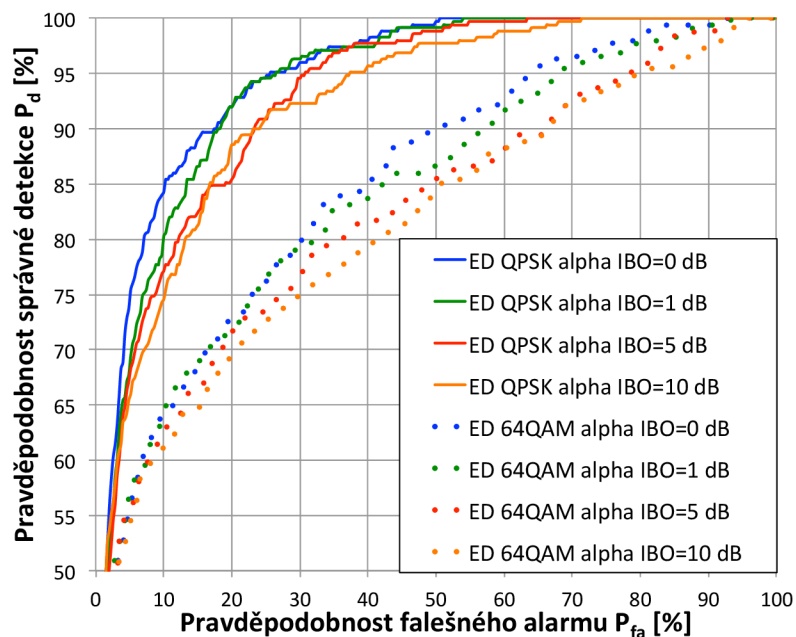
nesymetrie nepřesahují 1 dB (jako např. *PEM004*). Toto zjištění je v souladu s výsledky uvedenými v [90], kde je ale ze současného pohledu uvažován příliš velký rozsah nesymetrií.

4.2.2 Nelinearita výkonového zesilovače

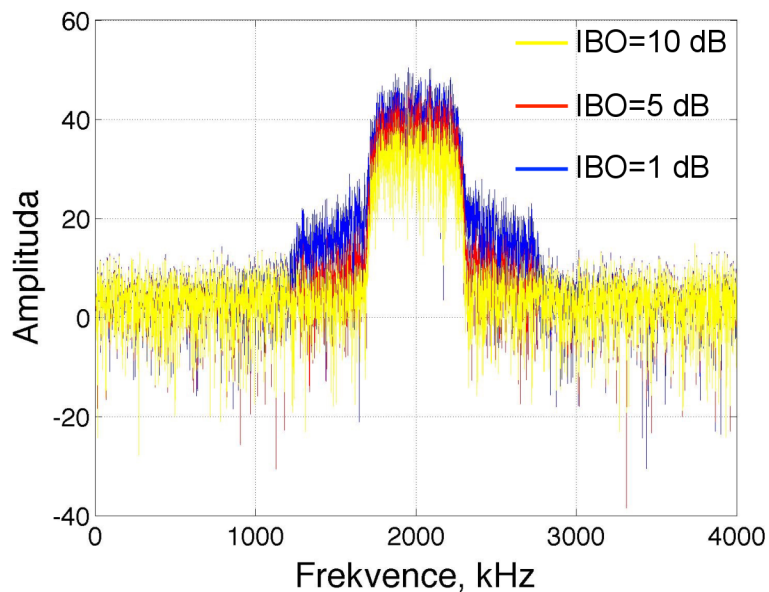
Následně byl v [v6] prozkoumán vliv nelinearity výkonového zesilovače na snímání spektra. Výsledky jsou znázorněny na Obr. 4.11-4.12. Pro modelování vlivu nelinearit na signály byly použity dva přístupy - modelování zesilovačů pomocí Salehova modelu a modelování výstupu nelineárního prvku s využitím Bussgangova teorému. 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 (viz Obr. 4.13). Proto je třeba najít kompromis mezi linearizací (hodnotou *IBO*) a interferencemi na sousední uživatele.



Obrázek 4.11 ROC křivky ED pro QPSK a 64QAM signály s šířkou pásma 0.2 MHz Salehova modelu zesilovače, SNR=3 dB.

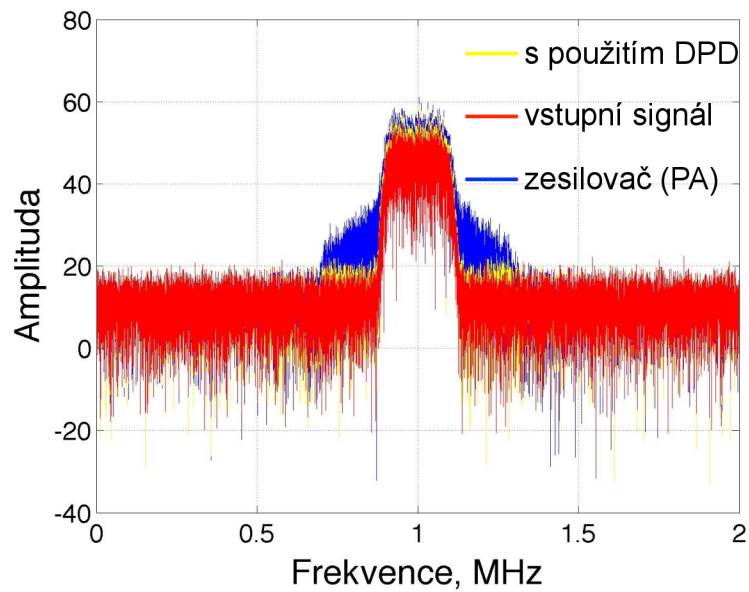


Obrázek 4.12 ROC křivky ED pro QPSK a 64QAM signály s šířkou pásma 0.2 MHz modelu zesilovače na bázi Bussgangvé věty, SNR=3 dB.



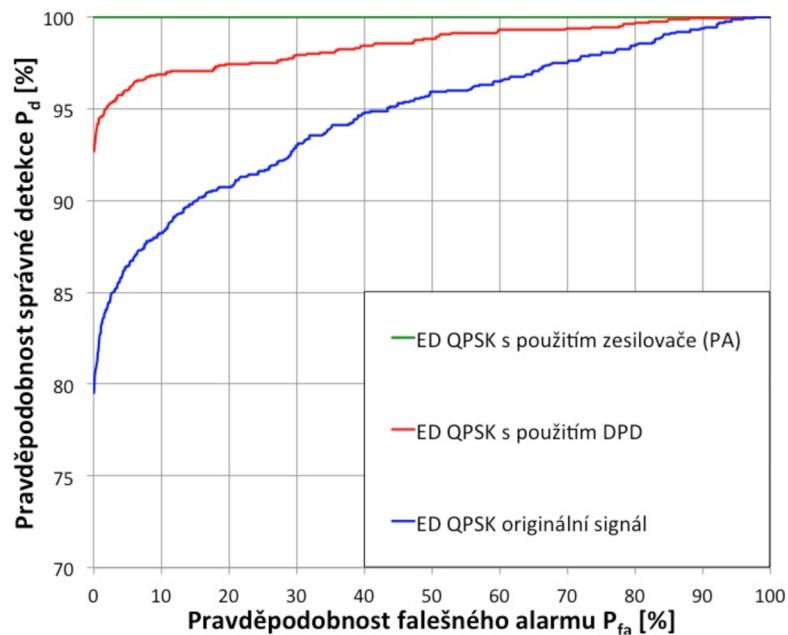
Obrázek 4.13 Spektra QPSK signálů pro Salehův model zesilovače a různé hodnoty IBO.

Následně byla zkoumána linearizační metoda digitálního předzkreslení na bázi *LUT*. Na Obr. 4.14 lze pozorovat spektra vstupního signálu (červený) a výstupních signálů s aplikovaným *DPD* (žlutý) a bez něho (modrý).



Obrázek 4.14 Spektra 64QAM signálů na výstupu Salehova modelu zesilovače s použitím DPD.

Vliv této metody linearizace na výkonnost energetického detektoru názorně ukazují ROC křivky na Obr. 4.15.



Obrázek 4.15 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* výkonnost 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.

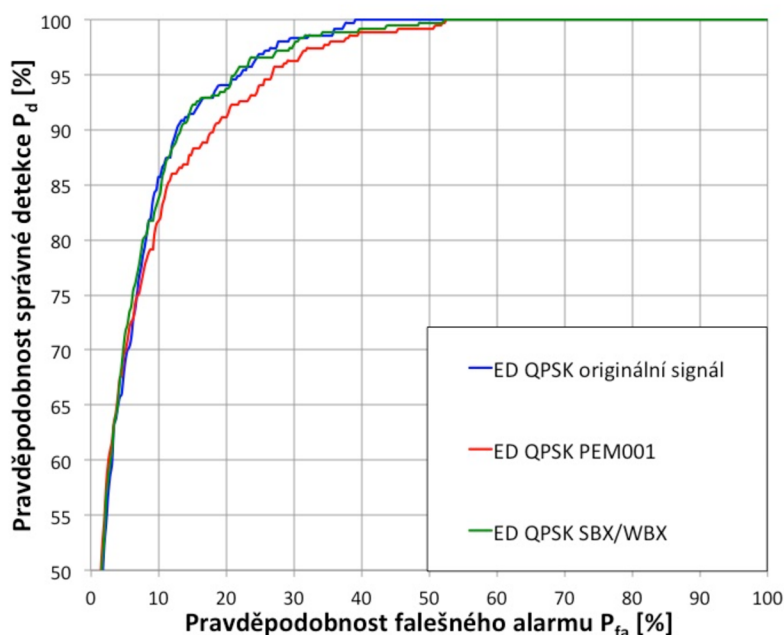
4.2.3 Fázový šum lokálního oscilátoru

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.

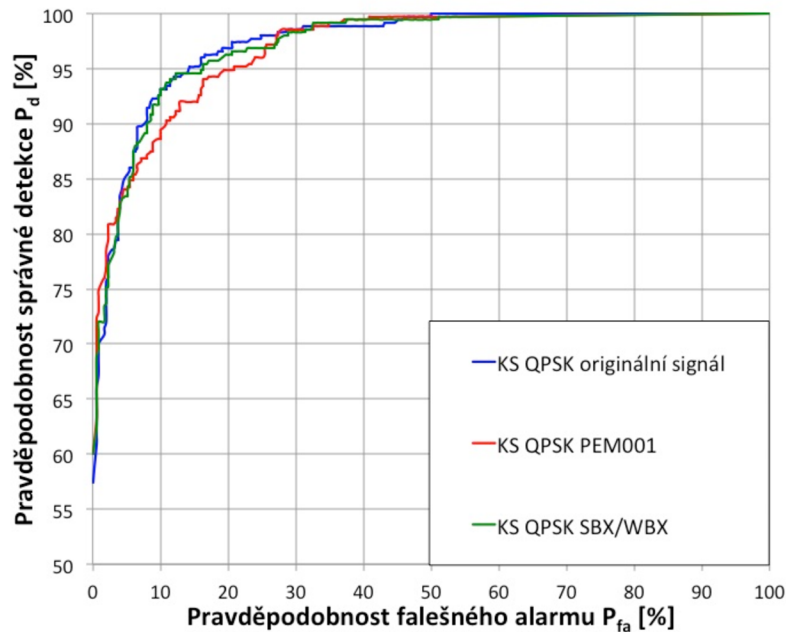
Tabulka 4.2 Parametry fázového šumu front-endů [63], [91].

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. 4.16-4.17 prezentují s odpovídajícími ROC křivkami.



Obrázek 4.16 ROC křivky ED pro QPSK signál s šířkou pásma 0.2 MHz s fázovým šumem, SNR=6 dB.



Obrázek 4.17 ROC křivky KS testu pro QPSK signál s šířkou pásma 0.2 MHz s fázovým šumem, SNR=6 dB.

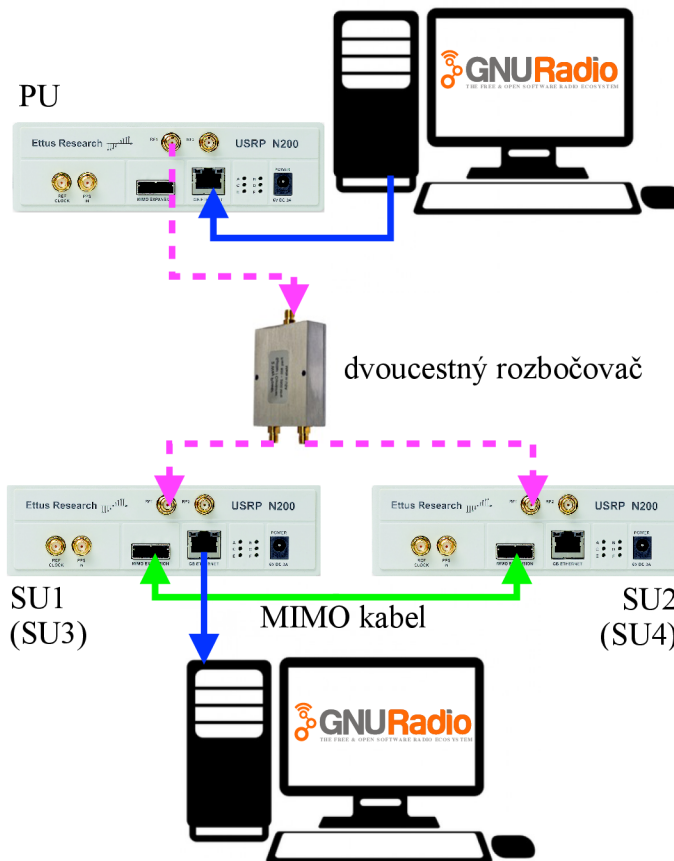
Jak je vidět z obrázků pro oba detektory k softwarovému rádiu USRP (*SBX* a *WBX*) pravděpodobnost detekce (zelená čára) se významně nemění ve srovnání s ideálním front-endem (tmavě modrá čára), naopak v případě *PEM001* vysílače (červená čára), detekční schopnost obou detektorů klesá. Proto lze tvrdit,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

Mimo snímání vlivu jednotlivých parazitních vlastností vysílače s využitím matematického modelování v programu MATLAB bylo realizováno i měření pomocí laboratorních experimentů na bázi reálného *softwarově definovaného rádia* s využitím tří běžně používaných front-endů od Ettus Research™ (*SBX*, *WBX*, *TVRX2*).

4.2.4 Šumové číslo přijímače

4.2.4.1 Experimentální testovací SDR platforma pro zkoumání vlivu citlivosti přijímače na metody snímání spektra

Experimentální testovací platforma pro zkoumání vlivu citlivosti přijímače je zobrazena na Obr. 4.18. Spolu s dosaženými výsledky měření byla prezentována na konferenci IWSSIP 2015 [v7] a je opět modifikací platformy představené v kapitole 3.2.2.



Obrázek 4.18 Testovací SDR platforma pro zkoumání citlivosti přijímače.

Navržená platforma se skládá z dvou *PC* a tří SW rádií *USRP N200*. Jedno z *USRP N200* působí jako *PU* a je připojeno k *PC* prostřednictvím gigabitového Ethernetového portu. Druhé *USRP N200*, které plní funkce *SU₁* a *SU₃*, je připojené k *PC* prostřednictvím gigabitového Ethernetového portu a dále přes *MIMO* kabel ke třetímu *USRP*, které pracuje jako *SU₂* a *SU₄*. Takto je vybudován jednoduchý *2X2* synchronizovaný systém pro zkoumání kooperativní metody snímání spektra.

V prvním *USRP*, které má za úkol pouze vysílání signálu, je použit front-end *WBX*. Sekundární uživatelé využívají různé front-endy: *SU₁* – *WBX* č. 1, *SU₂* – *WBX* č. 2, *SU₃* – *SBX* a *SU₄* – *TVRX2* [63].

Aby bylo možné porovnávat citlivost přijímačů, je zde použit dvoucestrný Wilkinsonův rozbočovač [92] (dvoucestrný rozbočovač na Obr. 4.18). Tento rozbočovač je připojen k vysílacímu a přijímacím *USRP* zařízením pomocí *SMA* (*SubMiniature version A*) koaxiálních kabelů [63].

Všechna *USRP* zařízení pracují ve frekvenční oblasti TV pásma. Primárním signálem je buď *8PSK*, anebo *FM* signál s šířkou pásma nastavenou buď na 200 kHz nebo 1.4 MHz (tyto signály jsou generovány v Matlabu a jsou uloženy do datových souborů pro následný přenos prostřednictvím GNU Rada). Pro experiment byl použit nosný kmitočet pro vysílání 850 MHz, což odpovídá jednomu z televizních kanálů (68. kanál). Tento kanál byl zvolen na základě apriorní znalosti o jeho neobsazenosti v době experimentu. Každý *SU* skenuje daný kanál dvakrát, nejprve v okamžiku kdy je kanál na dané frekvenci volný (*PU* realizované pomocí nevysílá), poté tentýž kanál, ale za

přítomnosti signálu *PU*. Je třeba také zmínit, že i když je kanál v okamžiku skenování neobsazený, je možné předpokládat, že charakter přijímaného signálu není přesně typu bílého Gaussovského šumu, protože může obsahovat například interference ze sousedních pásem.

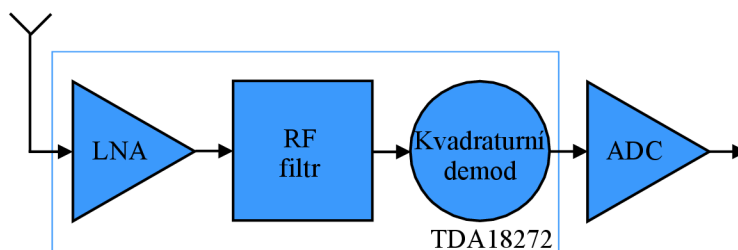
Na *PC* je spuštěn operační systém Fedora 16, aplikací pro zpracování signálů je volně dostupné GNU Radio Companion verze 3.7.2.1. Z aplikace GNU Radia jsou výsledky skenování spektra uloženy do datových souborů pro následné zpracování v SW Matlab. V následujících kapitolách je představena analýza citlivosti všech použitých přijímačů.

4.2.4.2 Výpočet šumových čísel přijímačů

Jak jejíž bylo zmíněno v kapitole 4.1.4 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.

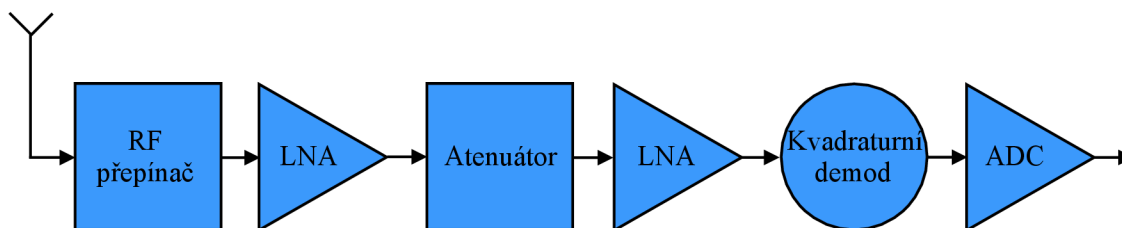
Přijímač front-endu *TVRX2* má nejjednodušší architekturu ze všech vybraných desek (viz Obr. 4.19).



Obrázek 4.19 Blokové schéma TVRX2 (vstup RX1).

Daný front-end má dva vstupy: RX1 a RX2 (v této práci byl použit RX1). Signál přijatý přes vstup RX1 prochází přes hybridní křemíkový tuner TDA18272. Tento tuner se skládá z nízkošumového zesilovače (*Low Noise Amplifier - LNA*), který pomáhá zlepšit SNR signálu, radiofrekvenčního filtru (*RF filtr*), který vybírá užitečný kanál v rozsahu od 50 MHz do 860 MHz, kvadrurního demodulátoru (*Kvadrurní Demodulátor*) pro nekoherentní přímou přeměnu signálu cílového kanálu do I a Q komponent v základním pásmu. Dále signál prochází analogově-digitální převodník (*Analog-to-Digital Converter - ADC*). TDA18272 má největší vliv na celkové šumové číslo. Vzhledem k tomu, že ostatní prvky mají nízké hodnoty vloženého útlumu, lze předpokládat, že celkové šumové číslo se rovná šumovému číslu TDA18272 (tedy v datasheetu uvedené hodnotě 5 dB).

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. 4.20.



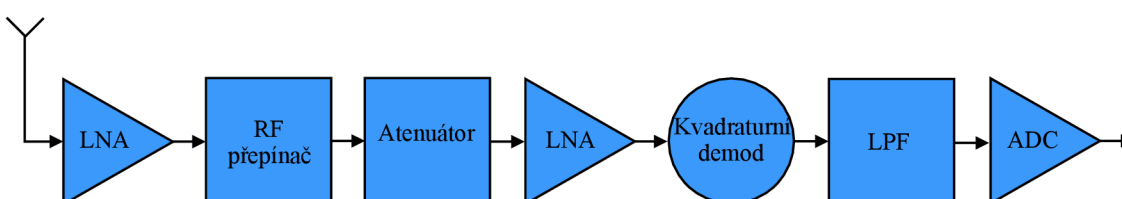
Obrázek 4.20 Blokové schéma WBX (vstup RX2).

WBX má také dva vstupy: TX/RX1 a RX2 (v experimentu se používá poslední z nich). Signál prochází RF přepínačem, který vybírá kanál v rozsahu od 50 MHz do 2.2 GHz, poté nízkošumovým zesilovačem (*LNA*). Dále signál prochází digitálním atenuátorem druhým *LNA* a analogově-digitální převodník (*ADC*) signál převádí do číslicové podoby. Všechny tyto prvky obvodu mají určité hodnoty šumového čísla. Celkové šumové číslo obvodu se vypočítá podle rovnice (4.16) a (4.17). Tab. 4.3 pak shrnuje data jednotlivých komponent front-endu.

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

N _o	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. 4.21).



Obrázek 4.21 Blokové schéma SBX (vstup RX2).

Na začátku signál prochází nízkošumovým zesilovačem (*LNA*), poté RF přepínačem filtrem který vybírá užitečné pásmo od 400 MHz do 4.4 GHz. Následně v obvodu stojí digitální atenuátor a druhý *LNA*. Následuje kvadraturní demodulátor stejný jako v front-endu *WBX*. Filtr typu dolní propust (*Low Pass Filter – LPF*) filtruje signál na vstupu *ADC*. Tabulka (Tab. 4.4) uvádí parametry komponent pro výpočet celkového šumového.

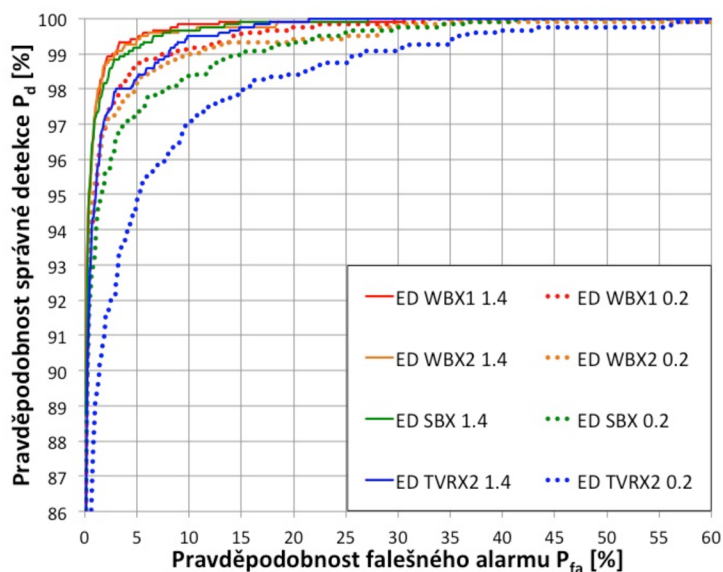
Tabulka 4.4 Komponenty front-endu SBX a výpočet šumového čísla [v7].

№	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			

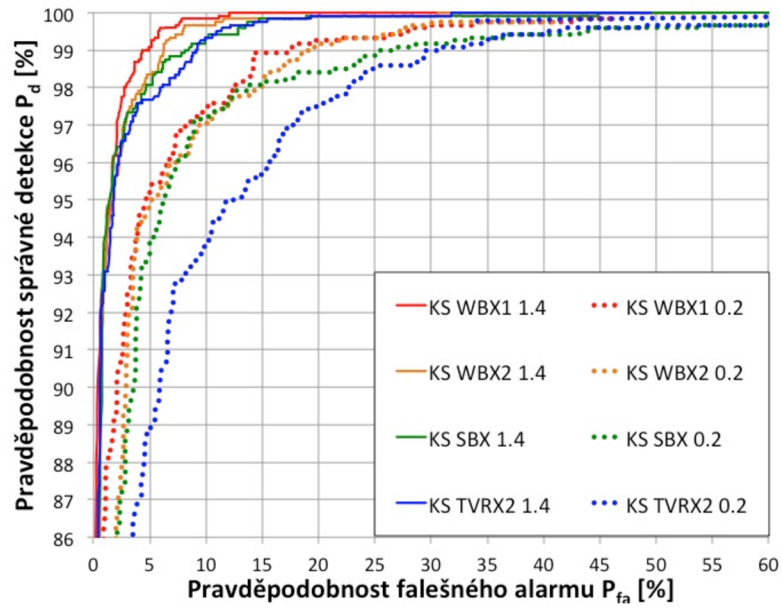
Výše uvedené výpočty říkají, že *WBX* deska má nejnižší šumové číslo (1.53 dB), *SBX* má ho mírně vyšší (2.48 dB) z důvodu prvního prvku v obvodu s vysokým šumovým číslem (LNA MGA82563 má NF=2.2 dB). Hodnota šumového čísla *TVRX2* front-endu je 5 dB a je nejvyšší ze všech. Vliv použitého front-endu s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

4.2.4.3 Výsledky zkoumání vlivu použitého přijímače na metody snímání spektra získané pomocí experimentální testovací SDR platformy

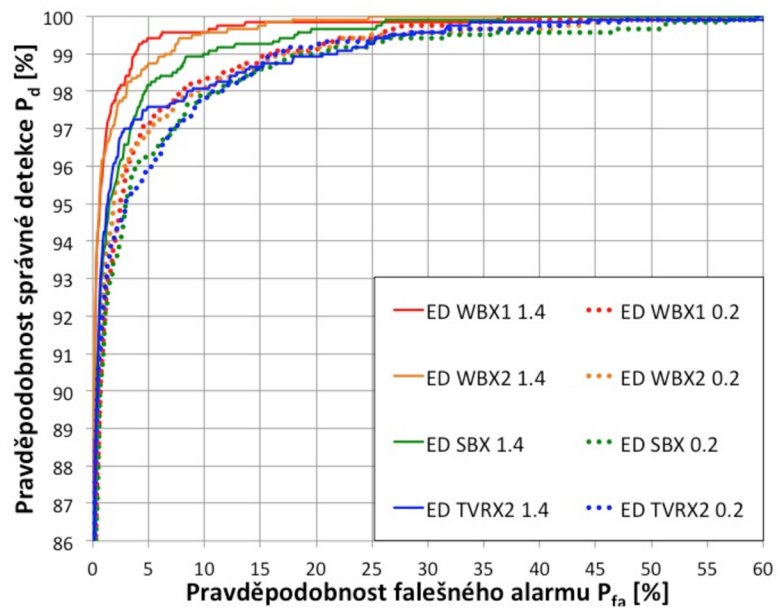
Podobně, jako tomu bylo v předcházejících kapitolách, citlivosti metod snímání spektra jsou porovnány pomocí *ROC* křivek. Závislost výkonnosti detekce každého front-endu na šumovém čísle byla analyzována pro dva signály (8PSK, *FM*) se dvěma šířkami pásma (200 kHz a 1.4 MHz) a dvě metody snímání spektra (*ED* a *KS* test). Výsledky jsou graficky zachyceny na Obr. 4.22-4.25.



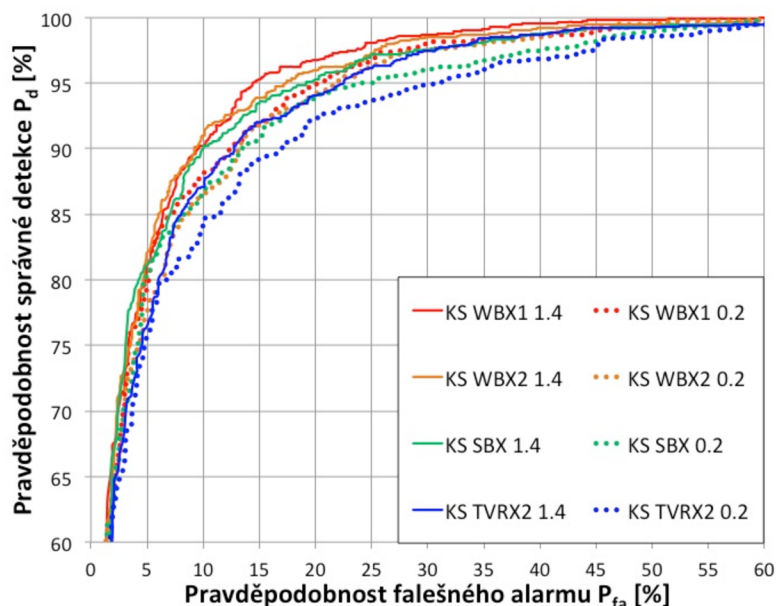
Obrázek 4.22 ROC křivky čtyř front-endů s použitím ED pro 8PSK signál, SNR=6 dB.



Obrázek 4.23 ROC křivky čtyř front-endů s použitím KS testu pro 8PSK signál, SNR=6 dB.



Obrázek 4.24 ROC křivky čtyř front-endů s použitím ED pro FM signál, SNR=6 dB.



Obrázek 4.25 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. 4.24-4.25) 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. 4.22-4.25).

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.

4.3 Zhodnocení dílčí části

Na základě výsledků představených v této kapitole je možné tvrdit, že metody snímání spektra jsou ovlivněny nejen vlastností rádiových kanálů, jak bylo popsáno v předchozí kapitole, ale i parazitními vlastnostmi vysílače a přijímače. Na straně vysílače hraje největší roli zejména nelinearita výkonového zesilovače. Představené simulace v Matlabu ukazují také na to, že amplitudová a fázová nesymetrie kvadraturního modulátoru a demodulátoru a fázový šum lokálního oscilátoru moderních precizních front-endů (např. od Ettus Research™ [63]) mají takové hodnoty, které příliš neovlivňují snímání spektra metodou *ED* a *KS* testu. Na straně přijímače je

nejdůležitější charakteristikou z hlediska snímání spektra šumové číslo front-endu. Výsledky založené na základě *SDR* platformy ukazují, že nízké hodnoty šumového čísla přispívají k lepší detekci signálu primárních uživatelů.

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: energetický detektor a Kolmogorov-Smirnov 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. Vzhledem k tomu, že od data publikování tohoto článku se situace v oblasti standardů využívajících principy kognitivního přístupu změnila, bylo nutné tuto otázku prozkoumat znovu a podrobněji. 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 Radio*. 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 (a tedy na správnou detekci existence primárních uživatelů). Výsledky, které byly publikovány v [v2] a [v3], potvrzují, že snímání spektra je závislé na úrovni *SNR* (zvětšení úrovně *SNR* vede k zlepšení detekční výkonnosti), na typu signálu (některé signály lepe detekovatelné než jiné), na vybrané metodě snímání (nelze říci která z metod je lepší pro detekci, pro různé signály a různé podmínky jsou odlišné výsledky) či na rádiovém kanálu, resp. jeho modelu. Podrobná analýza Kolmogorov-Smirnov 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, který přibližuje podmínky v kanálech k reálným podmínkám. Jak bylo předpokládáno výsledky tohoto modelu ukazují na zhoršující se detekční schopnost obou detektorů v porovnání s *AWGN* kanálem. Pozitivním faktorem, který zlepšuje výkonnost detekce je kooperativní metoda snímání spektra několika uživateli, respektive několika detektory. 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 řídicího 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. Ačkoli zesílení signálu vede k lepší detekci, zvyšuje také interference do sousedních kanálů a tím zhoršuje vzájemnou koexistenci CRN a PU. Pro zlepšení možností koexistence byla prokázána vhodnost aplikace některé z linearizačních metod (v práci byla uvažována metoda DPD a technika změny *IBO*). S využitím simulací v Matlabu byl také zkoumán vliv vlastností front-endu přijímače jako jsou např. amplitudové a fázové nesymetrie kvadraturního modulátoru/demodulátoru a fázového šumu lokálního oscilátoru 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 (snímání spektra). 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 vícekanalového 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.

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] ENSERINK, S., COCHRAN, D. A cyclostationary feature detector. *Conference Record of the Twenty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*. 1994, vol. 12, s. 806-810.
- [10] YUCEK, T., ARSLAN, H. A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. 2009, vol. 11, č. 1. ISSN 1553-877X. DOI: 10.1109/SURV.2009.090109.
- [11] KORTUN, A., RATNARAJAH, T., SELLATHURAI, M., YING-CHANG LIANG. Throughput analysis using eigenvalue based spectrum sensing under noise uncertainty. *8th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC)*. 2012, s. 395 - 400. ISBN 978-1-4577-1378-1. DOI: 10.1109/IWCMC.2012.6314237.
- [12] KORTUN, A., RATNARAJAH, T., SELLATHURAI, M., YING-CHANG LIANG. On the Eigenvalue-Based Spectrum Sensing and Secondary User Throughput. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2013, vol. 63, č. 3. ISSN 0018-9545. DOI: 10.1109/TVT.2013.2282344.
- [13] TULINO, A.M., VERDÚ, S. Random Matrix Theory and Wireless Communications. *Now Publishers Inc*. 2004. 182 s. ISSN: 1567-2190.
- [14] TANG, H. Some physical layer issues of wide-band cognitive radio systems. In *Proc. First IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2005. DySPAN 2005*. Baltimore, Maryland, USA, 2005, s. 151–159. ISBN 1-4244-0013-9. DOI: 10.1109/DYSPAN.2005.1542630.
- [15] SAHAI, A., TANDRA, R., MISHRA, S. M., HOVEN, N. Fundamental design tradeoffs in cognitive radio systems. In *Proc. of Int. Workshop on Technology and Policy for Accessing Spectrum*, 2006.
- [16] MISHRA, S. T. B. S. M., MAHADEVAPPA, R., BRODERSEN, R. W. Cognitive technology for ultra-wideband/WiMax coexistence. In *Proc. IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, Dublin, Ireland, Apr. 2007, s. 179–186. ISBN 1-4244-0663-3. DOI: 10.1109/DYSPAN.2007.30.
- [17] KAY, S. M. *Fundamentals of statistical signal processing: Detection theory*. Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall PTR, 1998. Prentice Hall signal processing series. ISBN 0-13-504135-X.

- [18] CONOVER, W. *Practical Nonparametric Statistics* 3rd ed. John Wiley and Sons, 1999, 592 s. ISBN 978-0- 471-16068-7.
- [19] KAY, S.M. *Intuitive Probability and Random Processes Using MATLAB*, New York, USA: Springer, 2006, ISBN 978-0-387-24157-9.
- [20] YANG, X., FEI, H. *Cognitive radio networks*. Boca Raton: CRC Press, 2009. 478 s. ISBN 1420064207.
- [21] 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.
- [22] WILD, B., RAMCHANDRAN, K. Detecting primary receivers for cognitive radio applications. In *2005 First IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*. DySPAN 2005, 2005, s. 124–130. ISBN 1-4244-0013-9. DOI: 10.1109/DYSPAN.2005.1542626.
- [23] BAGWARI, A., TOMAR, G., VERMA, S. Cooperative spectrum sensing based on two-stage detectors with multiple energy detectors and adaptive double threshold in cognitive radio networks. *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*. 2013, vol. 36, č. 4. ISSN 0840-8688. DOI: 10.1109/CJECE.2014.2303519.
- [24] CHOI, Y.-J., PAK, W., XIN, Y., RANGARAJAN, S. Throughput analysis of cooperative spectrum sensing in rayleigh-faded cognitive radio systems. *IET Communications*. 2012, vol. 6, č. 9, s. 1104 - 1110. ISSN 1751-8628. DOI: 10.1049/iet-com.2010.1025.
- [25] DENG, R., CHEN, J., YUEN, C., CHENG, P., SUN, Y. Energy-efficient cooperative spectrum sensing by optimal scheduling in sensor-aided cognitive radio networks. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2012, vol. 61, č. 2, s. 716 - 725. ISSN 0018-9545. DOI: 10.1109/TVT.2011.2179323.
- [26] GHASEMI, A., SOUSA, E. Asymptotic performance of collaborative spectrum sensing under correlated log-normal shadowing. *IEEE Communications Letters*. 2007, vol. 11, č. 1, s. 34–36, ISSN 1089-7798. DOI: 10.1109/LCOMM.2007.060662.
- [27] TAHERPOUR, A., NASIRI-KENARI, M., GAZOR, S. Multiple antenna spectrum sensing in cognitive radios. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 2010, vol. 9, č. 2, s. 814–823, ISSN 1536-1276. DOI: 10.1109/TWC.2009.02.090385.
- [28] VAZQUEZ-VILAR, G., LOPEZ-VALCARCE, R., SALA, J. Multiantenna spectrum sensing exploiting spectral a priori information. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 2011, vol. 10, č. 12, s. 4345–4355, ISSN 1536-1276. DOI: 10.1109/TWC.2011.101211.110665.
- [29] 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.
- [30] FILIN, S., HARADA, H., MURAKAMI, H., ISHIZU, K. International standardization of cognitive radio systems. *IEEE Communications Magazine*. 2011, vol. 49, č. 3, s. 82–89, ISSN 0163-6804. DOI: 10.1109/MCOM.2011.5723804.
- [31] Radiocommunication Bureau of the International Telecommunication Union (ITU). *ITU-R study groups* [online]. Geneva, Switzerland, 2013. [cit. 2016-01-30]. Dostupné z: http://www.itu.int/dms_pub/itu-r/opb/gen/R-GEN-SGB-2013-PDF-E.pdf.
- [32] Portál Itu.int. [online]. 2016 [cit. 2016-01-30]. Dostupné z: www.itu.int.
- [33] Radiocommunication Bureau of the International Telecommunication Union (ITU).

- Handbook on National Spectrum Management* [online]. Geneva, Switzerland, 2015 [cit. 2016-01-30]. ISBN 978-92-61-15891-0. Dostupné z: <http://www.itu.int/opb/ecommercedownload/0015000688-39923-EN.pdf>.
- [34] Radiocommunication Bureau of the International Telecommunication Union (ITU). *Spectrum Monitoring Handbook* [online]. Geneva, Switzerland, 2011 [cit. 2016-01-30]. ISBN 92-61-13501-3. Dostupné z: <http://www.itu.int/opb/ecommercedownload/0015000689-36355-EN.pdf>.
- [35] The IEEE Standards Association (IEEE-SA). *802.22-2011 - IEEE Standard for Information technology-- Local and metropolitan area networks-- Specific requirements-- Part 22: Cognitive Wireless RAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: Policies and procedures for operation in the TV Bands*. 2011, s. 1-680. E-ISBN 978-0-7381-6723-7. DOI: 10.1109/IEEESTD.2011.5951707.
- [36] The IEEE Standards Association (IEEE-SA). *802.22.1-2010 - IEEE Standard for Information Technology--Telecommunications and information exchange between systems--Local and metropolitan area networks--Specific requirements Part 22.1: Standard to Enhance Harmful Interference Protection for Low-Power Licensed Devices Operating in TV Broadcast Bands*. 2010, s. 1-145. E-ISBN 978-0-7381-6497-7. DOI: 10.1109/IEEESTD.2010.5623446.
- [37] The IEEE Standards Association (IEEE-SA). *802.22.2-2012 - IEEE Recommended Practice for Information Technology - Telecommunications and information exchange between systems Wireless Regional Area Networks (WRAN) - Specific requirements - Part 22.2: Installation and Deployment of IEEE 802.22 Systems*. 2012, s. 1-44. E-ISBN 978-0-7381-7306-1. DOI: 10.1109/IEEESTD.2012.6317267.
- [38] The IEEE Standards Association (IEEE-SA). *802.22a-2014 - IEEE Standard for Information Technology--Telecommunications and information exchange between systems Wireless Regional Area Networks (WRAN)--Specific requirements - Part 22: Cognitive Wireless RAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: Policies and Procedures for Operation in the TV Bands Amendment 1: Management and Control Plane Interfaces and Procedures and Enhancement to the Management Information Base (MIB)*. 2014, s. 1-519. E-ISBN 978-0-7381-9003-7. DOI: 10.1109/IEEESTD.2014.6823051.
- [39] The IEEE Standards Association (IEEE-SA). *802.22b-2015 - IEEE Standard for Information Technology--Telecommunications and information exchange between systems - Wireless Regional Area Networks (WRAN)--Specific requirements - Part 22: Cognitive Wireless RAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications:Policies and Procedures for Operation in the TV Bands - Amendment 2: Enhancement for Broadband Services and Monitoring Applications*. 2015, s. 1-299. E-ISBN 978-0-7381-9838-5. DOI: 10.1109/IEEESTD.2015.7336461.
- [40] IEEE 802.11 Working Group. *IEEE 802.11af draft 4.0, Amendment 5: TV White Spaces Operation* [online]. 2013 [cit. 2016-01-30]. Dostupné z: www.ieee802.org/11/.
- [41] FLORES, A.B., GUERRA, R.E., KNIGHTLY, E.W., ECCLESINE, P., PANDEY, S. IEEE 802.11af: a standard for TV white space spectrum sharing. *IEEE Communications Magazine*. 2013, vol. 51, č. 10, s. 92–100. ISSN 0163-6804. DOI: 10.1109/MCOM.2013.6619571.
- [42] The IEEE Standards Association (IEEE-SA). *802.16h-2010 - IEEE Standard for Local and metropolitan area networks Part 16: Air Interface for Broadband Wireless Access Systems Amendment 2: Improved Coexistence Mechanisms for License-Exempt Operation*. 2010, s. 1-223. E-ISBN 978-0-7381-6352-9. DOI: 10.1109/IEEESTD.2010.5538195.

- [43] Portál www.ieee802.org/19. [online]. 2016 [cit. 2016-01-30]. Dostupné z: www.ieee802.org/19.
- [44] KANG, H., KIM, K., OH, J. A channel allocation method for IEEE802.19.1 coexistence service to mitigate interferences among heterogeneous wireless networks. In *Proc. Seventh International Conference on Ubiquitous and Future Networks (ICUFN)*. 2015, s. 778–783. Sapporo, Japan. ISSN 2288-0712. DOI: 10.1109/ICUFN.2015.7182648.
- [45] Portál www.grouper.ieee.org. [online]. 2016 [cit. 2016-01-30]. Dostupné z: www.grouper.ieee.org.
- [46] The IEEE Standards Association (IEEE-SA). *1900.1-2008 - IEEE Standard Definitions and Concepts for Dynamic Spectrum Access: Terminology Relating to Emerging Wireless Networks, System Functionality, and Spectrum Management*. 2008, s. 1-62. E-ISBN 978-0-7381-5776-4. DOI: 10.1109/IEEESTD.2008.4633734.
- [47] The IEEE Standards Association (IEEE-SA). *1900.1a-2012 - IEEE Standard Definitions and Concepts for Dynamic Spectrum Access: Terminology Relating to Emerging Wireless Networks, System Functionality, and Spectrum Management Amendment 1: Addition of New Terms and Associated Definitions*. 2013, s. 1-21. E-ISBN 978-0-7381-8082-3. DOI: 10.1109/IEEESTD.2013.6422300.
- [48] The IEEE Standards Association (IEEE-SA). *1900.2-2008 - IEEE Recommended Practice for the Analysis of In-Band and Adjacent Band Interference and Coexistence Between Radio Systems*. 2008, s. 1-94. E-ISBN 978-0-7381-5408-4. DOI: 10.1109/IEEESTD.2008.4584236.
- [49] The IEEE Standards Association (IEEE-SA). *1900.4-2009 - IEEE Standard for Architectural Building Blocks Enabling Network-Device Distributed Decision Making for Optimized Radio Resource Usage in Heterogeneous Wireless Access Networks*. 2009, s. 1-130. E-ISBN 978-0-7381-5895-2. DOI: 10.1109/IEEESTD.2009.4798288.
- [50] The IEEE Standards Association (IEEE-SA). *1900.4a-2011 - IEEE Standard for Architectural Building Blocks Enabling Network-Device Distributed Decision Making for Optimized Radio Resource Usage in Heterogeneous Wireless Access Networks Amendment 1: Architecture and Interfaces for Dynamic Spectrum Access Networks in White Space Frequency Bands*. 2011, s. 1-99. E-ISBN 978-0-7381-6673-5. DOI: 10.1109/IEEESTD.2011.6022707.
- [51] The IEEE Standards Association (IEEE-SA). *1900.4.1-2013 - IEEE Standard for Interfaces and Protocols Enabling Distributed Decision Making for Optimized Radio Resource Usage in Heterogeneous Wireless Networks*. 2013, s. 1-131. E-ISBN 978-0-7381-8420-3. DOI: 10.1109/IEEESTD.2013.6544530.
- [52] The IEEE Standards Association (IEEE-SA). *1900.5-2011 - IEEE Standard for Policy Language Requirements and System Architectures for Dynamic Spectrum Access Systems*. 2012, s. 1-51. E-ISBN 978-0-7381-7156-2. DOI: 10.1109/IEEESTD.2012.6132379.
- [53] The IEEE Standards Association (IEEE-SA). *1900.6-2011 - IEEE Standard for Spectrum Sensing Interfaces and Data Structures for Dynamic Spectrum Access and other Advanced Radio Communication Systems*. 2011, s. 1-168. E-ISBN 978-0-7381-6555-4. DOI: 10.1109/IEEESTD.2011.5756728.
- [54] The IEEE Standards Association (IEEE-SA). *1900.6a-2014 - IEEE Standard for Spectrum Sensing Interfaces and Data Structures for Dynamic Spectrum Access and Other Advanced Radio Communication Systems - Amendment 1: Procedures, Protocols, and Data Archive Enhanced Interfaces*. 2014, s. 1-52. E-ISBN 978-0-7381-8976-5. DOI: 10.1109/IEEESTD.2014.6823063.

- [55] The European Telecommunications Standards Institute. *ETSI TR 102 838 V1.1.1 (2009-10) Reconfigurable Radio Systems (RRS); Summary of feasibility studies and potential standardization topics*. France, 2009. [online]. 2016 [cit. 2016-01-30]. Dostupné z: https://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/102800_102899/102838/01.01.01_60/tr_102838v010101p.pdf.
- [56] Portál www.etsi.org. [online]. 2016 [cit. 2016-01-30]. Dostupné z: www.etsi.org.
- [57] The European Telecommunications Standards Institute. *ETSI TR 102 680 V1.1.1 (2009-03) Reconfigurable Radio Systems (RRS); SDR Reference Architecture for Mobile Device*. France, 2009. [online]. 2016 [cit. 2016-01-30]. Dostupné z: https://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/102600_102699/102680/01.01.01_60/tr_102680v010101p.pdf.
- [58] The European Telecommunications Standards Institute. *ETSI TR 102 839 V1.1.1 (2011-04) Reconfigurable Radio Systems (RRS); Multiradio Interface for Software Defined Radio (SDR) Mobile Device Architecture and Services*. France, 2011. [online]. 2016 [cit. 2016-01-30]. Dostupné z: https://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/102800_102899/102839/01.01.01_60/tr_102839v010101p.pdf.
- [59] Portál www.ecma-international.org. [online]. 2016 [cit. 2016-01-30]. Dostupné z: www.ecma-international.org.
- [60] Ecma International - European association for standardizing information and communication systems. *Standard ECMA-392 MAC and PHY for Operation in TV White Space 2nd edition (June 2012)*. 2012. [online]. s. 1-190. 2016 [cit. 2016-01-30]. Dostupné z: <http://www.ecma-international.org/publications/files/ECMA-ST/ECMA-392.pdf>
- [61] 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.
- [62] GIANNINI, V., CRANINCKX, J., BASCHIROTTO, A. *Baseband Analog Circuits for Software Defined Radio*, 2008, 142 s. ISBN: 978-1-4020-6538-5.
- [63] Portál www.ettus.com. [online]. 2016 [cit. 2016-02-14]. Dostupné z: www.ettus.com.
- [64] Portál www.analog.com. [online]. 2016 [cit. 2016-02-14]. Dostupné z: wiki.analog.com/resources/eval/user-guides/ad-fmcomms5-ebz#ad-fmcomms5-ebz_user_guide.
- [65] Portál www.ni.com. [online]. 2016 [cit. 2016-02-14]. Dostupné z: sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/cs/nid/213006.
- [66] Portál www.ody-sdr.com. [online]. 2016 [cit. 2016-02-14]. Dostupné z: www.ody-sdr.com.
- [67] Portál www.nuand.com. [online]. 2016 [cit. 2016-02-14]. Dostupné z: www.nuand.com.
- [68] Portál www.prismtech.com. [online]. 2016 [cit. 2016-02-14]. Dostupné z: www.prismtech.com/spectra/products/spectra-dtp/spectra-dtp4700.
- [69] Portál www.parallella.com. [online]. 2016 [cit. 2016-02-14]. Dostupné z: www.parallella.com.
- [70] Portál www.research.microsoft.com/en-us/projects/sora. [online]. 2016 [cit. 2016-02-14]. Dostupné z: www.research.microsoft.com/en-us/projects/sora.
- [71] Portál www.datasoft.com. [online]. 2016 [cit. 2016-02-14]. Dostupné z: www.datasoft.com/products/thunder.

- [72] Portál www.gnuradio.org. [online]. 2016 [cit. 2016-02-14]. Dostupné z: www.gnuradio.org.
- [73] 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
- [74] 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.
- [75] 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>
- [76] MYLLARI, O., ANTTILA, L., VALKAMA, M. Digital transmitter I/Q imbalance calibration: Real-time prototype implementation and performance measurement. In *Proceedings of 2010 18th European Signal Processing Conference*. 2010, pp. 537-541. ISSN 2219-5491.
- [77] MARSALEK, R. *Teorie rádiové komunikace*. Vysoké učení technické v Brně Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií Ústav radioelektroniky, 2012. 144 s. ISBN: 978-80-214-4503-1.
- [78] SALEH, A.A.M. Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers. *IEEE Transactions on Communications*. 1981, vol. 29 č. 11, s. 1715-1720. ISSN 0090-6778. DOI: 10.1109/TCOM.1981.1094911.
- [79] 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.
- [80] TEIKARI, I. *Digital Predistortion Linearization Methods for RF Power Amplifiers*. Espoo: Faculty of Electronics, Communications and Automation, Helsinki University of Technology, 2008. 209 s. Doctoral Dissertation. Supervisor: Prof. Kari Halonen.
- [81] ASCHBACHER, E. *Digital Pre-distortion of Microwave Power Amplifiers*. Vienna: Faculty of Electrical Engineering and Information Technology, Vienna University of Technology, 2005. 124 s. Doctoral Dissertation. Supervisors: Prof. Markus Rupp and Prof. Timo I. Laakso.
- [82] DIKMESE, S., SRINIVASAN, S., SHAAT, M., BADER, F., RENFORS, M. Spectrum sensing and resource allocation for multicarrier cognitive radio systems under interference and power constraints. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*. 2014, vol. 2014, pp. 1-12. ISSN 1687-6180. DOI: 10.1186/1687-6180-2014-68.
- [83] MARSALEK, R., POSPISIL, M. Evaluation of digital predistortion using the USRP N200 software defined radio transceiver. In *Proceedings of 2014 NORCHIP*. 2014, s. 1-4. DOI: 10.1109/NORCHIP.2014.7004715.
- [84] LIANG, K.-F., CHEN, J.-H., CHEN, Y.-J.E. A Quadratic Interpolated LUT-Based Digital Predistortion Technique for Cellular Power Amplifiers, *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*. 2014, vol.61, č.3, s. 133-137. ISSN 1549-7747. DOI: 10.1109/TCSII.2013.2296194.
- [85] BAUDOIN, G., MARŠÁLEK, R., JARDIN, P. A new approach for LUT- based digital predistorters adaptation. In *Proceedings of the 10th Electronics Devices and Systems*

- Conference. Neuveden.* 2003, s. 162-165. ISBN: 80-214-2452- 4.
- [86] 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.
- [87] BARAN, O. *Studium vlivů frekvenčních nestabilit oscilátorů v družicových komunikačních systémech*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2011. 155 s. Dizertační práce. Vedoucí práce: prof. Ing. Miroslav Kasal, CSc.
- [88] BAUMGRATZ, F. D., FERREIRA, S. B., BAMPI, S. Theoretical Specification of a Spectrum Sensing Receiver for Cognitive Radio. In *Proceedings of 2013 28^o Simpósio Sul de Microeletrônica*, 2013.
- [89] Agilent Technologies. *Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements*. 2010, 31 s. Santa Clara, CA.
- [90] GOKCEOGLU, A., DIKMESE, S., VALKAMA, M., RENFORS, M. Energy Detection under IQ Imbalance with Single- and Multi-Channel Direct-Conversion Receiver: Analysis and Mitigation, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. 2014, vol.32, č.3, s. 411-424. ISSN 0733-8716. DOI: 10.1109/JSAC.2014.1403001.
- [91] Portál www.pasternack.com. [online]. 2016 [cit. 2016-03-2]. Dostupné z: www.pasternack.com/60-ghz-transmitter-module-pem001-p.aspx.
- [92] TEJMLOVÁ, L., ŠEBESTA, J. Širokopásmový dělič výkonu pro pásma mobilních komunikací. *ElectroScope* [online]. 2013, č.1, s. 1-5. ISSN: 1802-4564.
- [93] JIN, J., XU, H., LI, H., REN, C. Superposition-based cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks. In *Proceedings of 2010 International Conference on Computer Application and System Modeling (ICCASM 2010)*. 2010, s. V4-342 - V4-346. ISSN 2161-9069. DOI: 10.1109/ICCASM.2010.5620371.
- [94] QUAN, Z., CUI, S., SAYED, A.H. A Optimal Linear Cooperation for Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks, *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*. 2008, vol.2, č.1, s. 28-40. ISSN 1932-4553. DOI: 10.1109/JSTSP.2007.914882.
- [95] ALDAR, D.S. A Distributed Fuzzy Optimal Spectrum Sensing In Cognitive Radio, *International Review on Computers and Software (IRECOS)*. 2012, vol.7, č.6, s. 2788-2793. ISSN 1828-6003.
- [96] DIKMESE, S., WONG, J.L., GOKCEOGLU, A., GUZZON, E., VALKAMA, M., RENFORS, M. Reducing computational complexity of eigenvalue based spectrum sensing for cognitive radio. In *Proceedings of 8th International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks*. 2013, s. 61-67. ISSN 2166-5370. DOI: 10.1109/CROWNCom.2013.6636795.
- [97] 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.
- [98] VIEN, Q.-T., NGUYEN, H. X., TRESTIAN, R., SHAH, P., GEMIKONAKLI, O. A Hybrid Double-Threshold Based Cooperative Spectrum Sensing over Fading Channels, *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 2016, vol.15, č.3, s. 1821-1834. ISSN 1536-1276. DOI: 10.1109/TWC.2015.2496598.
- [99] CHIN, W.-L., LI, J.-M., CHEN, H.-H. Low-Complexity Energy Detection for Spectrum Sensing With Random Arrivals of Primary Users, *IEEE Transactions on Vehicular*

- Technology*. 2016, vol.65, č.2, s. 947-952. ISSN 0018-9545. DOI: 10.1109/TVT.2015.2405558.
- [100] CICHON, K., KLIKS, A., BOGUČKA, H. Energy-Efficient Cooperative Spectrum Sensing: A Survey, *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. 2016, vol.PP, č.99, s. 1. ISSN 1553-877X. DOI: 10.1109/COMST.2016.2553178.
- [101] QIN, Z., GAO, Y., PLUMBLEY, M. D., PARINI, C. G. Wideband Spectrum Sensing on Real-Time Signals at Sub-Nyquist Sampling Rates in Single and Cooperative Multiple Nodes, *IEEE Transactions on Signal Processing*. 2016, vol.64, č.12, s. 3106-3117. ISSN 1053-587X. DOI: 10.1109/TSP.2015.2512562.
- [102] 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.
- [103] BOULOGEORGOS, A.-A.A., CHATZIDIAMANTIS, N.D., KARAGIANNIDIS, G.K. Energy Detection Spectrum Sensing Under RF imperfections, *IEEE Transactions on Communications*. 2016, vol.PP, č.99, s. 1. ISSN 0090-6778. DOI: 10.1109/TCOMM.2016.2561294.
- [104] 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/
- [105] WICKENS, T. D. *Elementary Signal Detection Theory*. Oxford University Press, 2001. 288 s. ISBN-13: 978-0195092509.
- [106] DIKMESE, S., ZHENG, Z., SOFOTASIOS, P.C., RENFORS, M., VALKAMA, M. Efficient Wireless Microphone sensing: Subband energy detector principle and measured performance. In *Proceedings of 2015 IEEE International Conference on Communications (ICC)*. 2015, s. 7480-7485. ISSN 1550-3607. DOI: 10.1109/ICC.2015.7249522.
- [107] VÁGNER, P. *Vysokofrekvenční technika*. Skripta FEKT VUT, 2013. 152 s.
- [108] LEE, T. H., HAJIMIRI, A., ODYNIIEC, M. *RF and Microwave Oscillator Design*. London: Artech House Publishers, 2002. 416 s. ISBN 1580533205. (Chapter 3.: Linearity, Time Variation, and Oscillator Phase Noise.)
- [109] RIBEIRO, F.C., CAMPOS, M. L. R., WERNER, S. Distributed cooperative spectrum sensing with selective updating. In *Proceedings of 2012 Proceedings of the 20th European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*. 2012, s. 474-478. ISSN 2219-5491.
- [110] WENLIN ZHANG, W., WANG, Z., GUO, Y., LIU, H., CHEN, Y., MITOLA III, J. Distributed Cooperative Spectrum Sensing Based on Weighted Average Consensus. In *Proceedings of 2011 IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2011)*. 2011, s. 1-6. ISSN 1930-529X. DOI: 10.1109/GLOCOM.2011.6134149.

SEZNAM ZKRATEK

16QAM	Šestnácti-stavová kvadrurní amplitudová modulace (<i>16-Quadrature Amplitude Modulation</i>)
64QAM	Šedesátičtyř-stavová kvadrurní amplitudová modulace (<i>64-Quadrature Amplitude Modulation</i>)
8PSK	Osmi-stavové klíčování (<i>Eighth Phase Shift Keying</i>)
ACS	Adaptivní výběr kanálu (<i>Adaptive Channel Selection</i>)
ADC	Analogově digitální převodník (<i>Analog to Digital Converter</i>)
AM/AM	Závislost výstupního napětí (výkonu) na vstupním napětí (výkonu) (<i>Amplitude to Amplitude</i>)
AM/PM	Závislost fázového posuvu na vstupním napětí (výkonu) (<i>Amplitude to Phase</i>)
AP	Přístupový bod (<i>Access Point</i>)
AWGN	Přídavný bílý Gaussovský šum (<i>Additive White Gaussian Noise</i>)
BPSK	Binární fázové klíčování (<i>Binary Phase Shift Keying</i>)
BS	Základnová stanice (<i>Base Station</i>)
BSS	Základní sada služeb (<i>Basic Service Sets</i>)
C-NMS	Systém správy kognitivní sítí (<i>Cognitive Network Management System</i>)
CCN	Kognitivní řídicí síť (<i>Cognitive Control Network</i>)
CCR	Kognitivní řídicí rádio (<i>Cognitive Control Radio</i>)
CDF	Kumulativní distribuční funkce (<i>Cumulative Distribution Function</i>)
CDIS	Server objevování koexistence a informace (<i>Coexistence Discovery and Information Server</i>)
CLT	Centrální limitní věta (<i>Central Limit Theorem</i>)
CMN	Kognitivní mesh síť (<i>Cognitive Mesh Network</i>)
CPC	Kognitivní pilotní kanál (<i>Cognitive Pilot Channel</i>)
CPE	Zákaznické zařízení (<i>Customer Premises Equipment</i>)
CRN	Kognitivní rádiové sítě (<i>Cognitive Radio Networks</i>)
CRS	Kognitivní rádiové systémy (<i>Cognitive Radio Systems</i>)

CVS	Kontaktní ověřovací signál (<i>Contact Verification Signal</i>)
CWN	Kompozitní bezdrátová síť (<i>Composite Wireless Network</i>)
DAC	Digitálně analogový převodník (<i>Digital to Analog Converter</i>)
DCPC	Distribuovaný kognitivní pilotní kanál (<i>Distributed Cognitive Pilot Channel</i>)
DCS	Dynamický výběr kanálu (<i>Dynamic Channel Selection</i>)
DDC	Digitální down-konvertor (<i>Digital Down Converter</i>)
DPD	Digitální předzkreslovač (<i>Digital PreDistortion</i>)
DSM	Dynamické řízení spektra (<i>Dynamic Spectrum Management</i>)
DSP	Digitální zpracování signálu (<i>Digital Signal Processing</i>)
DFT	Diskrétní Fourierová transformace (<i>Discrete Time Fourier Transformation</i>)
DUC	Digitální up-konvertor (<i>Digital Up Converter</i>)
DySPAN	Sítě s dynamickým přístupem k spektru (<i>Dynamic Spectrum Access Networks</i>)
DySPAN-SC	<i>Dynamic Spectrum Access Networks - Standards Committee</i>
ECMA	<i>European Computer Manufacturers Association</i>
ED	Energetický detektor (<i>Energy detector</i>)
EME	Energie s minimálními vlastními čísly (<i>Energy with Minimum Eigenvalue</i>)
ETSI	<i>European Telecommunications Standards Institute</i>
FC	Fúzní center (<i>Fusion Center</i>)
FFT	Rychlá Fourierová transformace (<i>Fast Fourier Transform</i>)
FM	Fázová modulace (<i>Phase Modulation</i>)
FPGA	Programovatelné hradlové pole (<i>Field Programmable Gate Array</i>)
GDB	Geolokační databáze (<i>Geolocation Database</i>)
GDD- Dependent STA	<i>Geolocation Database Dependent Enabling Station</i>
GDD-Enabling STA	<i>Geolocation Database Dependent Enabling Station</i>
GPS	Globální Polohovací Systém (<i>Global Positioning System</i>)
GPS-DO	Oscilátor řízený pomocí GPS (<i>GPS-disciplined</i>)

	<i>oscillator</i>)
I	Soufázová složka signálu (<i>In-phase</i>)
IBO	Hodnota průměrného snížení vstupního výkonu ve srovnání s úrovní nasycení (<i>Input power Back-off</i>)
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IF	Mezifrekvence (<i>Intermediate Frequency</i>)
IMT	Mezinárodní Mobilní Telekomunikace (<i>International Mobile Telecommunications</i>)
ITU	Mezinárodní telekomunikační unie (<i>International Telecommunication Union</i>)
ITU-D	Sektor pro rozvoj telekomunikací mezinárodní telekomunikační unie (<i>International Telecommunication Union - Development</i>)
ITU-R	Radiokomunikační sektor mezinárodní telekomunikační unie (<i>International Telecommunication Union - Radiocommunication</i>)
ITU-T	Telekomunikační sektor mezinárodní telekomunikační unie (<i>International Telecommunication Union - Telecommunication</i>)
JRRM	Správce rádiových prostředků (<i>Joint Radio Resource Management</i>)
LAN	Lokální síť (<i>Local Area Network</i>)
LNA	Nízkošumový zesilovač (<i>Low Noise Amplifier</i>)
LPF	Filtr typu dolní propust (<i>Low Pass Filter</i>)
LUT	Tabulky digitálního předzkreslovače (<i>Look-Up-Table</i>)
MIMO	Více vstupů více výstupů (<i>Multiple-input multiple-output</i>)
MLME	Entita správy MAC vrstvy (<i>MAC Layer Management Entities</i>)
MME	Maximálně - minimální vlastní čísla (<i>Maximum - Minimum Eigenvalue</i>)
MUE	Uživatelské zařízení (<i>Multiradio User Equipment</i>)
NF	Šumové číslo (<i>Noise Figure</i>)
OFDM	Ortogonálně kmitočtově dělený multiplex (<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>)
OSM	Správce spektra (<i>Operator Spectrum Manager</i>)
PA	Výkonový zesilovač (<i>Power Amplifier</i>)
PC	Osobní počítač (<i>Personal Computer</i>)

PLME	Entita správy PHY vrstvy (<i>PHY layer management entity</i>)
PU	Primární uživatel (<i>Primary Users</i>)
Q	Kvadrurní složka signálu (<i>Quadrature</i>)
QoS	Kvalita služby (<i>Quality of Service</i>)
QP	<i>Quiet Period</i>
QPSK	Kvadrurní fázové klíčování (<i>Quadri Phase Shift Keying</i>)
RAT	Technologie rádiového přístupu (<i>Radio Access Technology</i>)
RLS	Rekurzivními metoda nejmenších čtverců (<i>Recursive Least Squares</i>)
RLSS	<i>Registered Location Secure Server</i>
ROC	Provozní charakteristiky přijímače (<i>Receiver Operating Characteristics</i>)
RRS	Rekonfigurovatelné rádiové systémy (<i>Reconfigurable Radio Systems</i>)
RRS TC	Technická komise rekonfigurovatelných rádiových systémů (<i>Reconfigurable Radio Systems Technical Committee</i>)
SAP	Servisní přístupový bod (<i>Service Access Point</i>)
SCC41	<i>Standards Coordinating Committee 41</i>
SDR	Softwarově Definované Rádio (<i>Software Defined Radio</i>)
SG	Studijní skupina (<i>Study Group</i>)
SM	Manažer spektra (<i>Spectrum Manager</i>)
SME	Entita správy stanice (<i>Station Management Entity</i>)
SNR	Poměr signálu k šumu (<i>Signal to Noise Ratio</i>)
STA	Stanice (<i>Station</i>)
SU	Sekundární uživatel (<i>Secondary Users</i>)
TVWS	Bílá místa v TV pásmu (<i>TV White Space</i>)
UHF TVWS	Ultra vysokofrekvenční TVWS (<i>Ultra High Frequency TVWS</i>)
USRP	<i>Universal Software Radio Peripheral</i>
WG	Pracovní skupina (<i>Working Group</i>)
WiMAX	Celosvětová interoperabilita pro mikrovlnný přístup (<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>)
WirelessMAN-CX	<i>Wireless Metropolitan Access Network Coexistence</i>

WirelessMAN-UCP	<i>Wireless Metropolitan Access Network Uncoordinated Coexistence Protocol</i>
WP	Pracovní skupina (<i>Working Parties - WPs</i>)
WRAN	Regionální bezdrátové sítě (<i>Wireless Regional Area Network</i>)
WSDs	<i>White Space Devices</i>
WSM	Mapa prázdných míst ve spektru (<i>White Space Map</i>)
WSO	TVWS systém (<i>White Space Object</i>)

SEZNAM SYMBOLŮ

A	Amplituda signálu
$A(y)$	Funkce představující konverzi AM/AM
A_0	Clippingová úroveň zesilovače
A_{ITU}	Kanál ITU modelu s nízkým zpožděním
B	Šířka pásma kanálu v Hz
B_{ITU}	Kanál ITU modelu se středním zpožděním
c_i	Průměrný výkon i -té cesty přijatého signálu
$F(x_i)$	Hodnota CDF v bodě x_i
f_0	Nominální frekvence kmitů oscilátoru
F_1	Kumulativní distribuční funkce Tracy-Widom rozdělení řádu l
f_m	Ofsetová frekvence
F_n	Šumový činitel n -tého elementu v řetězci RF front-endu
$f_{pre}(i)$	Obsah i -tého prvku LUT předzkreslovače
F_S	Vzorkovací frekvence
F_{sys}	Šumový činitel přijímače
$G(x)$	Teoretická CDF
$g_1, g_2 k\mu$	Koeficienty IQ nesymetrií
G_n	Zisk n -tého elementu v řetězci RF front-endu
h	Impulsní odezva kanálu s vícecestným šířením
H_0	Hypotéza - přítomnost pouze šumu
H_1	Hypotéza - přítomnost užitečného signálu
i	Index i -tého prvku LUT digitálního předzkreslovače
J	Indikační funkce
k	Proměnná binomického rozdělení na základě Bernoulliho jevů
$k(\alpha_{KS}, N)$	Prahová úroveň KS testu
k_{Boltz}	Boltzmannova konstanta
k_α	Kmitočtový index cyklostacionárního detektoru
L	Počet symbolových intervalů přijatého signálu u detektoru pomocí vlastních čísel
L_f	Délka diskrétní Fourierové transformace cyklostacionárního detektoru

m	Délka vektoru při výpočtu odhadu výběrové kovarianční matice
M	Počet sekundárních uživatelů
M_{eig}	Počet vzorků v symbolovém intervalu detektoru pomocí vlastních čísel
M_{mar}	Marže implementace přijímače v dB
N	Počet vzorků signálu
$N(.,.)$	Gaussovské rozdělení
N_{CDF}	počtu vzorků použitých při aproximaci empirické a teoretické CDF
N_{DPD}	Délka bloku datových vzorků pro adaptaci předzkreslovače
NF	Šumové číslo
N_{ITU}	Počet cest ITU modelu
N_{kov}	Počet vzorků kovarianční matice
P	Celkový výkon signálu na nosné frekvenci f_0
P_d	Pravděpodobnost správné detekce
$P_{d,i}$	Pravděpodobnost správné detekce i -ho sekundárního uživatele
P_{fa}	Pravděpodobnost falešného alarmu
$P_{fa,i}$	Pravděpodobnost falešného alarmu i -ho sekundárního uživatele
P_{md}	Pravděpodobnost zmeškané detekce
P_{RS}	Výkon šumu odporu v dBm/Hz
P_{sen}	Minimální úroveň citlivosti přijímače v dB
P_{SSB}	Hustota výkonu signálu (výkon v kmitočtovém pásmu šířky 1 Hz)
$q(u)$	Řešení nelineární Painleveůvé II diferenciální rovnice
$Q(x)$	Gaussovské komplementární distribuční funkcí
$r(n)$	Signál přijatý sekundárním uživatelem
$r^{iq}(t)$	Signál přijatý sekundárním uživatelem , zkrácený IQ nesymetriemi
R_{rr}	Kovarianční matice přijatého signálu
$R_s(n_1, n_2)$	Autokorelace signálu
R_{ss}	Kovarianční matice užitečného signálu
R_S^α	Cyklická autokorelační funkce náhodného cyklostacionárního procesu s nulovou střední hodnotou
R_{ww}	Kovarianční matice šumu
$s(n)$	Signál vysílaný primárním uživatelem
SNR_{min}	Minimální požadovaný poměr SNR v dB
S_S^α	Spektrální korelační funkce signálu vysílaného primárním uživatelem

S_x^α	Spektrální korelační funkce přijatého signálu
$S_\alpha^k(k)$	Ideální spektrální korelační funkce
T	Teplota prostředí (v Kelvinech)
T_0	Základní perioda cyklostacionárního signálu
T_{cyk}	Testová statistika cyklostacionárního detektoru
T_{ED}	Testová statistika energetického detektoru
T_{EME}	Testová statistika detektoru vlastních čísel EME algoritmu
T_{KS}	Testová statistika KS testu
T_{MME}	Testová statistika energetického detektoru MME algoritmu
T_{Pf}	Testová statistika detektoru přizpůsobeného filtru
T_{iv}	Testová statistika detektoru tvaru vlny
$w(n)$	Šum (diskrétní případ)
$w(t)$	Šum (spojitý případ)
$x(t)$	Vstupní signál zesilovače
x_i	Bod vypočtu CDF
$y(t)$	Modulační obálka signálu na vstupu modelu zesilovače
z	Výstup digitálního modulátoru v systému s předzkreslením
z_a	Výstupní signál zesilovače v systému s předzkreslením
z_p	Výstupní signál předzkreslovače v systému s předzkreslením
α	Cyklický kmitočet
$\alpha_{dB}(f_m)$	Fázový šum na ofsetové frekvenci f_m
α_{KS}	Hladina významnosti (pravděpodobnost falešného alarmu KS testu)
α_{PA}	Činitel zesílení v Bussgangově modelu
$\alpha_\alpha, \alpha_\beta$	Amplitudové koeficienty Salehova modelu zesilovače
β_α, β_ϕ	Fázové koeficienty Salehova modelu zesilovače
γ	Prahová úroveň
γ^{iq}	Prahová úroveň v případě IQ nesymetrií
ε	Výkon signálu primárního uživatele
λ	Vlastní čísla matice R_{rr}
λ_{min}	Nejmenší z vlastních čísel matice R_{rr}
$\mu_s(n)$	Střední hodnota
ν	Stupeň volnosti
ρ	Amplitudová nesymetrie

ρ	Vlastní čísla matice $\mathbf{H}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{H}^\dagger$
σ_s^2	Rozptyl signálu
σ_w^2	Rozptylu šumu
τ	Relativní zpoždění přijatého signálu v ITU modelu kanálu
ϕ	Fázová nesymetrie
$\Phi(y)$	Funkce představující konverzi AM/PM
$\psi_{phn}(t)$	Multiplikativní fázový šum
ω_0	Nosný úhlový kmitočet

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