

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

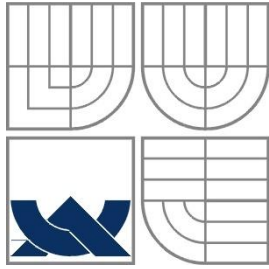
SLEDOVÁNÍ SPEKTRA A OPTIMALIZACE SYSTÉMŮ
S VÍCE NOSNÝMI PRO KOGNITIVNÍ RÁDIO

DIZERTAČNÍ PRÁCE
DOCTORAL THESIS

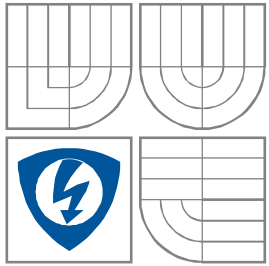
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Ing. KAREL POVALAČ

BRNO, 2011



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A
KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

SLEDOVÁNÍ SPEKTRA A OPTIMALIZACE SYSTÉMŮ S VÍCE NOSNÝMI PRO KOGNITIVNÍ RÁDIO

SPECTRUM SENSING AND MULTICARRIER SYSTEMS OPTIMIZATION FOR COGNITIVE RADIO

DIZERTAČNÍ PRÁCE
DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Ing. Karel Povalač

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

doc. Ing. Roman Maršálek, Ph.D.

BRNO, 2011

ABSTRAKT

Dizertační práce se zabývá problematikou sledování kmitočtového spektra a následném využití daného frekvenčního pásma komunikačním systémem s více nosnými frekvencemi, jehož nastavení parametrů je provedeno na základě optimalizace. Nastavení adaptace může být prováděno s přihlédnutím k několika požadavkům a také stavu a obsazenosti jednotlivých přenosových kanálů. Systém, který je charakterizován zmíněnými vlastnostmi, je často označován jako kognitivní rádio. Uplatnění zařízení, pracujících na principech kognitivního rádia bude nejspíše v blízké budoucnosti hojně využíváno z důvodů omezeného volného kmitočtového spektra. Přínosem práce je zejména využití Kolmogorova – Smirnova statistického testu jako jedna z možností detekce přítomnosti signálu primárních uživatelů. Dále také zavedení nové kriteriální funkce u optimalizace využívající roje částic (PSO) a zahrnutí parametru EVM, kvantifikujícího odchylku bodů konstelačního diagramu, do adaptivního greedy algoritmu a do optimalizace PSO. Součástí dizertační práce je i zahrnutí nepřesné informace o stavu sledovaného kmitočtového spektra do modifikovaného greedy algoritmu. Navrhované metody jsou podloženy výsledky vytvořených simulací a v případě energetické detekce ve frekvenční oblasti i implementací metody na vývojovou desku s obvodem FPGA.

KLÍČOVÁ SLOVA

Sledování spektra, systém s více nosnými, OFDM, PSO, optimalizace využívající roje částic, greedy algoritmus, energetická detekce, metoda periodogramu, Kolmogorův – Smirnovův statistický test, kumulativní distribuční funkce, EVM.

ABSTRACT

The doctoral thesis deals with spectrum sensing and subsequent use of the frequency spectrum by multicarrier communication system, which parameters are set on the basis of the optimization technique. Adaptation settings can be made with respect to several requirements as well as state and occupancy of individual communication channels. The system, which is characterized above is often referred as cognitive radio. Equipments operating on cognitive radio principles will be widely used in the near future, because of frequency spectrum limitation. One of the main contributions of the work is the novel usage of the Kolmogorov – Smirnov statistical test as an alternative detection of primary user signal presence. The new fitness function for Particle Swarm Optimization (PSO) has been introduced and the Error Vector Magnitude (EVM) parameter has been used in the adaptive greedy algorithm and PSO optimization. The dissertation thesis also incorporates information about the reliability of the frequency spectrum sensing in the modified greedy algorithm. The proposed methods are verified by the simulations and the frequency domain energy detection is implemented on the development board with FPGA.

KEYWORDS

Spectrum sensing, multicarrier communication system, OFDM, PSO, particle swarm optimization, greedy algorithm, energy detection, periodogram, Kolmogorov – Smirnov statistical test, cumulative distribution function, error vector magnitude.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou disertační práci na téma Sledování spektra a optimalizace systémů s více nosnými pro kognitivní rádio 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 disertační práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této disertační práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne _____

podpis autora

BIBLIOGRAFICKÁ CITACE

POVALAČ, K. *Sledování spektra a optimalizace systémů s více nosnými pro kognitivní rádio*. Dizertační práce. Brno: FEKT VUT v Brně, 2011. 80 stran.

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. Poděkování patří také celé mé rodině za soustavnou podporu v průběhu mého doktorského studia a zejména přítelkyni Petře Graclíkové za veškerou pomoc a pochopení. Děkuji také členům výzkumné laboratoře PA-524 za jejich pomoc a udržování týmového ducha v kolektivu.

V Brně dne _____

podpis autora

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>)
AGC	Automatická kontrola zisku (<i>Automatic Gain Control</i>)
AWGN	Přídavný bílý Gaussovský šum (<i>Additive White Gaussian Noise</i>)
BER	Bitová chybovost (<i>Bit Error Rate</i>)
BPSK	Binární fázové klíčování (<i>Binary Phase Shift Keying</i>)
CDF	Kumulativní distribuční funkce (<i>Cumulative Distribution Function</i>)
CR	Kognitivní rádio (<i>Cognitive Radio</i>)
ČTU	Český telekomunikační úřad
DFT	Diskrétní Fourierova transformace (<i>Discrete Fourier Transform</i>)
DVB-T	Digitální televizní vysílání - pozemní (<i>Digital Video Broadcasting — Terrestrial</i>)
EDGE	<i>Enhanced Data rates for GSM Evolution</i>
EM	<i>Expectation Maximization</i>
EME	Energie s minimálním vlastním číslem (<i>Energy with Minimum eigenvalue</i>)
EVM	Odhylka konstelační diagramu (<i>Error Vector Magnitude</i>)
FCC	Federální komunikační komise (<i>Federal Communications Commission</i>)
FFT	Rychlá Fourierova transformace (<i>Fast Fourier Transform</i>)
FPGA	Programovatelné hradlové pole (<i>Field Programmable Gate Array</i>)
GMM	Gaussovské kombinované modely (<i>Gaussian Mixture Models</i>)
GSM	Globální systém pro mobilní komunikaci (<i>Global System for Mobile Communications</i>)
IFFT	Inverzní rychlá Fourierova transformace (<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>)
ITU	Mezinárodní telekomunikační unie (<i>International Telecommunication Union</i>)
K-S	Kolmogorov - Smirnov
MAP	<i>Maximum a Posteriori</i>
MB-OFDM	Více pásmové OFDM (<i>Multi Band - OFDM</i>)
ML	<i>Maximum Likelihood</i>
MME	Maximálně - minimální vlastní čísla (<i>Maximum - Minimum Eigenvalue</i>)

MW	Metoda <i>Multi Window</i>
NC-OFDM	Nespojité OFDM (<i>Non-Contiguous Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>)
OFDM	Ortogonálně kmitočtově dělený multiplexe (<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>)
PSD	Výkonová spektrální hustota (<i>Power Spectral Density</i>)
PSO	Optimalizace využívající roje částic (<i>Particle Swarm Optimization</i>)
QPSK	Kvadrurní fázové klífování (<i>Qadrature Phase Shift Keying</i>)
RCE	Chyba přijatého konstelačního diagramu (<i>Receive Constellation Error</i>)
RMS	Efektivní hodnota (<i>Root Mean Square</i>)
RMT	Teorie náhodných matic (<i>Random Matrix Theories</i>)
ROC	Provozní charakteristiky přijímače (<i>Receiver Operating Characteristics</i>)
SDR	Softwarově definované rádio (<i>Software Defined Radio</i>)
SER	Symbolová chybovost (<i>Symbol Error Rate</i>)
SNR	Poměr signálu k šumu (<i>Signal to Noise Ratio</i>)
SUI	<i>Stanford University Interim</i>
SVD	Singulární dekompozice (<i>Singular Value Decomposition</i>)
VHDL	Programovací jazyk popisující hardwarový obvod (<i>Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language</i>)
WE	Odhad podle Welchovy metody (<i>Welch Estimate</i>)
WiMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>

SEZNAM SYMBOLŮ

α	Hladina významnosti - chyba prvního druhu
B	Šířka kmitočtového pásma
β	Chyba druhého druhu
b_n	Počet bitů nesoucí jedna subnosná
C	Teoretická kapacita komunikačního kanálu
c_1, c_2	Akcelerační koeficienty
d	Počet rozměrů prostoru optimalizace
D	Překryv vzorků Welchovy metody
ΔP_n^-	Výkon ušetřený odebráním jednoho bitu greedyho algoritmu
ΔP_n^+	Výkon potřebný k vyslání dalšího bitu greedyho algoritmu
E_b	Energie jednoho bitu
E_s	Energie jednoho symbolu
f	Frekvence
$F(x)$	Empirická kumulativní distribuční funkce
f_{BER}	Kriteriální funkce minimalizace chybovosti
f_{DATA}	Kriteriální funkce k dosažení předem definované přenosové rychlosti
f_k	Partikulární kriteriální funkce optimalizace PSO
f_{krit}	Hlavní kriteriální funkce optimalizace PSO
$f_{max-DATA}$	Kriteriální funkce maximalizace přenosové rychlosti
f_{power}	Kriteriální funkce k minimalizaci vysílaného výkonu
f_s	Vzorkovací kmitočet
$G(x)$	Teoretická kumulativní distribuční funkce
Γ	SNR gap
g_n	Přenos komunikačního kanálu
$H(f)$	Frekvenční složka charakteristiky komunikačního kanálu
$h(n)$	Charakteristika komunikačního kanálu
H_0	Hypotéza - přítomnost pouze šumu
H_1	Hypotéza - přítomnost užitečného signálu
H_n	Kanálová frekvenční odezva
χ^2	Rozložení chí-kvadrát

i	Index částice PSO
I	Soufázová složka signálu v komplexní rovině
$I_{ideal,r}$	Soufázová normalizovaná napěťová úroveň pro r -tý ideální symbol
$I_{meas,r}$	Soufázová normalizovaná napěťová úroveň pro r -tý měřený symbol
\mathbb{J}	Indikační funkce při výpočtu empirické kumulativní distribuční funkce
K	Počet segmentů
$k(\alpha, N)$	Kritická hodnota na hladině významnosti α
k_α	Kmitočtový index
L	Počet úrovní M -stavové modulace
λ	Prahová úroveň
L_B	Délka segmentu Bartlettovy metody
L_F	Počet bodů Fourierovy transformace
M	Počet stavů modulace
M_C	Počet cest přijatého signálu
μ	Střední hodnota
M_{max}, M_{min}	Maximální a minimální počet stavů modulace
M_n	Počet stavů modulace n -té subnosné OFDM
N	Počet vzorků signálu
n	n -tý vzorek signálu
N_0	Výkonová spektrální hustota šumu
$n_{l,r}$	Soufázová šumová složka signálu
N_n	Výkon šumu
$n_{Q,r}$	Kvadrurní šumová složka signálu
\bar{P}	Průměrný vysílaný výkon přes všechny subnosné OFDM
P_0	Výkon normalizované ideální konstelace
$P_B(f)$	Výkonová úroveň Bartlettovy metody na dané frekvenční složce f
\bar{P}_{be}	Průměrná chybovost přes všechny subnosné OFDM
P_d	Pravděpodobnost správné detekce
P_e	Chybovost subnosné
P_{fa}	Pravděpodobnost falešného alarmu
p_{gd}	Nejlepší (globální) pozice ze všech částic optimalizace PSO v d rozměrném prostoru
p_{id}	Nejlepší pozice i -té částice optimalizace PSO v d rozměrném prostoru
P_{max}	Maximální vysílaný výkon subnosné
P_{MD}	Pravděpodobnost zmeškané detekce

$P_{PER}(f)$	Výkonová úroveň metody periodogramu dané frekvenční složky f
p_s	Průměrná hodnota výkonu primárního signálu
$P_W(f)$	Výkonová úroveň Welchovy metody na dané frekvenční složce f
Q	Q funkce
Q	Kvadrurní složka signálu v komplexní rovině
$Q_{ideal,r}$	Kvadrurní normalizovaná napěťová úroveň pro r -tý ideální symbol
$Q_{meas,r}$	Kvadrurní normalizovaná napěťová úroveň pro r -tý měřený symbol
r_1, r_2	Náhodně generovaná čísla u optimalizace PSO
R_d	Celková požadovaná přenosová rychlost OFDM
R_r	Skutečná přenosová rychlost komunikačního kanálu
\mathbf{R}_x	Kovarianční matice přijatého signálu
$S(f)$	Frekvenční složka užitečného signálu
$s(n)$	Užitečný signál
$S_{ideal,n}$	Ideální normalizovaný symbol konstelačního diagramu pro n -tý symbol
σ^2	Rozptyl, střední kvadratická odchylka
$S_{meas,n}$	Měřený normalizovaný symbol konstelačního diagramu pro n -tý symbol
S_x^α	Spektrální korelační funkce přijatého signálu
t	Index (časové) iterace optimalizace PSO
T	Doba trvání OFDM symbolu
$T(x)$	Testová statistika
T_S	Počet měřených symbolů u EVM
$V(f)$	Frekvenční složka šumu
$v(n)$	Šum
v_{id}^t	Rychlost i -té částice optimalizace PSO v čase t v d rozměrném prostoru
$w[n]$	Koeficienty váhovacího okna Welchovy metody
w_k	Váhovací koeficient kritériální funkcí f_k
\mathbf{X}	Matice přijatých signálů
$X(f)$	Frekvenční složka celkového přijatého signálu
$x(n)$	Celkový přijatý signál
ξ	Metrika subkanálu modifikovaného greedy algoritmu
x_{id}^t	Pozice i -té částice optimalizace PSO v čase t v d rozměrném prostoru
ζ	Vlastní čísla matice
ζ_{max}, ζ_{min}	Maximální a minimální vlastní číslo matice

OBSAH

1. ÚVOD	1
1.1. ÚVOD DO PROBLEMATIKY	1
1.2. ROZBOR SOUČASNÉHO STAVU	4
1.2.1. METODY SLEDOVÁNÍ SPEKTRA A TESTOVÁNÍ STATISTICKÝCH HYPOTÉZ	4
1.2.1.1. ENERGETICKÁ DETEKCE	5
1.2.1.2. PŘÍZPŮSOBENÝ FILTR	6
1.2.1.3. DETEKCE CYKLOSTACIONARITY	7
1.2.1.4. DETEKCE ZALOŽENÁ NA SINGULÁRNÍ DEKOMPOZICI	8
1.2.2. METODY OPTIMALIZACE OFDM	9
1.2.2.1. WATER-FILLING ALGORITMUS	9
1.2.2.2. GREEDY ALGORITMUS	10
1.2.2.3. OPTIMALIZACE VYUŽÍVAJÍCÍ ROJE ČÁSTIC	11
1.3. CÍLE DISERTACE	13
2. PROBLEMATIKA DETEKCE - SLEDOVÁNÍ SPEKTRA	14
2.1. REKAPITULACE ŘEŠENÝCH PROBLÉMŮ	14
2.2. ENERGETICKÁ DETEKCE VE FREKVENČNÍ OBLASTI	14
2.2.1. METODY ENERGETICKÉ DETEKCE	14
2.2.1.1. METODA PERIODOGRAMU	14
2.2.1.2. BARTLETTOVA METODA	15
2.2.1.3. WELCHOVA METODA	15
2.2.2. POPIS SIMULACÍ A IMPLEMENTACE	15
2.2.3. VÝSLEDKY SIMULACÍ & IMPLEMENTACE	17
2.3. VYUŽITÍ KOLMOGOROVA - SMIRNOVA STATISTICKÉHO TESTU PRO DETEKCI V ČASOVÉ OBLASTI	18
2.3.1. KOLMOGOROVŮV - SMIRNOVŮV STATISTICKÝ TEST	19
2.3.2. PRAKTICKÉ VYUŽITÍ K – S STATISTICKÉHO TESTU	19
2.3.3. ZÍSKÁNÍ TESTOVANÝCH DAT	20
2.3.4. STATISTICKÁ DETEKCE POMOCÍ K-S TESTU	22
2.3.4.1. VÝSLEDKY SIMULACÍ	22
2.3.4.2. VÝKONNOST K-S STATISTICKÉHO TESTU PRO RŮZNÉ DRUHY SIGNÁLŮ	24
2.3.4.3. ROC KŘIVKY K-S TESTU PRO RŮZNÉ DRUHY SIGNÁLŮ	26
2.3.5. ENERGETICKÁ DETEKCE S VYUŽITÍM K-S STATISTICKÉHO TESTU	32
2.3.5.1. VÝKONNOST ENERGETICKÉ DETEKCE S VYUŽITÍM K-S TESTU	33
2.1. ZHODNOCENÍ DÍLČÍ ČÁSTI	34
3. OPTIMALIZACE PARAMETRŮ OFDM	36
3.1. ŘEŠENÍ DANÝCH PROBLÉMŮ A VÝSLEDKY SIMULACÍ METOD PSO A GREEDY	36

3.1.1.	ZÁKLADNÍ NASTAVENÍ OFDM POMOCÍ PSO	37
3.1.2.	VÝSLEDKY PSO - WiMAX A MB-OFDM	39
3.1.3.	GREEDY ALGORITMUS - WiMAX	40
3.2.	VYUŽITÍ PARAMETRU EVM PRO OPTIMALIZACE PSO A GREEDY	42
3.2.1.	DEFINICE EVM	42
3.2.2.	DEFINICE CHYBOVOSTI BER	43
3.2.3.	ZÁVISLOST MEZI EVM, BER A SNR	44
3.2.4.	SIMULACE ZÁVISLOSTÍ EVM, BER A SNR	45
3.2.5.	VYUŽITÍ PARAMETRU EVM PŘI OPTIMALIZACI POMOCÍ METODY PSO	46
3.2.6.	VYUŽITÍ PARAMETRU EVM PŘI OPTIMALIZACI POMOCÍ GREEDY ALGORITMU	47
3.3.	ZHODNOCENÍ DÍLČÍ ČÁSTI	48
4.	OPTIMALIZACE KOMUNIKAČNÍHO SYSTÉMU S VÍCE NOSNÝMI S VYUŽITÍM NEPŘESNÉ INFORMACE O SLEDOVÁNÍ SPEKTRA	50
4.1.	REKAPITULACE ŘEŠENÝCH PROBLÉMŮ	50
4.2.	MODIFIKOVANÉ VERZE GREEDY ALGORITMU	51
4.2.1.	NASTAVENÍ MAXIMÁLNÍHO POČTU STAVŮ MODULACE POMOCÍ METRIKY ξ S JEDNOU ROZHODOVACÍ ÚROVNÍ DETEKTORU	51
4.2.2.	NASTAVENÍ VÍCE ROZHODOVACÍCH PRAHŮ DETEKTORU PODLE KOLMOGOROVA – SMIRNOVA TESTU	52
4.3.	OVĚŘENÍ PREZENTOVANÉHO ŘEŠENÍ	53
4.4.	ZHODNOCENÍ DÍLČÍ ČÁSTI	55
5.	ZÁVĚR	56
6.	LITERATURA	58

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1 Ilustrativní zobrazení frekvenčních mezer v kmitočtovém spektru.	1
Obr. 1.2 Ilustrační profil krátkodobého přijatého SNR v úzkopásmovém radiokomunikačním kanálu.	2
Obr. 1.3 Blokové schéma řetězce kognitivního rádia.	2
Obr. 1.4 Základní schéma komunikačního systému s více nosnými kmitočty.	3
Obr. 1.5 Principiální zobrazení alokace jednotlivých subnosných pomocí waterfilling algoritmu.	10
Obr. 2.1 Vývojová deska Memeo Virtex IV MB Development KIT s analogovým modulem P240.	16
Obr. 2.2 Blokové schéma implementace energetického detektoru v reálném čase.	16
Obr. 2.3 Zjednodušené schéma FPGA implementace [v2].	16
Obr. 2.4 Výkonové frekvenční spektrum počítané v FPGA (DVB-T vysílání v testovaném kanálu).	18
Obr. 2.5 Výkonové frekvenční spektrum počítané v FPGA (analogová TV v testovaném kanálu).	18
Obr. 2.6 Blokové schéma zapojení pro získání časových vzorků signálů s různými druhy modulací.	20
Obr. 2.7 Model průchodu signálu komunikačním kanálem [57].	21
Obr. 2.8 Základní blokové schéma průběhu Kolmogorova - Smirnova testu na získaných datech.	22
Obr. 2.9 Histogramy reálné a imaginární složky komplexního šumu.	23
Obr. 2.10 Histogramy absolutní hodnoty a výkonu šumu.	23
Obr. 2.11 Kumulativní distribuční funkce šumu pro 100 vzorků signálu.	23
Obr. 2.12 Kumulativní distribuční funkce šumu pro 1000 vzorků signálu.	23
Obr. 2.13 Závislost pravděpodobnosti detekce signálu na velikosti poměru SNR pro více druhů signálů, hladinu významnosti 5 % a počtu vzorků segmentu 1000.	24
Obr. 2.14 Závislost pravděpodobnosti detekce signálu na počtu vzorků segmentu pro více druhů signálů při SNR 3 dB a hladině významnosti 5 %.	25
Obr. 2.15 Závislost pravděpodobnosti falešného alarmu na počtu vzorků segmentu pro různé hladiny významnosti.	25
Obr. 2.16 ROC křivky pro různé vstupní signály a SNR = -3 dB.	26
Obr. 2.17 ROC křivky pro různé vstupní signály a SNR = 0 dB.	27
Obr. 2.18 ROC křivky pro různé vstupní signály a SNR = 3 dB.	27
Obr. 2.19 ROC křivky pro signály 64QAM a 16QAM _{narrow} při SNR = 0 dB a různou délkou segmentu.	28
Obr. 2.20 ROC křivky pro signál digitálního televizního vysílání DVB-T s různými hodnotami SNR.	28
Obr. 2.21 ROC křivky pro signál analogového televizního vysílání s různými hodnotami SNR.	29
Obr. 2.22 ROC křivky pro signál GSM a EDGE s různými hodnotami SNR.	30
Obr. 2.23 ROC křivky pro signál 16QAM s různými hodnotami SNR.	30
Obr. 2.24 ROC křivky pro signál systému WiMAX pro různé hodnoty poměru SNR.	31

Obr. 2.25 Základní blokové schéma průběhu energetické detekce s vyhodnocením Kolmogorova - Smirnova testu na získaných datech.	32
Obr. 2.26 ROC křivky pro různé vstupní signály a SNR = -9 dB.	33
Obr. 2.27 ROC křivky pro signál digitálního televizního vysílání DVB-T s různými hodnotami SNR.	33
Obr. 3.1 Blokové schéma simulace algoritmu optimalizace využívající roje částic.	36
Obr. 3.2 Blokové schéma simulace greedy algoritmu.	37
Obr. 3.3 Závislost kritériální funkce na počtu iterací [v4].	38
Obr. 3.4 Výsledky optimalizace – minimalizace chybovosti BER [v4].	38
Obr. 3.5 Výsledky optimalizace – dosažení přenosové rychlosti 47 Mb/s [v4].	38
Obr. 3.6 Výsledky optimalizace – minimalizace vysílaného výkonu [v4].	38
Obr. 3.7 Rozdělení nosných kmitočtů systému WiMAX dle [12].	39
Obr. 3.8 Výsledky optimalizace PSO pro modelový kanál SUI – 3 [v7].	40
Obr. 3.9 Výsledky greedy algoritmu pro model kanálu SUI – 3 [v7].	41
Obr. 3.10 Průměrná chybovost ve srovnání metody PSO a greedy algoritmu, jako funkce maximální hodnoty časového rozšíření kanálu pro rozdílné přenosové rychlosti 100, 70 a 25 % [v7].	41
Obr. 3.11 Definice EVM.	42
Obr. 3.12 Závislost chybovosti BER na SNR pro různé druhy modulací.	45
Obr. 3.13 Závislost chybovosti BER na velikosti EVM pro různé druhy modulací.	46
Obr. 3.14 Výsledky optimalizace PSO s využitím znalostí EVM (vertikální osa SER je v log měřítku) [v10].	46
Obr. 3.15 Výsledky greedy algoritmu s využitím znalostí EVM (vertikální osa SER je v log měřítku) [v10].	48
Obr. 4.1 ROC křivky – závislost pravděpodobnosti detekce P_d na pravděpodobnosti falešného alarmu P_{fa} [v8].	50
Obr. 4.2 Názorná ilustrace modifikované verze greedy algoritmu s využitím metriky ξ [v8], [v9].	52
Obr. 4.3 Názorná ilustrace modifikované verze greedy algoritmu s využitím rozhodovacích prahů podle K-S testu.	52
Obr. 4.4 Blokové schéma pracoviště pro získání navzorkovaných dat z televizního pásma.	53
Obr. 4.5 Alokování jednotlivých subnosných základního a modifikovaného greedy algoritmu, definované metriky a útlumu kanálu jako funkce indexu jednotlivých subnosných. Zelená barva – subpásma obsazená pouze šumem, modrá barva – subpásma obsazená analogovým TV vysíláním a červená barva – subpásma obsazená DVB-T vysíláním [v9].	54

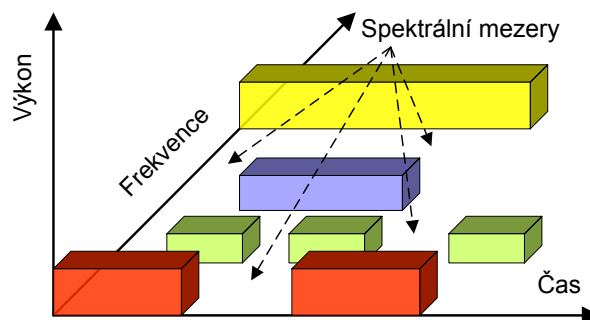
SEZNAM TABULEK

Tab. 1 Druhy možného rozhodnutí při testování statistických hypotéz.	4
Tab. 2 Porovnání simulací různých energetických detektorů v prostředí Matlab [v2].	17
Tab. 3 Obsazení logických bloků programovatelného hradlového pole Virtex IV xc4vsx35 [v2], [v3].	17
Tab. 4 Informační tabulka s parametry jednotlivých signálů.	20
Tab. 5 Minimální hodnoty SNR pro dodržení podmínky $Pfa = 0,1$, $Pd = 0,9$.	31

1. ÚVOD

1.1. ÚVOD DO PROBLEMATIKY

Je všeobecně známo, že elektromagnetické spektrum patří mezi vzácné přírodní zdroje a kvůli této skutečnosti je značně omezeno jeho využití. Pro správu a využití elektromagnetického frekvenčního spektra slouží některé státní orgány, jako např. Český telekomunikační úřad (ČTÚ), *International Telecommunication Union* (ITU), *Federal Communications Commission* (FCC), atd. V současné době jsou pevně přidělována rádiová frekvenční spektra jednotlivým komunikačním systémům nebo uživatelům na delší dobu. Toto přidělování platí pro regiony nebo i státy [1]. Výsledky měření frekvenčního spektra dokazují, že by bylo možné využít tento přírodní zdroj hospodárněji [2] - [5]. Tím je myšleno, že může být frekvenční pásmo využito různě v rozdílných geografických regionech a taky v různých časových intervalech (viz. ilustrační obr. 1.1). Tyto poznatky mohou vést k vytvoření nových komunikačních systémů, které využívají dynamického přidělování frekvenčního spektra. Na této základní myšlence je založen koncept kognitivního rádia (*Cognitive Radio* - CR). Jedná se o flexibilní přístup k nevyužití nebo málo využití části frekvenčního spektra, které je obsazeno primárními – licencovanými uživateli. Po zjištění, že dané frekvenční spektrum je volné s velkou pravděpodobností, je následně zahájeno dočasné využívání této části spektra alternativním komunikačním systémem – kognitivním rádiem.

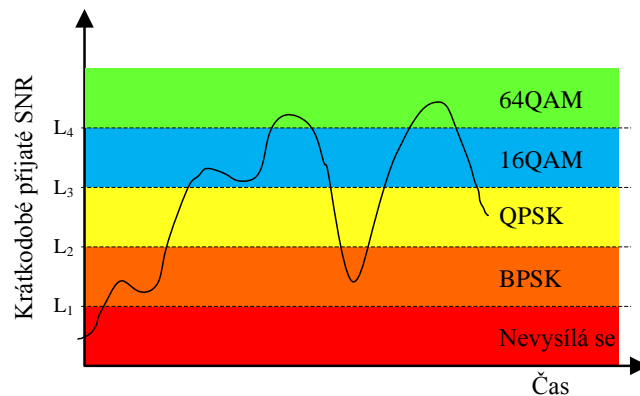


Obr. 1.1 Ilustrativní zobrazení frekvenčních mezer v kmitočtovém spektru.

Základní koncepce CR byla navržena v článku [6]. Koncept sleduje frekvenční spektrum a na základě jeho znalosti je schopen dynamicky měnit rádiové parametry. Často se využívá také tzv. skenování frekvenčního spektra s více spolupracujícími uživateli (*Cooperative Spectrum Sensing*), kteří si mezi sebou navzájem předávají informace [7].

Základní parametry, které mohou být měněny při vysílání, jsou: vysílací výkon, frekvence přenosu, technika přenosu – použitý druh modulace, směrové vyzařovací charakteristiky antén, atd. Nejjednodušším případem využití potenciálního volného frekvenčního spektra může být aplikace adaptivní modulace na systémy s jednou

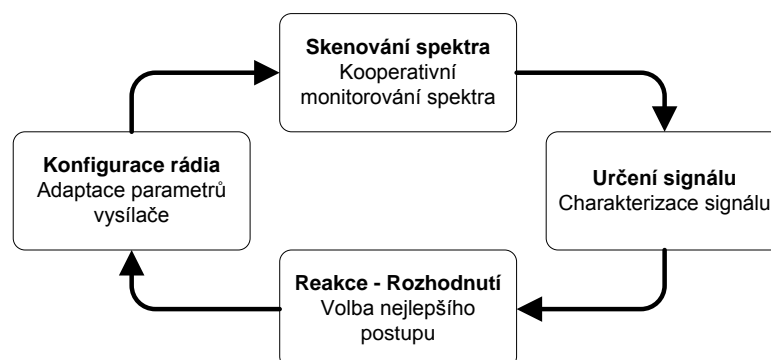
nosnou. Tím je myšleno, vhodné nastavení komunikačního systému do získaného momentálně volného kmitočtového pásma. Na obr. 1.2 jsou pro představu ilustrativně zobrazeny rozhodovací prahy mezi jednotlivými modulacemi v závislosti na změně poměru signálu k šumu (*Signal to Noise Ratio* - SNR) v čase. Druh modulační dané nosné frekvence se v čase může adaptivně měnit podle aktuálního stavu komunikačního kanálu [8].



Obr. 1.2 Ilustrační profil krátkodobého přijatého SNR v úzkopásmovém radiokomunikačním kanálu.

V následujících úvahách bude vždy diskutováno využití systémů s více nosnými kmitočty.

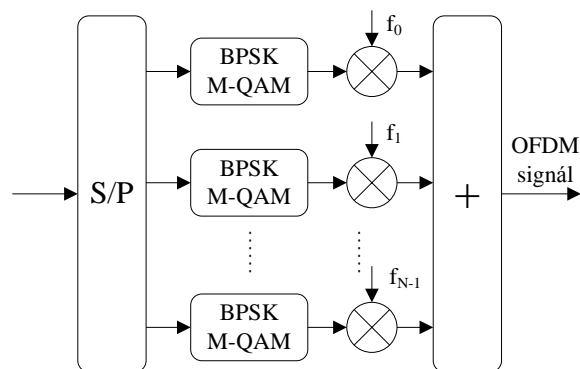
Koncepce kognitivního rádia tímto způsobem řeší problémy s omezeným elektromagnetickým spektrem, ale nejen to, také přizpůsobení požadovaným parametrům daného přenosového systému, nebo stavu komunikačního kanálu. Blokové uspořádání řetězce kognitivního rádia je zobrazeno na obr. 1.3 [6], [9]. Nejdříve je provedeno skenování frekvenčního spektra, což může probíhat i za pomoci jiných kognitivních účastníků. Poté je daný signál charakterizován (jedná se o určení typu detekovaného signálu). Hlavním úkolem je nalezení „prázdného“ (nevyužitého) kmitočtového pásma. Detekce může být provedena několika způsoby, jako například s využitím energetického detektoru, korelační analýzy, přizpůsobeného filtru, atd., uvedených v kapitole 1.2.1. V dalším kroku je přijat nejlepší postup pro zajištění komunikace a v poslední fázi je provedena rekonfigurace vysílacích parametrů softwarově definovaného rádia (*Software Defined Radio* - SDR). K této rekonfiguraci je často vhodné použít komunikační systém, který využívá více nosných frekvencí.



Obr. 1.3 Blokové schéma řetězce kognitivního rádia.

Jako příklad lze uvést systém s ortogonálně kmitočtově děleným multiplexem (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing* - OFDM). Nastavení parametrů SDR je provedeno na základě předchozí detekce. Celý proces je adaptivní, systém musí reagovat na vzniklé změny ve frekvenčním spektru a v neposlední řadě na jednotlivé vysílací požadavky, jako je např. chybovost (BER), přenosová rychlost (druh použité modulace), atd.

Technologie OFDM je v současné době široce použita v bezdrátových komunikačních systémech. Příkladem může být standard IEEE 802.11a/g [10], [11], IEEE 802.16 (WiMAX) [12] nebo DVB-T/T2. Mezi parametry, které je možno dynamicky adaptovat patří např. vysílaný výkon jednotlivých nosných, typ použité modulace a tomu odpovídající bitová (symbolová) rychlost, úplné vypnutí některých nosných kmitočtů, atd. Nastavení těchto parametrů musí korespondovat s aktuálním stavem komunikačního kanálu. Na řešení tohoto problému může být aplikována např. globální optimalizace nebo algoritmus, nastavující přímo jednotlivé parametry OFDM systému (tzv. Bit Loading algoritmus), uvedené v kapitole 1.2.2.



Obr. 1.4 Základní schéma komunikačního systému s více nosnými kmitočty.

Na obr. 1.4 je zobrazeno zjednodušené blokové uspořádání modulátoru OFDM s N nosnými. Nejprve jsou sériové datové bity převedeny do N paralelních větví, mapovány podle typu zvolené modulace (BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM) a dále modulovány na nosné frekvence. Sumačním blokem je vytvořen výsledný signál, který je možné vysílat rádiovým kanálem. V praxi probíhá modulace i demodulace pomocí bloku rychlé Fourierovy transformace (IFFT, FFT) [13].

Tato práce pojednává o optimalizaci vysílacích parametrů komunikačního systému s více nosnými frekvencemi na základě předchozího zjištění o obsazenosti a rušení daného komunikačního pásma. Popsané poznatky mohou být využity při provozu kognitivního rádia, které v současnosti nabývá na důležitosti a je velmi pravděpodobné využití těchto technik v komunikačních systémech blízké budoucnosti. Jako příklad lze uvést vznik standardu IEEE 802.22 [14], [15], kde je definován provoz kognitivního rádia v televizních pásmech uvolněných při přechodu na vysílání DVB-T.

Alternativou ke sledování kmitočtového spektra je i tzv. geo-lokace, která je také využita ve standardu IEEE 802.22 [14]. Využívá se informací uložených v geo-lokačních databázích. Srovnání a vysvětlení metod sledování kmitočtového spektra s geo-lokací je podrobně popsáno v [16].

1.2. ROZBOR SOUČASNÉHO STAVU

Jeden z hlavních úkolů kognitivního rádia je prohledávání neboli sledování spektra. Tato úloha je v současnosti řešena s využitím nástrojů číslicového zpracování signálu. Jedná se o zkoumání různorodých signálů, které pochází od rozličných komunikačních systémů. Situace může vypadat následovně. V dané oblasti, která může být definována časově, prostorově a kmitočtově, působí nějaká primární síť, např. televizní vysílání (analogové či digitální) nebo síť mobilních operátorů. Z daných měření [2] - [5] vyplývá, že nemusí být trvale využity všechny části spektra. Kognitivní systém se snaží tyto části spektra najít a využít pro vlastní provoz. Nejprve je nutné detekovat vysílání primárních uživatelů a předejít tak interferencím s těmito uživateli. Příležitost pro vysílání sekundárního uživatele X a příjem signálu sekundárním uživatelem Y v daném kmitočtovém pásmu nastává, když v dosahu vysílače uživatele X není žádný přijímač primární sítě a když zároveň uživatel Y není v dosahu žádného vysílače primární sítě. Nyní budou uvedeny a zjednodušeně popsány základní způsoby detekce primárních uživatelů.

1.2.1. METODY SLEDOVÁNÍ SPEKTRA A TESTOVÁNÍ STATISTICKÝCH HYPOTÉZ

Kognitivní rádio má za úkol rozpoznat, zda je v daném místě v kmitočtovém kanálu přijímán užitečný signál $s(n)$ nebo jen šum. Pro kanál s šířkou pásma B je možné definovat dvě základní hypotézy:

$$\begin{aligned} H_0: x(n) &= v(n) \\ H_1: x(n) &= v(n) + s(n), \quad n = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (1.1)$$

kde hypotéza H_0 značí nepřítomnost primárního signálu. To znamená, že přijatý signál $x(n)$ je tvořen pouze aditivním bílým šumem, u něj často předpokládáme gausovské rozložení. Hypotéza H_1 značí přítomnost primárního signálu, což znamená, že v přijatém signálu je obsažen užitečný signál $s(n)$ spolu s aditivním šumem $v(n)$. Proměnná N značí počet vzorků signálu. Testování statistických hypotéz je postup, kterým se ověřuje platnost daných hypotéz. Cílem testování je určit, zda je vhodné zamítnout nulovou testovanou hypotézu H_0 ve prospěch alternativní hypotézy H_1 . Kritérium, na kterém je založeno dané rozhodnutí, je nazýváno testovací statistikou. Pravděpodobnost, že se o nulové hypotéze rozhodne, že není pravdivá, i když ve skutečnosti je pravdivá, značíme α . Pravděpodobnost α je definována jako tzv. hladina významnosti. Pokud je takto rozhodnuto, nastává tzv. chyba typu I. Síla testu $1 - \beta$ je pravděpodobnost zamítnutí nulové hypotézy v případě, když není nulová hypotéza správná [17] (jedná se o pravděpodobnost správné detekce P_d).

Tab. 1 Druhy možného rozhodnutí při testování statistických hypotéz.

		Skutečná situace	
		H_0 je pravda	H_1 je pravda
Rozhodnutí	H_0 je pravda	Správné rozhodnutí $1 - \alpha$	P_{MD} Chyba typu II pravděpodobnost β
	H_1 je pravda	P_{fa} Chyba typu I pravděpodobnost α	P_d Správné rozhodnutí pravděpodobnost $1 - \beta$

Test je silný, pokud zaručuje vysokou pravděpodobnost zamítnutí nesprávné nulové hypotézy. Situace, které mohou nastat a jaká mohou být rozhodnutí, jsou uvedeny v tab. 1. Snahou je, aby chyby typu I a II byly co nejmenší.

1.2.1.1. ENERGETICKÁ DETEKCE

Energetický detektor bývá realizován formou periodogramu. Jedná se o nejběžnější způsob sledování kmitočtového spektra, protože metoda je níže výpočtově náročná a vhodná pro implementaci [18] - [20]. Přijímač nepotřebuje mít informaci o typu (parametrech) primárního vysílače. Přijímaný signál je detekován srovnáním výstupu energetického detektoru s rozhodovacím prahem. Rozhodovací úroveň λ závisí na šumovém pozadí a je porovnávána s testovací statistikou $T(x)$, která může být v časové oblasti definována jako [7]:

$$T(x) = \sum_{n=1}^N |x(n)|^2. \quad (1.2)$$

Testová statistika má rozložení hodnot chí-kvadrát [21], [22] a podle centrální limitní věty je pro dostatečně velký počet N možné považovat toto rozložení za Gaussovské. Z tohoto předpokladu vychází většina odborné publikované literatury, která se zabývá energetickou detekcí (např. [20], [7], [23], [24], [25]). S využitím tohoto předpokladu je pak možné definovat další parametry u energetického detektoru.

Pravděpodobnost falešného alarmu P_{fa} lze odvodit rovnicí [7]:

$$P_{fa} = P(H_1|H_0) = Q\left(\frac{\lambda - N\sigma_v^2}{\sigma_v^2\sqrt{2N}}\right), \quad (1.3)$$

kde σ_v^2 značí rozptyl šumu. Pravděpodobnost správné detekce P_d přijatého signálu je definována vztahem:

$$P_d = P(H_1|H_1) = Q\left(\frac{\lambda - N\sigma_v^2 - Np_s}{\sigma_v^2\sqrt{2N} + 4Np_s}\right), \quad (1.4)$$

kde p_s představuje průměrnou hodnotu výkonu primárního signálu $p_s = \|s\|^2/N$. Funkce Q je definována vztahem [26]:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-\tau^2/2} d\tau \quad (1.5)$$

Jedná se o plochu pod křivkou normovaného Gaussovského rozdělení na intervalu $(x, +\infty)$.

Nevýhody energetického detektoru jsou špatná spolehlivost při nízkých poměrech signálu k šumu, špatná detekce signálů s rozprostřeným spektrem a také problémy s nastavením rozhodovací úrovně pro detekované uživatele [18].

Jednou z nejdůležitějších věcí u detekce založené na energetickém detektoru je nastavení rozhodovacího prahu. K této problematice může být přístupováno s využitím tzv. testů dobré shody. Jedná se o statistické testy, které vychází ze znalosti distribuční funkce. Aby bylo možné testy korektně použít, je třeba ověřit, zda soubor naměřených dat neodporuje předpokládanému tvaru distribuční funkce, tj. zda odchylky empirické

distribuční funkce od předpokládané teoretické distribuční funkce jsou statisticky významné na zvolené hladině významnosti [17]. Pro testování, zda výběr pochází z určitého základního souboru, zda dva výběry pocházejí z téhož základního souboru nebo zda zvolené teoretické rozložení základního souboru může být modelem pro studovaný soubor, slouží právě tyto statistické testy dobré shody.

Pokud mají časové vzorky signálu, resp. šumu, normální rozložení hodnot, rozložení výkonu těchto vzorků signálu je chí-kvadrát (χ^2) s prvním stupněm volnosti [21]. Podobně tomu je i v případě, kdy signál, resp. šum je komplexní. Normální rozložení pak mají časové průběhy reálné a imaginární složky signálu. Jejich absolutní hodnota poté má Rayleighovo rozložení a rozložení vzorků výkonu je definováno distribuční funkcí chí-kvadrát s druhým stupněm volnosti [27]. Těchto vlastností je možné využít při energetické detekci a pomocí např. Kolmogorova – Smirnova statistického testu dobré shody rozlišit tvar distribuční funkce výkonu šumu s χ^2 rozložením od ostatních signálů s jiným rozložením výkonu. Kolmogorovův – Smirnovův statistický test je možné použít i v případě, že dané rozložení není předem známé, ale lepších výsledků může být dosaženo za předpokladu znalosti tohoto rozložení výkonu šumu. Podrobněji je tato problematika vysvětlena v kapitole 2.3.2.

Při využití centrální limitní věty se pro větší počet segmentů vzorků s jiným než normálním rozložením blíží toto rozložení normálnímu. Tato skutečnost do značné míry znemožňuje rozlišení mezi jednotlivými rozloženými, protože budou mít všechny normální charakter. Z tohoto důvodu je možné využít konkrétního rozložení výkonu (např. χ^2 s druhým stupněm volnosti pro komplexní šum) a toto rozložení porovnávat pomocí statistického testu s rozložením ostatních signálů tak, jak bylo popsáno v předchozím odstavci.

Pro otestování, zda daný soubor dat má normální rozložení, slouží i tzv. testy normality. Normální rozložení lze potvrdit např. testováním na základě bodového odhadu šikmosti a špičatosti empirického rozložení s normálním. Mezi další testy normality patří např. Shapiro - Wilkův test, D'Agostinův test, Berův - Jarqueův test, Shentonův - Bowmanův test nebo χ^2 - test shody normálního rozložení [17]. Tyto testy však dále nebyly použity, protože rozložení vzorků výkonu přijatého signálu je jiné, než normální.

1.2.1.2. PŘIZPŮSOBENÝ FILTR

Metoda využívající přizpůsobeného filtru je nejvíce vhodná v případech, kdy je předem znám časový průběh signálu od primárního uživatele [13], [28]. Přizpůsobený filtr bývá také nazýván koherentní detektor. Metoda vyžaduje dobrou znalost o primárním licencovaném signálu, jako je nosný kmitočet, použitý typ modulace, šířka frekvenčního pásma, preambule, synchronizační slova, rozprostírací kódy, atd. Přizpůsobený filtr koreluje předem známý signál s neznámým přijímaným signálem. Testovací statistika je srovnána s prahovou úrovní λ a v diskrétní formě ji lze definovat rovnicí [7]:

$$T(x) = \sum_{n=1}^N x(n)s^*(n), \quad (1.6)$$

kde $s(n)$ značí předem známý očekávaný signál a $x(n)$ značí vzorky přijatého signálu. Rozdělení veličiny T je při úvaze obou hypotéz normální. Je známo, že struktura přizpůsobeného filtru bývá označována jako optimální detektor, který maximalizuje poměr S/N, pokud je vysílaný signál předem znám [7].

Pravděpodobnost falešného alarmu lze odvodit jako:

$$P_{fa} = P(H_1|H_0) = Q\left(\frac{\lambda}{\sigma_v\sqrt{Np_s}}\right). \quad (1.7)$$

Pravděpodobnost správné detekce přijatého signálu je dána rovnicí:

$$P_d = P(H_1|H_1) = Q\left(\frac{\lambda - Np_s}{\sigma_v\sqrt{Np_s}}\right), \quad (1.8)$$

kde σ_v je směrodatná odchylka šumu.

1.2.1.3. DETEKCE CYKLOSTACIONARITY

Metoda založená na detekci cyklostacionarity využívá unikátního charakteru signálu k detekování jeho přítomnosti [18], [29]. Modulované signály používané v primárních rádiových sítích vykazují různé periodicity a podobné statistické vlastnosti [30]. Všechny jsou spojeny s harmonickým průběhem nosného kmitočtu. Periodické mohou být datové i rozprostírací posloupnosti. Většina primárních signálů je vytvářena modulováním harmonické nosné frekvence nebo má cyklické předpony, které vznikají opakováním. Autokorelační funkce těchto signálů mají periodické chování [31]. Tyto příznaky mohou být detekovány analýzou tzv. spektrální korelační funkce. Pomocí zmíněné funkce je možné oddělit energii šumu od energie modulovaného signálu. Tohoto oddělení je možné dosáhnout díky stacionaritě šumu a periodicitě signálu. Detekce cyklostacionarity patří mezi výpočtově náročnější metody. Je potřeba i delší interval pozorování signálu.

Výsledné vztahy jsou odvozeny z cyklické autokorelační funkce [7]. Odhad spektrální korelační funkce pro konečnou pozorovací dobu N je definován vztahem:

$$S_x^\alpha(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N X_{L_F}\left(n, k + \frac{k_\alpha}{2}\right) X_{L_F}^*\left(n, k - \frac{k_\alpha}{2}\right), \quad (1.9)$$

který platí pro kmitočet $\omega = \frac{2\pi k}{L_F}$ a X_{L_F} je definováno jako:

$$X_{L_F}(n, k) = \frac{1}{\sqrt{L_F}} \sum_{l=n-L_F/2}^{n+L_F/2-1} x(l) e^{-j2\pi kl/L_F}, \quad (1.10)$$

kde L_F značí L_F -bodovou Fourierovu transformaci (*Discrete Fourier Transform* - DFT) kolem n -tého vzorku přijatého signálu. Kmitočtový index $k_\alpha = \frac{\alpha L}{f_s}$ odpovídá kmitočtu α . Vzorkovací kmitočet je značen f_s .

Pokud se vychází z předpokladu, že ideální spektrální korelační funkce $S_s^\alpha(k)$ je předem známa, testovací statistika je pak dána rovnicí:

$$T(x) = \sum_{k=0}^{L-1} S_x^\alpha(k) [S_s^\alpha(k)]^*. \quad (1.11)$$

Tato testovací statistika je poté porovnávána s prahem λ . Výsledky simulací při odhadu spektrální korelační funkce jsou prezentovány v článku [32].

Každý ze zmíněných způsobů detekce se potýká s určitými nevýhodami, které je třeba uvážit před samotnou realizací. Po provedené detekci jednotlivých frekvenčních pásem se otevírá prostor pro provedení optimalizace komunikačního systému, pracujícího v detekovaném volném kmitočtovém pásmu.

1.2.1.4. DETEKCE ZALOŽENÁ NA SINGULÁRNÍ DEKOMPOZICI

Detekce využívající tzv. singulární dekompozici (*Singular Value Decomposition* - SVD) je založena na vlastních číslech kovarianční matice přijatého signálu. Metoda byla publikována a podrobně vysvětlena ve článku [33] a dále byla rozvinuta např. ve člancích [34], [35]. Matice je čtvercová, symetrická podle diagonály. Na hlavní diagonále jsou rozptyly (střední kvadratické odchylky), mimo diagonálu jsou pak vzájemné kovariance (střední hodnota součinu odchylek obou náhodných veličin od jejich středních hodnot) [36]. Metoda SVD využívá poměru mezi maximální nebo průměrnou hodnotou vlastních čísel matice ve srovnání k minimální hodnotě vlastních čísel kovarianční matice. Na základě této skutečnosti je detekována přítomnost signálu. Kvantifikování těchto poměrů je založeno na teoriích náhodných matic (*Random Matrix Theories* – RMT) [37]. Metoda založená na singulární dekompozici může vykazovat lepší výsledky než energetický detektor, pokud detekované signály jsou korelované. Metoda může být použita pro aplikace detekcí signálů bez znalostí o signálu, komunikačního kanálu nebo výkonu šumu. Ve srovnání s detekcí, založenou na přizpůsobeném filtru, tato metoda nevyžaduje synchronizaci [33].

V [35] byla metoda využívající singulární dekompozici popsána obecně pro M_C vzájemně spolupracujících detektorů. Přijatý signál z M_C různých cest obsahuje N vzorků. Matici přijatých signálů lze definovat jako:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & \cdots & x_{1N} \\ x_{21} & x_{22} & \cdots & x_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{M_C 1} & x_{M_C 2} & \cdots & x_{M_C N} \end{bmatrix}. \quad (1.12)$$

V článku [33] byly představeny dva základní přístupy k detekci založené na SVD.

První algoritmus je nazýván maximálně - minimální vlastní čísla (*Maximum - Minimum Eigenvalue* - MME). Nejprve jsou vypočítány vzorky kovarianční matice přijatého signálu, což lze zapsat jako [38]:

$$\mathbf{R}_x(N) = \mathbf{X} \cdot \mathbf{X}^H, \quad (1.13)$$

kde H značí Hermiteovskou transpozici. Na hlavní diagonále matice $\mathbf{R}_x(N)$ získáme vlastní čísla (maximální a minimální vlastní čísla jsou označena ζ_{max} a ζ_{min}). V dalším kroku je na řadě rozhodnutí, které říká: pokud je $\frac{\zeta_{max}}{\zeta_{min}} > \lambda_1$, signál je přítomen. V opačném případě je signál nepřítomen. Symbolem λ_1 je označen práh a platí podmínka $\lambda_1 > 1$.

Druhý algoritmus je označen jako detekce energie s minimálním vlastním číslem (*Energy with Minimum Eigenvalue* - EME). Stejně jako v předchozím případě je nejprve spočítán odhad kovarianční matice přijatého signálu $\mathbf{R}_x(N)$. Dále je vypočítán průměrný výkon (testová statistika) přijatého signálu $T(x)$ přes všech M cest, podle vztahu [33]:

$$T(x) = \frac{1}{M_C \cdot N} \sum_{i=1}^{M_C} \sum_{n=1}^N |x_i(n)|^2. \quad (1.14)$$

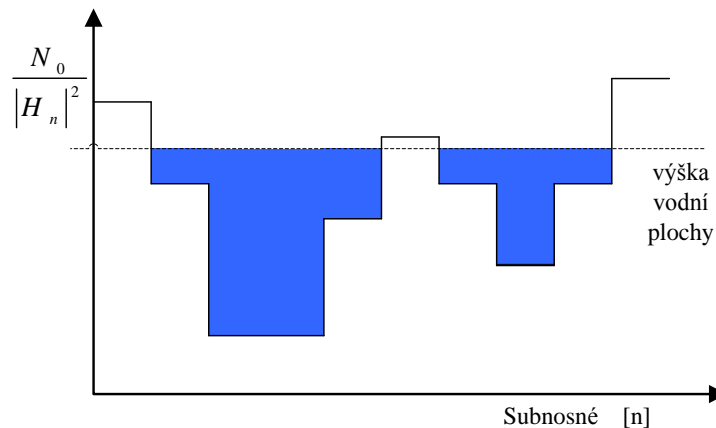
Tento průměrný výkon je srovnán s minimální hodnotou vlastního čísla ζ_{min} . Rozhodnutí v dalším kroku je definováno jako: pokud $\frac{T(x)}{\zeta_{min}} > \lambda_2$, signál je přítomen. V opačném případě je signál nepřítomen. Symbolem λ_2 je označena prahová úroveň a platí podmínka $\lambda_2 > 1$. Rozdíl mezi klasickou energetickou detekcí a metodou EME spočívá v tom, že klasický energetický detektor porovnává energii signálu s energií šumu, která musí být předem odhadnuta. Metoda EME srovnává energii signálu s minimální hodnotou vlastního čísla kovarianční matice, jež je počítána pouze z přijatého signálu. Prahové úrovně a jejich konkrétní výpočet jsou detailně odvozeny v článku [33].

1.2.2. METODY OPTIMALIZACE OFDM

Jak již bylo zmíněno v úvodní kapitole, předložená práce pojednává o metodách optimalizace komunikačního systému s více nosnými frekvencemi na základě předchozích znalostí o stavu přenosového kanálu. Optimalizaci komunikačního systému je vhodné provádět z důvodu možného nastavení více parametrů systému OFDM ve stejném čase. Je možné dynamicky reagovat na aktuální stav přenosového kanálu nebo na požadavky vysílací (resp. přijímací) strany. Komunikační systém využívající OFDM je možné ovlivňovat pomocí jednotlivých vytvořených objektivních funkcí, které směřují algoritmus k požadovanému cíli. Změnou základního nastavení optimalizace je možné pružně reagovat na dané požadavky. Mezi základní koncepty pro přímou alokaci jednotlivých nosných frekvencí patří tzv. waterfilling algoritmus. Na tomto konceptu je založena i metoda přímého nastavení komunikačního systému pomocí greedy algoritmu. Metoda umožňuje nastavovat ve stejném čase pouze jeden parametr. Při jakémkoliv změně je nutné spustit algoritmus znovu.

1.2.2.1. WATER-FILLING ALGORITHMUS

Jedná se o algoritmus, který vyhledá optimální alokaci výkonu na jednotlivých subnosných daného komunikačního systému. Využití toho algoritmu je možné najít např. [39], [40]. Lze si představit, že v nádobě s vodou je daný komunikační kanál. Tento komunikační kanál tak tvoří dno nádoby. Princip je ilustračně znázorněn na obr. 1.5. Symbolem N_0 je označena výkonová spektrální hustota a H_n značí frekvenční odezvu kanálu. Výška vody na dané subnosné pak ukazuje alokovaný výkon této subnosné. Čárkovaná čára značí výšku vodní hladiny a definuje celkovou energii vysílače. Subnosné frekvenci, kde dno nádoby je nad vodní hladinou, není alokován žádný vysílací výkon. Přenosový kanál je v těchto případech tak špatný, že není vhodné na daných frekvencích přenášet informaci.



Obr. 1.5 Principiální zobrazení alokace jednotlivých subnosných pomocí waterfilling algoritmu.

Algoritmus na vysílací straně se řídí pravidlem, že je výhodnější vysílat vyšším výkonem na kmitočtech s lepším stavem komunikačního kanálu a menším nebo žádným výkonem na frekvencích, kde je stav přenosového kanálu horší.

1.2.2.2. GREEDY ALGORITHMUS

Jednou ze základních technik optimalizace komunikačního systému s více nosnými je tzv. greedy algoritmus [41]. Do jisté míry se chová podobně jako waterfilling přístup z předchozí kapitoly. Algoritmus iterativně přidává (resp. ubírá) jeden přenášený bit na dané subnosné v daném časovém kroku. Greedy algoritmus je charakterizován dvěma základními vlastnostmi. První – algoritmus se vždy pohybuje ve směru, který garantuje největší přírůstek (resp. úbytek) dané objektivní funkce, která má být maximalizována (resp. minimalizována). Druhá – algoritmus vždy pracuje v jednom směru a nedělá zpětné kroky. Jeho jednoduchá funkce může být popsána následovně. Jestliže n -té subnosné je alokováno b_n bitů, pak výkon potřebný k vysílání jednoho dalšího bitu je dán vztahem [41] (jedná se o tzv. variantu bit filling):

$$\Delta P_n^+ = \frac{2^{b_n}}{g_n}, \quad \forall b_n: 0 \leq b_n < \bar{b}_n. \quad (1.15)$$

Výkon, ušetřený odebráním jednoho bitu z tohoto subkanálu, je definován vztahem [41] (varianta greedy algoritmu označená jako bit removal):

$$\Delta P_n^- = \frac{2^{(b_n-1)}}{g_n}, \quad \forall b_n: 0 \leq b_n < \bar{b}_n. \quad (1.16)$$

V obou případech je g_n poměr výkonové kanálové frekvenční odezvy k výkonu šumu na n -té subnosné a je definován:

$$g_n = \frac{|H_n|^2}{N_n}, \quad (1.17)$$

kde H_n značí přenos komunikačního kanálu a N_n značí výkon šumu. Maximální počet bitů, který může být alokován každému subkanálu je dán:

$$\bar{b}_n = \lfloor \log_2(1 + \bar{P}_n \cdot g_n) \rfloor, \quad (1.18)$$

kde \bar{P}_n značí maximální možný výkon na subnosnou. Metoda doplní další přídavný bit na subnosnou s nejmenší hodnotou ΔP_n^+ nebo odstraní ΔP_n^- . Algoritmus dokáže buď

bity přidávat, nebo odstraňovat. Dochází-li ke změně přenosového kanálu v čase, musí být vždy greedy algoritmus resetován a běžet z původního stavu. Což může být nevýhodou ve srovnání s globální optimalizací, která může pro re-adaptaci využít předchozích výsledků.

V souvislosti s greedy a water-filling algoritmy se často vyskytuje pojem SNR gap (Γ). Jedná se o parametr charakterizující přenosový systém. Je to funkce vybraného kódového schématu, dosahované chybovosti BER a požadovaného minimální výkonu celého systému. SNR gap kvantifikuje rozdíl mezi teoretickou maximální přenosovou kapacitou kanálu a aktuální dosažitelnou přenosovou rychlostí [42]. Teoretická maximální kapacita komunikačního AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) kanálu je dána rovnicí [43]:

$$C = \frac{1}{2} \log_2(1 + SNR). \quad (1.19)$$

Rovnice je definována v jednotkách počtu bitů na použití daného kanálu (není zde zahrnuta frekvenční šířka pásma). Pomocí gapu je možné analyzovat systém, který vysílá redukovanou přenosovou rychlostí R_r , kdy platí $R_r < C$. Pro dané kódové schéma a danou pravděpodobnost symbolové chyby, je SNR gap definován jako [43]:

$$\Gamma = \frac{2^{2C} - 1}{2^{2R_r} - 1} = \frac{SNR}{2^{2R_r} - 1}. \quad (1.20)$$

Redukovaná přenosová datová rychlost R_r je poté po vyjádření a přepsání z předchozí rovnice definována vztahem [43], [44]:

$$R_r = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{SNR}{\Gamma} \right), \quad (1.21)$$

Kde poměr SNR odpovídá danému subkanálu a pro hodnotu $\Gamma = 1$ (0 dB) dosahuje R_r teoretické maximální přenosové rychlosti daného komunikačního kanálu. Kapacita přenosového kanálu je teoretický horní limit, který může dosáhnout přenosová rychlost v komunikačním kanálu, pokud se pravděpodobnost chyby blíží dle Shannonova teorému libovolně malé hodnotě, definované v [45]. SNR gap udává snížení teoretické kapacity komunikačního kanálu, jako by přenosový kanál měl nižší hodnotu SNR o velikost hodnoty Γ .

1.2.2.3. OPTIMALIZACE VYUŽÍVAJÍCÍ ROJE ČÁSTIC

Globální optimalizace využívající roje částic (*Particle Swarm Optimization* - PSO) byla původně navržena k použití v prostoru reálných čísel [46], [47]. Speciální diskretní forma optimalizace PSO, vhodná pro aplikaci se systémem OFDM, byla publikována v [48]. Diskretní verze PSO s využitím v kognitivním rádiu byla uvedena v článku [49].

Nové potenciální řešení je reprezentováno částicí s pozicí x_{id} a změnou rychlosti v_{id} v d rozměrném prostoru. Každá částice si uchovává informaci jejího nejlepšího výsledku ve vektoru p_{id} . Výpočet rychlosti v_{id} i -té částice probíhá podle znalosti nejlepší pozice částice samotné a podle znalosti nejlepší pozice ze všech částic v sousedství (p_{gd}). Aktuální rychlost i -té částice je v [47] počítána podle následující rovnice:

$$v_{id}^t = v_{id}^{t-1} + c_1 r_1 (p_{id}^{t-1} - x_{id}^{t-1}) + c_2 r_2 (p_{gd}^{t-1} - x_{id}^{t-1}), \quad (1.22)$$

kde r_1 a r_2 jsou náhodně generovaná kladná čísla z intervalu $(0,1)$. Konstanty c_1 a c_2 značí akcelerační koeficienty. Index d odpovídá rozměru řešeného problému a t značí aktuální iteraci. Nová pozice i -té částice je v [46] počítána podle následujícího vztahu:

$$x_{id}^t = x_{id}^{t-1} + v_{id}^t. \quad (1.23)$$

Rovnice je počítána v každém iteračním kroku pro každou částici. V definovaném problému optimalizace OFDM je nutné nastavovat systémové parametry (počet bitů a výkon jednotlivých nosných) v diskrétních krocích. Proto byla použita diskrétní verze optimalizace PSO. Částice reprezentují binární proměnné místo reálných čísel. Rychlost částice byla změněna na pravděpodobnost vyjadřující šanci, že binární proměnná nabude hodnoty 1 [48]. To jsou dva základní rozdíly mezi spojitou a diskrétní formou PSO. Pozici i -té částice v iteraci t značí x_i^t . Celá pozice je popsána jako $x_i^t = [x_{i1}^t, x_{i2}^t, \dots, x_{iD}^t]$, kde D je počet bitů popisující částici x_i^t . Počet bitů použitých k vyjádření pozice je dán rozsahem a potřebnou přesností optimalizovaných parametrů.

Celý roj částic je při optimalizování navigován pomocí definovaných kriteriálních funkcí f_k , jak bylo navrženo v [49]. Několik těchto funkcí je složeno do hlavní kriteriální funkce f_{krit} :

$$f_{krit} = \sum_k w_k f_k, \quad (1.24)$$

kde w_k značí váhovací koeficienty. Všechny objektivní funkce f_k se v ideálním případě blíží hodnotě 1. Součet všech váhovacích koeficientů je roven 1. První objektivní funkce byla v [49] navržena k minimalizování chybovosti BER:

$$f_1 = f_{BER} = 1 - \frac{\log_{10}(0,5)}{\log_{10}(\bar{P}_{be})}, \quad (1.25)$$

kde \bar{P}_{be} značí průměrnou chybovost BER přes všech N subnosných frekvencí. Druhá kriteriální funkce použitá v [49] maximalizuje přenosovou rychlost.

$$f_2 = f_{max-DATA} = \frac{N^{-1} \sum_{n=1}^N \log_2 M_n - \log_2 M_{min}}{\log_2 M_{max} - \log_2 M_{min}}, \quad (1.26)$$

kde M_{min} a M_{max} značí modulaci s minimálním a maximálním počtem stavů. Proměnná M_n představuje počet stavů modulace n -té subnosné. Třetí objektivní funkce dle [49] slouží k minimalizování vysílaného výkonu. Lze ji definovat jako:

$$f_3 = f_{power} = 1 - \frac{\bar{P}}{P_{max}}, \quad (1.27)$$

kde \bar{P} značí průměrný vysílaný výkon přes všechny použité subnosné, proměnná P_{max} značí maximální vysílací výkon subnosné.

První objektivní funkce z rovnice 1.25 využívá pro výpočet chybovosti jednotlivých subnosných známých vztahů [45]. Pro modulaci BPSK a její chybovost platí vztah:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right), \quad (1.28)$$

kde E_b značí energii jednoho bitu a N_0 značí výkonovou spektrální hustotu šumu v AWGN kanále. Výpočet chybovosti M -stavových modulací (M-QAM) je v [45] přibližně dán vztahem:

$$P_e \approx \frac{1}{\log_2 M} \left(2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \right). \quad (1.29)$$

V každém iteračním kroku je pro všechny částice vypočítávána aktuální rychlost, podle které se stanoví i nová pozice částice, které pak náleží i jiná hodnota celkové kritériální funkce. Optimalizace může být nastavena tak, aby bylo možné preferovat různá kritéria a také směřovat k nejlepšímu globálnímu nebo personálnímu výsledku.

1.3. CÍLE DISERTACE

Hlavním cílem disertační práce je optimalizovat vysílací parametry komunikačního systému s více nosnými frekvencemi na základě znalostí, získaných sledováním kmitočtového spektra. Ke splnění tohoto cíle je třeba dosáhnout následující dílčí body:

- Nalezení optimální metody pro sledování kmitočtového spektra. Hlavní požadavky jsou kladeny na jednoduchost (vzhledem k možné implementaci), ale současně i na spolehlivost metody a její univerzálnost pro různé typy signálů primárních uživatelů.
- Využití znalostí o aktuálním stavu kmitočtového spektra k příslušné adaptaci vysílacích parametrů komunikačního systému s více nosnými. Je možné optimalizovat nejen výkon a počet bitů na jednotlivých nosných, ale i celkový počet nosných a jejich nesouvislé rozmístění v širokopásmovém komunikačním kanále. V tomto případě tak nosné nemusí být alokovány spojitě, ale jsou rozmístěny s ohledem na minimalizaci interferencí primárních uživatelů a minimalizaci potřebného výkonu. Adaptace systému s více nosnými na základě znalostí kvality signálu, vyjádřené pomocí parametru EVM, bez nutnosti znalosti přenosu komunikačního kanálu.
- Oproti v současnosti používaným metodám by bylo žádoucí do optimalizačního algoritmu zahrnout i spolehlivost informace o stavu kanálu vyjádřenou například pomocí pravděpodobnosti falešného alarmu nebo pravděpodobnosti detekce signálu primárního uživatele.

Navržené metody budou ověřeny pomocí počítačové simulace.

2. PROBLEMATIKA DETEKCE - SLEDOVÁNÍ SPEKTRA

Doposud zpracované zkoumané metody sledování spektra a detekce jednotlivých primárních vysílačů byly založeny zejména na principu energetické detekce. Vytvořené simulace byly základem pro následnou implementaci v obvodech FPGA.

2.1. REKAPITULACE ŘEŠENÝCH PROBLÉMŮ

První zkušenosti s implementací v programovatelném logickém obvodu FPGA byly publikovány v [v1]. Jednalo se o metody kompenzace nesymetrií kvadraturního modulátoru na vývojové desce s FPGA Virtex II. Tyto poznatky byly dobrým základem k dalšímu vývoji a implementaci metody založené na energetické detekci digitálního a analogového TV vysílání v televizních pásmech. Získané výsledky této implementace byly prezentovány v [v2]. Nejprve byly vytvořeny simulace několika druhů detektorů pracujících na principu energetické detekce, popsané v kapitole 2.2. Jednalo se o metody periodogramu, Bartlettovy a Welchovy metody.

2.2. ENERGETICKÁ DETEKCE VE FREKVENČNÍ OBLASTI

Tato kapitola popisuje metody, které jsou založeny na výpočtu energie signálu z frekvenční oblasti. K převedení časových vzorků do frekvenční oblasti se využívá DFT a následně dochází k výpočtu výkonu.

2.2.1. METODY ENERGETICKÉ DETEKCE

2.2.1.1. METODA PERIODOGRAMU

Výpočet energetické detekce je založen na měření výkonu signálu na výstupu filtru pásmové propusti. Metoda periodogramu je založena na odhadu výkonového spektra. Hlavním úkolem je tedy zjistit výkonovou spektrální hustotu signálu (*Power Spectral Density* - PSD). Periodogram může být získán odhadem autokorelační funkce z pozorovaných vzorků $x[0], x[1], \dots, x[N-1]$ a poté použitím DFT na tyto vzorky [50]. Obvykle bývá v praxi periodogram vyčíslen s využitím rychlé Fourierovy transformace (*Fast Fourier Transform* - FFT). Této vlastnosti bylo využito i při dále popsané implementaci běžící v reálném čase. Výpočet periodogramu pak může být vyjádřen vztahem:

$$P_{PER}(f) = \frac{1}{N} \left| \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j2\pi f n} \right|^2. \quad (2.30)$$

Vypočítané výkonové úrovně odpovídají jednotlivým frekvenčním složkám. Metoda periodogramu se potýká s několika problémy, jako např. velký rozptyl a malá

vyhlazenost kmitočtového spektra, které je možno redukovat rozdělením dat do několika segmentů a použitím váhovacího okna, z čehož vychází Bartlettova a Welchova metoda [50]. Kvalita odhadu spektra (kmitočtová rozlišitelnost) také záleží na počtu vzorků signálu.

2.2.1.2. BARTLETTOVA METODA

Metoda je založena na rozdělení pozorovaných dat do K segmentů (bez překrývání) s délkou L_B . Celkový počet datových vzorků N je roven součinu $K \cdot L_B$. Je tedy nezbytné nejdříve vypočítat periodogram jednotlivých segmentů a poté vyčíslit průměrnou hodnotu přes všechny periodogramy. Metoda může být vyjádřena rovnicí [50]:

$$P_B(f) = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K P_{PER}^{(i)}(f), \quad (2.31)$$

kde i značí i -tý segment a nabývá hodnoty $i = 1, 2, \dots, K$. Rozptyl Bartlettovy metody je menší než rozptyl periodogramu. Redukce rozptylu však vede ke zmenšení frekvenčního rozlišení. Metoda založená na Bartlettově výpočtu tak má K -krát menší rozlišení než metoda periodogramu [50].

2.2.1.3. WELCHOVA METODA

Welchova metoda je také založena na odhadu metody periodogramu obdobně jako Bartlettova metoda. V tomto případě se navíc jednotlivé segmenty překrývají. Překryv může být volen libovolně. Každý datový segment je také váhován oknem. Počet datových vzorků je tak definován jako:

$$N = L_B + D(K - 1), \quad (2.32)$$

kde D značí postupný překryv jednotlivých vzorků. Výpočet založený na metodě periodogramu je v [50] následně definován rovnicí:

$$P_M^{(i)}(f) = \frac{1}{L_B} \left| \sum_{n=0}^{L_B-1} w[n] x_i[n] e^{-j2\pi f n} \right|^2, \quad (2.33)$$

kde jsou datové vzorky $x_i[n]$ váhovány nepravoúhlým oknem $w[n]$. Welchův odhad frekvenčního spektra je následně v [50] dán vztahem:

$$P_W(f) = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K P_M^{(i)}(f). \quad (2.34)$$

Welchova metoda může být použita pro redukci rozptylu a zároveň ke zlepšení frekvenčního rozlišení [50].

2.2.2. POPIS SIMULACÍ A IMPLEMENTACE

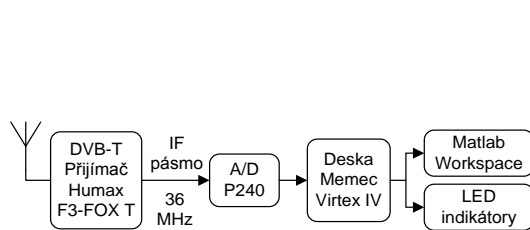
Zmíněné metody byly nejdříve simulovány v prostředí Matlab a poté byla metoda periodogramu implementována na FPGA Virtex IV (xc4vsx35). Implementace byla vytvořena v prostředí Xilinx System Generator. Pro implementaci, běžící v reálném

čase, byla vybrána vývojová deska Memece Virtex IV MB Development KIT s analogovým modulem P240 (obr. 2.1). Podrobný popis s technickou dokumentací desky a analogového modulu je obsažen v [51], [52].

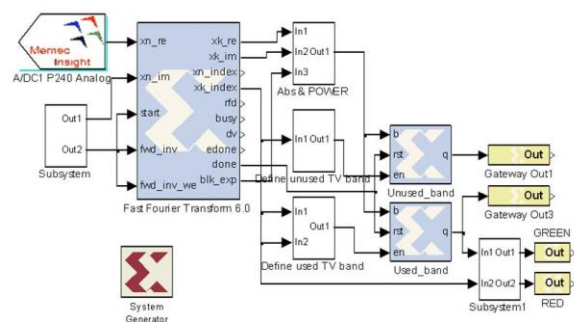


Obr. 2.1 Vývojová deska Memece Virtex IV MB Development KIT s analogovým modulem P240.

Blokové uspořádání celkové realizace je zobrazeno na obr. 2.2. Byl použit speciálně upravený DVB-T přijímač Humax F3-FOX T s vyvedeným mezifrekvenčním výstupem na kmitočtu 36 MHz. Tento přijímaný signál byl vzorkován A/D převodníkem osazeným na analogovém modulu P240 s frekvencí 125 MHz.



Obr. 2.2 Blokové schéma implementace energetického detektoru v reálném čase.



Obr. 2.3 Zjednodušené schéma FPGA implementace [v2].

Signál je zpracován v obvodu FPGA, ve kterém je vypočítáno frekvenční výkonové spektrum, pomocí metody periodogramu. Algoritmus počítá energii v 8 MHz televizním kanále v rozsahu od 32 do 40 MHz. Přítomnost nebo nepřítomnost signálu v daném

pásmu byla signalizována pomocí LED diod. S využitím hardwarové / softwarové kosimulace bylo možné získaná data importovat a zobrazit v prostředí Matlab.

Zjednodušené blokové uspořádání implementovaného algoritmu je zobrazeno na obr. 2.3. Vlevo se nachází blok A/D převodníku, do kterého vstupuje signál z mezifrekvenčního výstupu přijímače, a dále je propojen s blokem FFT. Za tímto blokem jsou menší subsystemy, které vyčíslují výkon spektrálních složek a přesně definují dané kmitočtové pásmo. Vypočítaný výkon v televizním pásmu je srovnán s prahovou úrovní. Překonání prahové úrovně je signalizováno LED diodami.

2.2.3. VÝSLEDKY SIMULACÍ & IMPLEMENTACE

Výsledky simulací pro všechny zmiňované metody energetické detekce s rozdílnými vstupními signály jsou uvedeny v tab. 2. Byla srovnávána energie v obsazeném kanálu (8 MHz) s energií ve volném (sousedním) pásmu.

Tab. 2 Porovnání simulací různých energetických detektorů v prostředí Matlab [v2].

	DVB-T OFDM		Analogové vysílání TV		Šum	
	P obs. [dB]	P volné [dB]	P obs. [dB]	P volné [dB]	P obs. [dB]	P volné [dB]
Periodogram	12,64	-12,22	17,13	2,41	-1,43	13,55
Bartlett	12,85	-8,54	16,29	2,23	1,37	16,03
Welch	8,92	-20	13,01	-2,15	-6,78	11,71

Je nutné poznamenat, že testované signály pro simulace i implementaci byly získány z mezifrekvenčního výstupu zmíněného přijímače pomocí vzorkovací karty CompuScope 12400. Největší rozdíl mezi energií v obsazeném a volném pásmu dosahovala Welchova metoda. Délka FFT byla nastavena na 1024 vzorků. Metody byly testovány na tři rozdílné vstupní signály obsahující DVB-T vysílání, analogové televizní vysílání a šum.

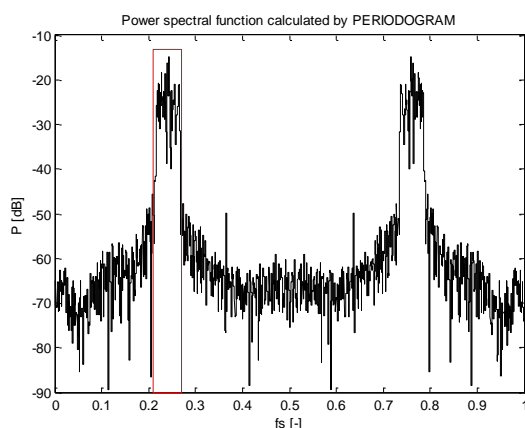
Následující část ukazuje obsazení logických bloků FPGA implementované metody periodogramu. Logické obsazení bloků je vyznačeno v tab. 3. Lepšího využití jednotlivých bloků by mohlo být docíleno přímou implementací ve VHDL kódu. I přesto je tedy stále možnost využití zbylých prostředků FPGA pro vytvoření adaptivní optimalizace komunikačního systému s více nosnými kmitočty (OFDM).

Tab. 3 Obsazení logických bloků programovatelného hradlového pole Virtex IV xc4vsx35 [v2], [v3].

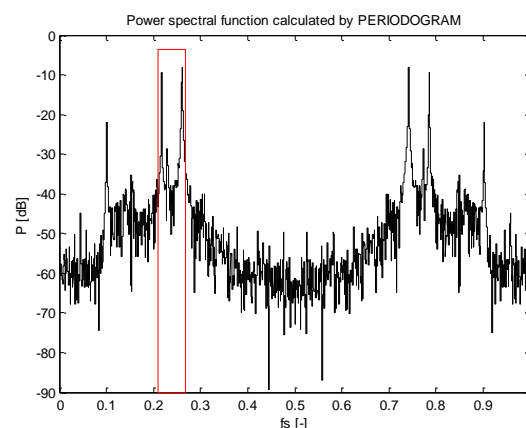
Obsazení bloků	Obsazení [%]
Počet klopných obvodů	14
Počet čtyřvstupých jednotek LUT	16
Počet využitých bloků	25
Počet DSP48 bloků	32

Výsledky implementace byly získány při zapojení podle obr. 2.2. Příslušný televizní kanál byl naladěn na DVB-T přijímači a energie v použitém mezifrekvenčním pásmu byla vyhodnocena s využitím FPGA. Výkonové spektrum obsazeného kanálu vysíláním DVB-T je zobrazeno na obr. 2.4 [v2], [v3]. Kmitočtové spektrum odpovídalo televiznímu kanálu C40 v okolí města Brna. Červený obdélník vyznačuje 8 MHz široký

použitý (obsazený) kanál. Horizontální osa definuje normalizovanou frekvenci. Kmitočtové spektrum je symetrické podle poloviny vzorkovacího kmitočtu.



Obr. 2.4 Výkonové frekvenční spektrum počítané v FPGA (DVB-T vysílání v testovaném kanálu).



Obr. 2.5 Výkonové frekvenční spektrum počítané v FPGA (analogová TV v testovaném kanálu).

Výkon v obsazeném pásmu byl $-20,85$ dB a výkon ve zbylém volném pásmu byl vyhodnocen na $-47,36$ dB. Výkonové spektrum analogového televizního vysílání je ukázáno na obr. 2.5 [v2]. Jednalo se o televizní kanál C49. Vypočítaný výkon v obsazeném pásmu byl $-21,94$ dB a výkon ve zbylém pásmu dosahoval hodnoty $-40,53$ dB. Hodnoty výkonů jsou pouze předpokládáné, nebyly přesně měřeny. Televizní kanál obsazen pouze šumem zde není zobrazen, ale při implementaci byl také vyhodnocován.

Popsané výsledky implementace metody energetické detekce na obvodu FPGA byly získány zejména během čtyřměsíční stáže na univerzitě ESIEE v Paříži ve Francii.

2.3. VYUŽITÍ KOLMOGOROVA - SMIRNOVA STATISTICKÉHO TESTU PRO DETEKCI V ČASOVÉ OBLASTI

Tato kapitola popisuje možnou realizaci energetického detektoru ze vzorků signálu v časové oblasti. Energie (výkon) signálu je stanoven z těchto vzorků a následnou analýzou distribuční funkce těchto vzorků je rozhodnuto, zda vzorky odpovídají pouze šumu nebo užitečnému signálu. Sledování frekvenčního spektra s využitím Kolmogorova - Smirnova (K-S) testu bylo publikováno v [53], kde je teoretická kumulativní distribuční funkce získávána empiricky ze vzorků měřeného šumového signálu. Přesnost odhadu rozložení je dána počtem vzorků signálu, z kterého se rozložení stanovuje. Na rozdíl od této publikace, níže popsáný přístup předpokládá znalost teoretického rozložení (resp. jeho kumulativní distribuční funkce) vzorků šumového signálu. Jedná se tak o odlišný přístup k problematice rozhodování o obsazenosti kmitočtového spektra.

2.3.1. KOLMOGOROVŮV - SMIRNOVŮV STATISTICKÝ TEST

Tento test umožňuje testování shody empirické a teoretické distribuční funkce F , přičemž parametry rozdělení jsou předem známé. Je testována nulová hypotéza H_0 , která odpovídá situaci, kdy se empirické a teoretické pravděpodobnostní rozložení statisticky významně neliší proti alternativní hypotéze H_1 , která říká, že se empirické a teoretické pravděpodobnostní rozložení statisticky významně liší. Nejprve je vypočítána empirická kumulativní distribuční funkce (*Cumulative Distribution Function* - CDF) z datových vzorků přijatého signálu. Tato funkce je definována vztahem:

$$F(x) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbb{J}(x_n \leq x), \quad (2.35)$$

kde \mathbb{J} je indikační funkce, která je rovna jedné, pokud je vstupní podmínka splněna a nule v opačném případě, N je celkový počet vzorků signálu z daného segmentu. Největší absolutní odchylka mezi dvěma CDF funkcemi (empirickou a teoretickou) je použita jako test dobré shody statistiky, která je definována vztahem [54]:

$$T = \sup_{x \in \mathbb{R}} \{|F(x) - G(x)|\}, \quad (2.36)$$

kde $G(x)$ je teoretická kumulativní distribuční funkce. V praxi je tento vztah zjednodušen jako [17]:

$$T = \max_i \{|F(x_i) - G(x_i)|\}, \quad (2.37)$$

kde $F(x_i)$ je hodnota kumulativní distribuční funkce v bodě x_i . Nulová hypotéza je zamítnuta, je-li hodnota testovací statistiky T větší než kritická hodnota $k(\alpha, N)$ na hladině významnosti α . Hodnoty $k(\alpha, N)$ jsou pro $5 \leq N \leq 50$ tabelované. Pro případy, kdy $N > 50$, lze použít aproximaci:

$$k(\alpha, N) = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot N} \ln\left(\frac{2}{\alpha}\right)}. \quad (2.38)$$

Kritická hodnota tedy závisí na hladině významnosti a celkovém počtu vzorků. Po výpočtu kritické hodnoty je testová statistika srovnána s kritickou hodnotou a následně pak potvrzena, nebo zamítnuta pro danou hladinu významnosti α hypotéza H_0 . Hladina významnosti je vstupní parametr statistického K-S testu a odpovídá pravděpodobnosti falešného alarmu dané hypotézy H_0 .

2.3.2. PRAKTICKÉ VYUŽITÍ K – S STATISTICKÉHO TESTU

Hlavní myšlenka, jak využít Kolmogorův - Smirnovův statistický test při energetické detekci, vychází z informací, které byly uvedeny v kapitole 1.2.1.1, věnované teoretickému popisu energetické detekce. Většina odborných pramenů vychází z předpokladu založeném na centrální limitní větě, která říká, že součet velkého množství vzorků signálu s jiným než normálním rozložením je normální. Toto tvrzení je založeno na aproximaci normálního rozložení. Čím větší počet sčítaných vzorků bude, tím bude aproximace lepší. V konkrétním případě energetické detekce lze situaci popsat následovně. Rozložení časových vzorků signálu šumu je normální. Rozložení vzorků výkonu šumu je χ^2 s N stupni volnosti a rozložení součtu velkého množství těchto

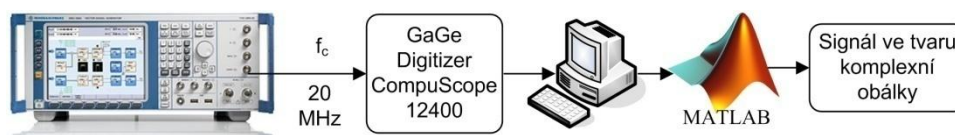
vzorků je poté opět normální. Inovativní myšlenkou je srovnání vzorků výkonu šumu s χ^2 rozložením pomocí Kolmogorova – Smirnova testu s teoretickým rozložením distribuční funkce χ^2 . Na základě tohoto předpokladu je možné pomocí K-S testu detekovat v daném komunikačním kanálu přítomnost pouze šumu při potvrzení hypotézy H_0 , nebo přítomnost jiného signálu s jinými parametry rozložení a tak vyvrácení hypotézy H_0 . Zmiňovaný přístup se liší také tím, že za předpokladu platnosti centrální limitní věty mají součty vzorků segmentů normální rozdělení, nezávislé na druhu signálu. Výsledný tvar kumulativní distribuční funkce při využití K-S testu bude odlišný od tvaru χ^2 rozdělení. Na základě tvaru CDF by pak mohlo dojít do jisté míry i k rozlišení typu přijatého signálu.

Kolmogorův – Smirnovův statistický test lze využít i nezávisle na energetickém detektoru. Detekci lze provádět jen na základě statistického rozložení vzorků výkonu daného signálu, bez nutnosti uvažování nashromážděné energie z daných vzorků. Normováním dat lze energii signálu potlačit a uvažovat pouze o statistickém rozložení těchto vzorků.

Využití K-S testu u energetického detektoru a samostatný statistický detektor, založený na detekci statistických parametrů signálu pomocí K-S testu, budou dále podrobněji popsány.

2.3.3. ZÍSKÁNÍ TESTOVANÝCH DAT

Simulace a testy byly prováděny na různých reálných signálech získaných pomocí vektorového signálového generátoru Rohde & Schwarz SMU 200A. Blokové schéma postupu získání těchto signálů je zobrazeno na obr. 2.6. Výstupem byly signály ve tvaru komplexní obálky určené pro testování úspěšnosti statistické metody K-S testu a energetické detekce využívající K-S statistického testu.



Obr. 2.6 Blokové schéma zapojení pro získání časových vzorků signálů s různými druhy modulací.

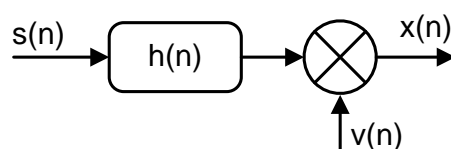
Generovány byly např. signály digitální televize DVB-T (šířka pásma 8 MHz), standardu WiMAX (šířka pásma 1,75 MHz), standardy GSM a EDGE. Generování signálu GSM a EDGE bylo nastaveno ve třech variantách.

Tab. 4 Informační tabulka s parametry jednotlivých signálů.

Druh signálu	Šířka pásma [MHz]	Filtr
DVB-T	8	Raised-cosine $\beta = 0,35$
Analogové TV	8	
BPSK	6	Raised-cosine $\beta = 0,35$
QPSK	6	Raised-cosine $\beta = 0,35$
8PSK	6	Raised-cosine $\beta = 0,35$
16QAM	6	Raised-cosine $\beta = 0,35$
64QAM	6	Raised-cosine $\beta = 0,35$

EDGE	0,2	Gauss
GSM	0,2	Gauss
GSM & EDGE	0,2	Gauss
WiMAX	1,75	Raised-cosine $\beta = 0,35$
BPSK _{narrow}	1,2	Raised-cosine $\beta = 0,35$
QPSK _{narrow}	1,2	Raised-cosine $\beta = 0,35$
8PSK _{narrow}	1,2	Raised-cosine $\beta = 0,35$
16QAM _{narrow}	1,2	Raised-cosine $\beta = 0,35$
64QAM _{narrow}	1,2	Raised-cosine $\beta = 0,35$

Nejprve bylo všech 8 timeslotů využito jen pro hovorovou aktivitu, poté došlo ke kombinaci a využití 4 timeslotů pro hovor a 4 timeslotů pro přenos dat. Poslední variantou byl pouze datový přenos využívající EDGE. Dále pak byly generovány různé druhy modulací BPSK, QPSK, 16QAM a 64QAM. U těchto modulací byla nejdříve použita symbolová rychlost 6 MSymb/s, tomu odpovídala větší šířka kmitočtového pásma. Pro srovnání byla u těchto modulací nastavena i symbolová rychlost 1 MSymb/s. Tyto modulace jsou dále označeny jako narrow. V tab. 4 jsou shrnuty jednotlivé nastavené parametry. U všech modulací byl na vektorovém generátoru nastaven výstupní filtr Raised-cosine s roll-off faktorem 0,35. Vytvořený signál byl poté namodulován na nosnou frekvenci 20 MHz a poté vzorkován A/D kartou GaGe CompuScope 12400 s vzorkovacím kmitočtem 100 MHz do počítače. Následně bylo pomocí MATLABu provedeno zpracování signálu, jeho filtrace a převedení na tvar komplexní obálky. K těmto komplexním signálům pak byl přidán komplexní bílý Gaussovský šum, za předpokladu, který je uveden např. v [55]. K přidání došlo tak, aby byl dodržen definovaný poměr SNR. V simulacích bylo poté možné nastavovat počet vzorků, nad kterými se provádí dané operace, velikost SNR a hladinu významnosti α . Na obr. 2.7 je zobrazen model degradace signálu při průchodu komunikačním kanálem.



Obr. 2.7 Model průchodu signálu komunikačním kanálem [57].

Vstupní signál $s(n)$ je degradován přidáním šumem $v(n)$ a modelem komunikačního kanálu s impulsní charakteristikou $h(n)$. V časové oblasti je možné tuto situaci zapsat jako konvoluci signálu $s(n)$ s impulzní odezvou komunikačního kanálu $h(n)$ a přičtení šumu $v(n)$ [55]:

$$x(n) = \sum_i s(n-i)h(i) + v(n). \quad (2.39)$$

Rovnici 2.39 je vhodné zapsat ve frekvenční oblasti jako součet výkonů absolutních hodnot jednotlivých signálů. V článku [55] bylo popsáno nejprve váhování signálu oknem, poté byla provedena $2K$ bodová DFT a následně byl proveden kvadrát absolutních hodnot. Výsledný je definován:

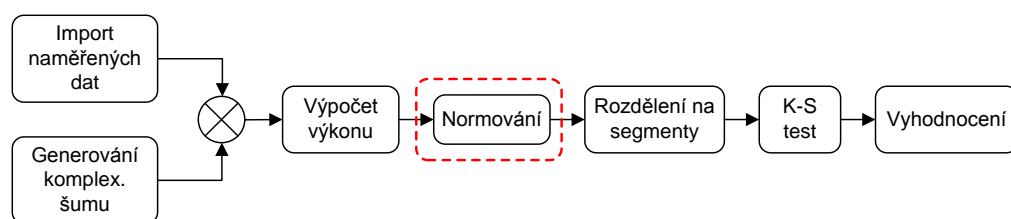
$$|X(f_k)|^2 = |S(f_k)|^2 |H(f_k)|^2 + |V(f_k)|^2 + 2\text{Re}\{S(f_k)H(f_k)V^*(f_k)\}, \quad (2.40)$$

kde $k = 0, 1, \dots, K$, symbol $S(f_k)$ značí k -tou frekvenční složku užitečného signálu, $V(f_k)$ složku šumu a $H(f_k)$ frekvenční charakteristiku kanálu. Za situace, kdy $s(n)$ a $v(n)$ jsou statisticky nezávislé, je poslední člen rovnice $2\text{Re}\{S(f_k)H(f_k)V^*(f_k)\}$ roven nule.

2.3.4. STATISTICKÁ DETEKCE POMOCÍ K-S TESTU

Následující kapitola je zaměřena na statistickou detekci signálu pomocí Kolmogorova – Smirnova testu (popsaného v kapitole 2.3.1) a její ověření na získaných datech. V rovnici 2.37 je symbolem $G(x_i)$ označena hodnota teoretické kumulativní distribuční funkce v bodě x_i , která je v našem případě definována rozdělením χ^2 . Symbol $F(x_i)$ značí hodnotu empirické kumulativní distribuční funkce ve stejném bodě x_i . Hodnoty této funkce jsou získány z naměřených dat. K-S test poté hledá maximum rozdílu ve stejných bodech obou CDF. Nulová hypotéza je následně zamítnuta, je-li hodnota testovací statistiky T (maximum rozdílu dvou CDF) větší než kritická hodnota $k(\alpha, N)$ na hladině významnosti α .

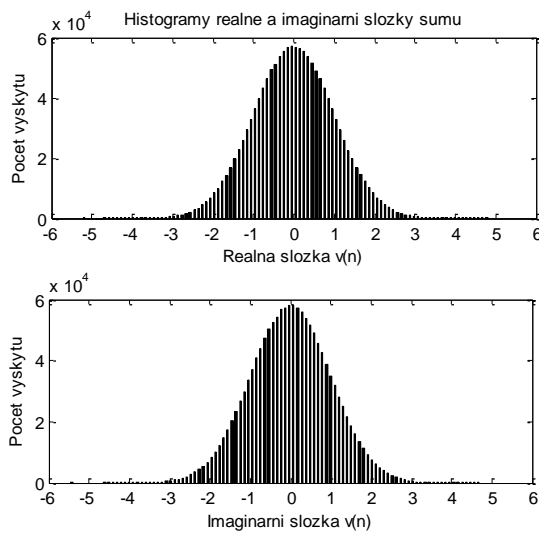
Nejprve byly jednotlivé vzorky komplexního signálu degradovány podle hodnoty požadovaného (resp. nastaveného) poměru SNR. Tato data poškozená šumem byla poté normována, aby jejich průměrný výkon (přes všechny vzorky) měl stejnou hodnotu, jako průměrný výkon samotného šumu v případě platnosti hypotézy H_0 . Tento postup odpovídá i reálné situaci, kdy je v přijímači použit obvod s automatickou kontrolou zisku (*Automatic Gain Control* - AGC). Je tím simulováno využití celého možného užitečného rozsahu při dalším zpracování. Poté je provedeno rozdělení vstupního signálu na jednotlivé segmenty dat, nad kterými je prováděn K-S test. Pomocí tohoto testu dochází k porovnání tvaru kumulativní distribuční funkce výkonu šumu s kumulativní distribuční funkcí výkonu normovaného signálu se šumem při daném poměru SNR a definované hladině významnosti α . Pro všechny segmenty je tento test proveden a v závěru dojde pro každý segment k vyhodnocení (potvrzení, nebo vyvrácení hypotézy H_0). Popsaný průběh detekce je blokově zachycen na obr. 2.8.



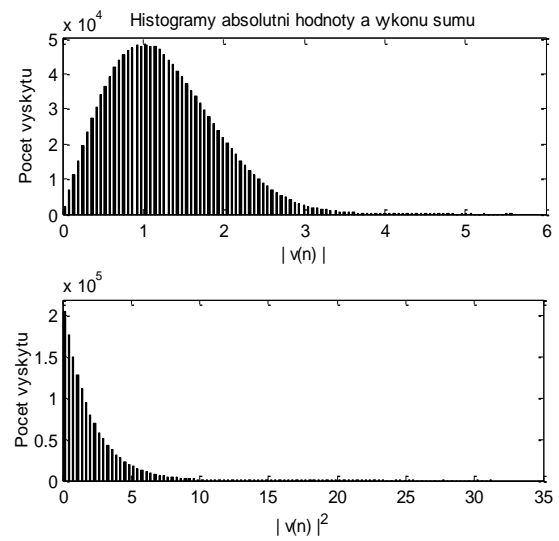
Obr. 2.8 Základní blokové schéma průběhu Kolmogorova - Smirnova testu na získaných datech.

2.3.4.1. VÝSLEDKY SIMULACÍ

Jako jeden z prvních výsledků simulace jsou zobrazeny histogramy komplexního signálu šumu. Histogramy na obr. 2.9 a obr. 2.10 potvrzují tvrzení uvedené výše. Reálná a imaginární složka šumu má normální rozložení. Absolutní hodnota šumu vykazuje tvar Rayleighova rozložení a výkon šumu je má χ^2 rozložení s druhým stupněm volnosti. Na toto rozložení je následně zaměřena hlavní pozornost detekce pomocí K-S testu.

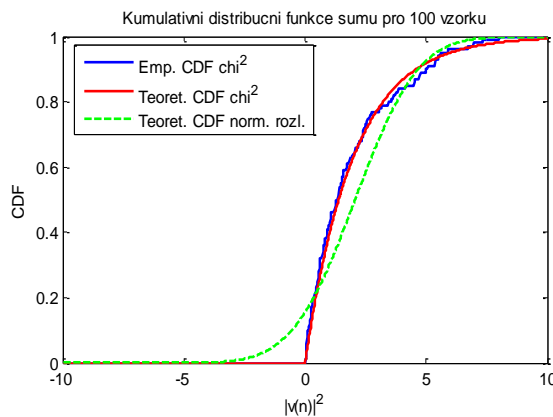


Obr. 2.9 Histogramy reálné a imaginární složky komplexního šumu.

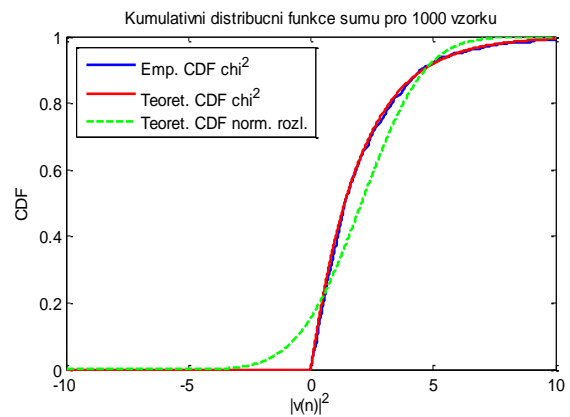


Obr. 2.10 Histogramy absolutní hodnoty a výkonu šumu.

Kumulativní distribuční funkce výkonu šumu pro 100 a 1000 vzorků je zobrazena na obr. 2.11 a obr. 2.12. Z nich je patrné, jak empirická kumulativní distribuční funkce kopíruje tvar teoretické kumulativní distribuční funkce odpovídající tvaru χ^2 s druhým stupněm volnosti. Pro větší počet vzorků se empirický tvar více blíží teoretickému a lze konstatovat, že pro segmenty o velikosti 1000 vzorků budou výsledky přesnější.



Obr. 2.11 Kumulativní distribuční funkce šumu pro 100 vzorků signálu.



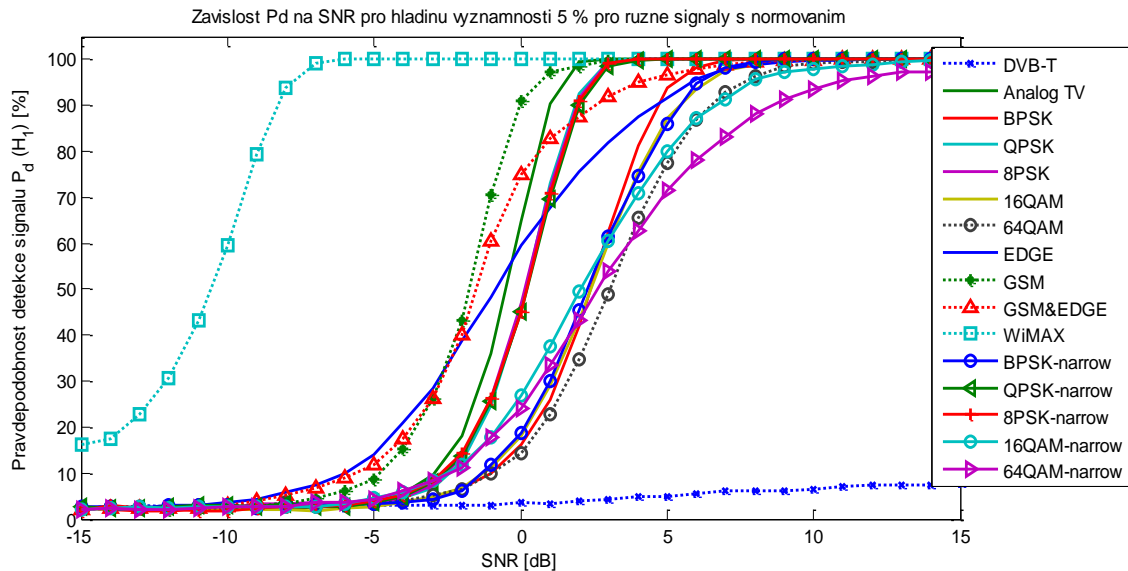
Obr. 2.12 Kumulativní distribuční funkce šumu pro 1000 vzorků signálu.

Pro srovnání je v obrázku uveden i průběh (zobrazen zelenou barvou) odpovídající kumulativní distribuční funkci normálního rozložení. Průběh je přizpůsoben (normován), aby odpovídal střední hodnotě μ a rozptylu σ^2 generovaného šumu $N(\mu, \sigma^2)$.

Pro zjištění, jakých parametrů dosahuje K-S test při různých vstupních signálech a jaké nastavení by mělo být považováno za vhodné pro jednotlivé druhy signálů, bylo potřeba vytvořit několik rozdílných simulací.

2.3.4.2. VÝKONNOST K-S STATISTICKÉHO TESTU PRO RŮZNÉ DRUHY SIGNÁLŮ

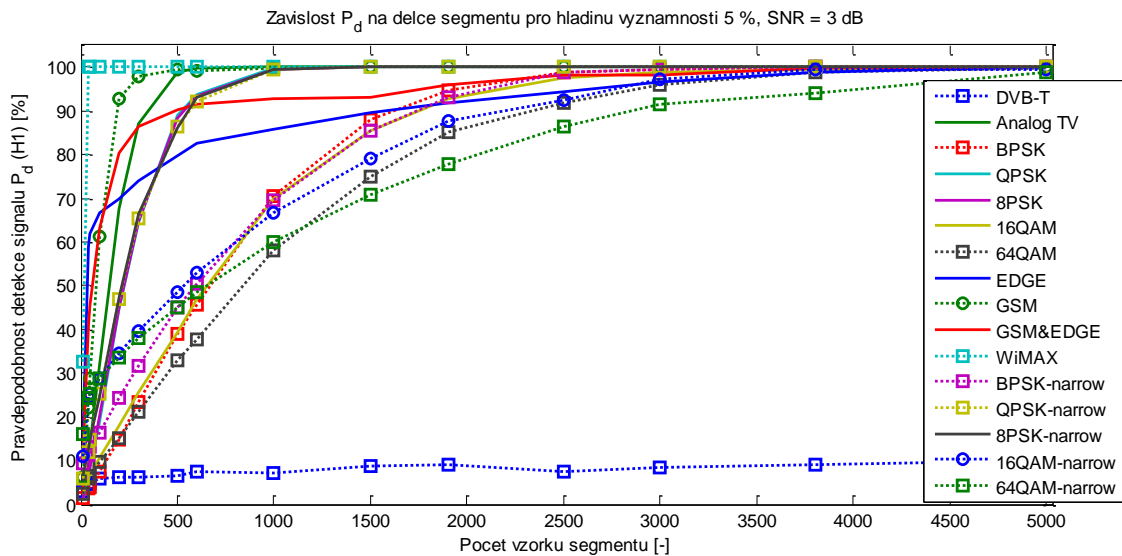
Na základě výše popsaného postupu byla vynesena závislost správné detekce signálu P_d na velikosti poměru signálu k šumu SNR. Výsledky pro 16 různých signálů jsou zobrazeny na obr. 2.13.



Obr. 2.13 Závislost pravděpodobnosti detekce signálu na velikosti poměru SNR pro více druhů signálů, hladinu významnosti 5 % a počtu vzorků segmentu 1000.

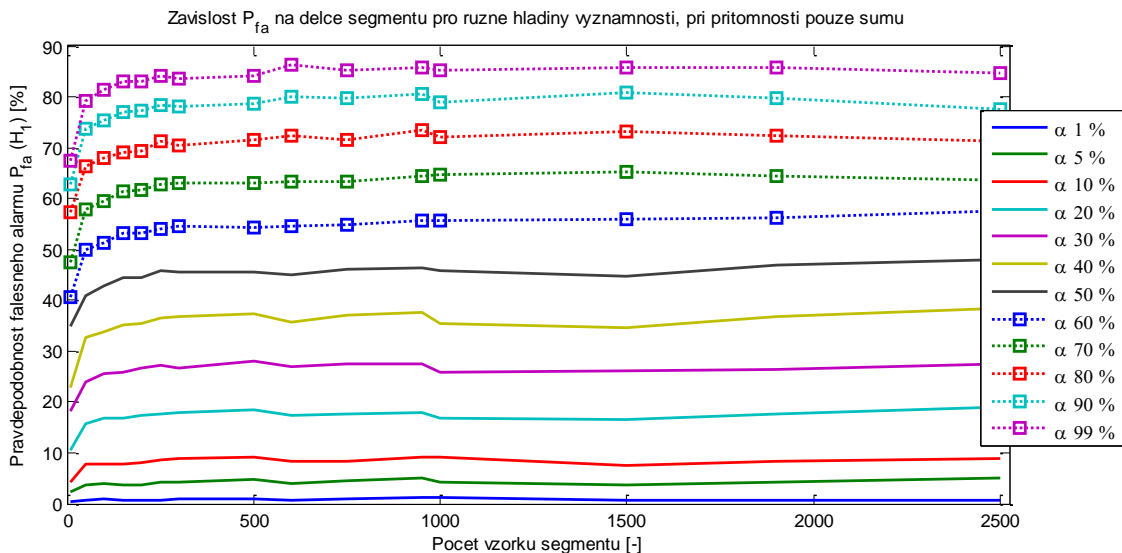
Testy byly provedeny pro definovanou hladinu významnosti 5 % a se segmenty o délce 1000 vzorků. Z tvaru jednotlivých křivek vyplývá, že je možné použít tento detektor pro všechny detekované signály s výjimkou signálu DVB-T. Tato skutečnost potvrzuje i teoretický předpoklad, neboť tento signál zabírá šířku pásma 8 MHz a v celém tomto pásmu má téměř konstantní kmitočtové spektrum a charakter bílého šumu [56]. Rozložení výkonu signálu je totožné s χ^2 rozložením výkonu šumu. Obě kumulativní distribuční funkce mají stejný tvar, proto algoritmus vykazuje špatné výsledky i pro velké hodnoty SNR. S rostoucím poměrem SNR stoupá i pravděpodobnost správné detekce signálů. Pro signál WiMAX s šířkou pásma 1,75 MHz vykazuje energetický detektor s využitím K-S testu nejlepší výsledky. I pro nízký poměr SNR s hodnotou -8 dB je detektor schopný detekovat WiMAX signál s pravděpodobností větší jak 92 %. Ostatní signály jsou mírně shluknuty k sobě a daly by se rozdělit do dvou skupin. Např. analogové televizní vysílání, GSM a EDGE, QPSK_{narrow} patří do skupiny, které jsou dobře detekovatelné pro SNR od 1 dB. Signály jako např. BPSK_{narrow}, 16QAM_{narrow} nebo 64QAM jsou s daným nastavením parametrů detektoru detekovatelné až pro větší hodnoty SNR nad 6 dB.

Následující experiment byl vytvořen za účelem zjistit, jak vhodně má být nastaven počet vzorků v jednom segmentu. V grafu na obr. 2.14 je vynesena závislost pravděpodobnosti správné detekce na počtu vzorků segmentu pro hladinu významnosti 5 % a SNR 3 dB.



Obr. 2.14 Závislost pravděpodobnosti detekce signálu na počtu vzorků segmentu pro více druhů signálů při SNR 3 dB a hladině významnosti 5 %.

Pro malý počet vzorků v segmentu dosahuje i pravděpodobnost správné detekce nízkých hodnot. S rostoucím počtem vzorků stoupá i pravděpodobnost detekce a ve většině případů již od hodnoty 1000 vzorků je pravděpodobnost přibližně konstantní. Proto byl počet 1000 vzorků v segmentu zvolen při dalších simulacích jako výchozí hodnota. U některých signálů (např. $64Q_{\text{narrow}}$) je možné zvětšením počtu vzorků v segmentu zvětšit pravděpodobnost správné detekce. Téměř pro všechny signály také platí, že zvýšením počtu vzorků je možné dosáhnout detekovatelnosti daného signálu za horších podmínek SNR. Výsledky simulací, které toto tvrzení dokazují, budou popsány dále.



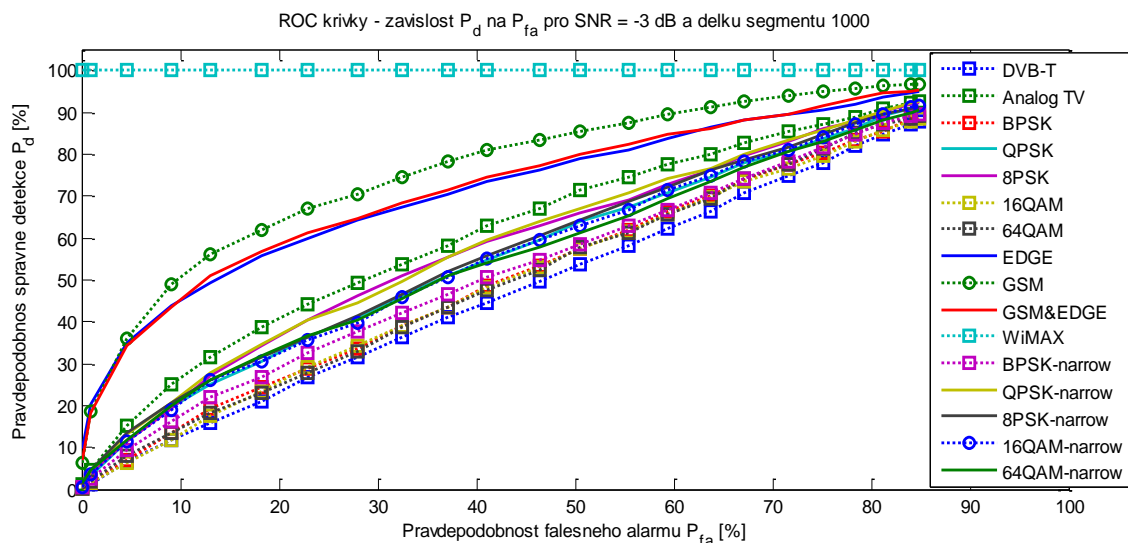
Obr. 2.15 Závislost pravděpodobnosti falešného alarmu na počtu vzorků segmentu pro různé hladiny významnosti.

Podobný experiment byl vytvořen i pro závislost pravděpodobnosti falešného alarmu P_{fa} na počtu vzorků segmentu. Výsledný graf je zobrazen na obr. 2.15. Simulace byla vytvořena způsobem, kdy na vstup detektoru byl přiveden pouze bílý

šum (platnost hypotézy H_0), jehož rozložení bylo srovnáváno s χ^2 rozložením šumu na dané hladině významnosti α . Z jednotlivých průběhů vyplývá, že pravděpodobnost falešného alarmu je od hodnoty cca 200 vzorků v segmentu na vyšším počtu těchto vzorků téměř nezávislá - průběhy vykazují pro všechny body podobnou konstantní hodnotu. Počet vzorků segmentu 1000 tedy lze považovat za správně zvolenou hodnotu.

2.3.4.3. ROC KŘIVKY K-S TESTU PRO RŮZNÉ DRUHY SIGNÁLŮ

Výkonnost energetického detektoru, využívající Kolmogorův - Smirnovův test, lze nejlépe charakterizovat pomocí tzv. provozních charakteristik přijímače (*Receiver Operating Characteristics* - ROC).

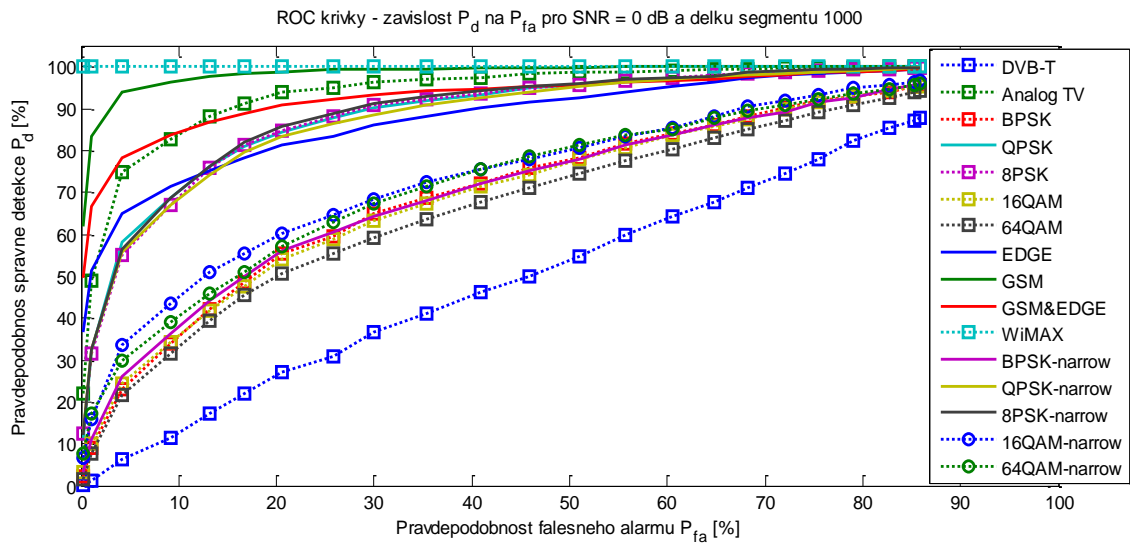


Obr. 2.16 ROC křivky pro různé vstupní signály a SNR = -3 dB.

Jedná se o závislost pravděpodobnosti správné detekce na pravděpodobnosti falešného alarmu. Pravděpodobnost detekce je získána na základě testu, kdy je rozložení signálu degradovaného šumem srovnáno na základě K-S testu s rozložením χ^2 výkonu šumu. Pravděpodobnost falešného alarmu je poté získána na základě stejného signálu, kdy jako vstupní signál byl použit pouze šum. Vyhodnotila se poté situace, kolikrát došlo k falešnému rozhodnutí, že v daném šumu je přítomen užitečný signál, i když ve skutečnosti tam byl přítomen pouze šum.

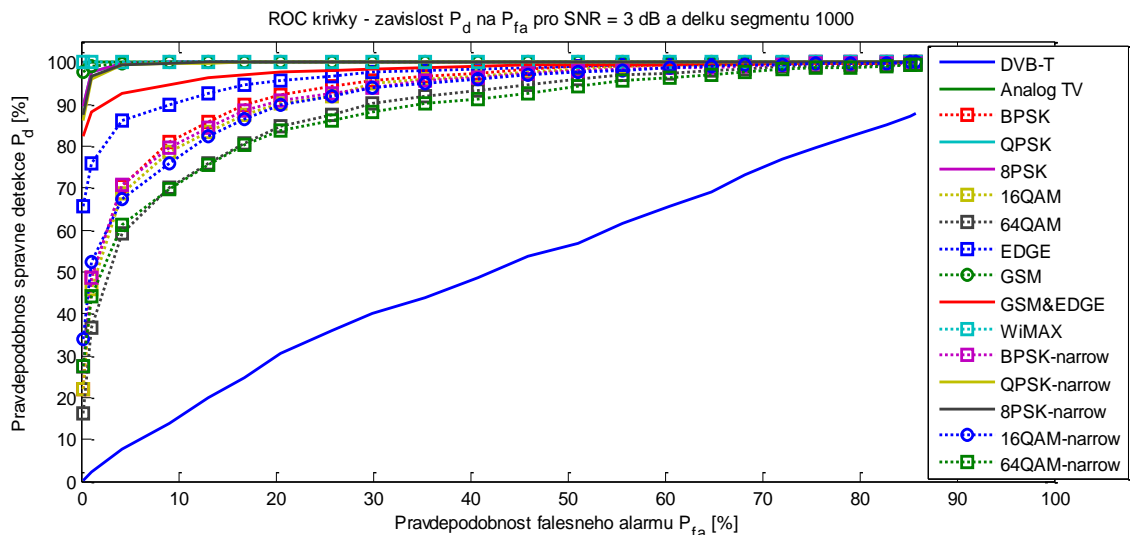
ROC křivky pro všechny naměřené signály s poměrem SNR -3 dB jsou zobrazeny na obr. 2.16. Aby bylo možné signál s určitou rozumnou pravděpodobností falešného alarmu detekovat, je důležité, aby jeho ROC křivka ležela nad diagonálou, spojující body $[0,0]$ a $[100, 100]$. Nejlépe z těchto výsledků se jevil signál systému WiMAX, který je možné detekovat i při nižších hodnotách SNR s malou pravděpodobností falešného alarmu. Ostatní signály jsou rozptýleny nad zmíněnou diagonálou a lze předpokládat, že s rostoucím poměrem SNR bude i tvar a zároveň rozložení křivek přijatelnější. Signál digitálního televizního vysílání se nachází v ose kvadrantu a tudíž je jeho detekovatelnost velmi špatná. Podle informací, uvedených v článkách [58], [59] a [4] je vyhovující kvalita ROC křivek stanovena pravděpodobností falešného alarmu $P_{fa} = 0,1$ a pravděpodobností správné detekce $P_d = 0,9$. Tyto požadavky definuje

standard IEEE 802.22. Tato podmínka by byla pro SNR -3 dB splněna pouze při detekci signálu WiMAX, ostatní signály by ji nesplňovaly.



Obr. 2.17 ROC křivky pro různé vstupní signály a SNR = 0 dB.

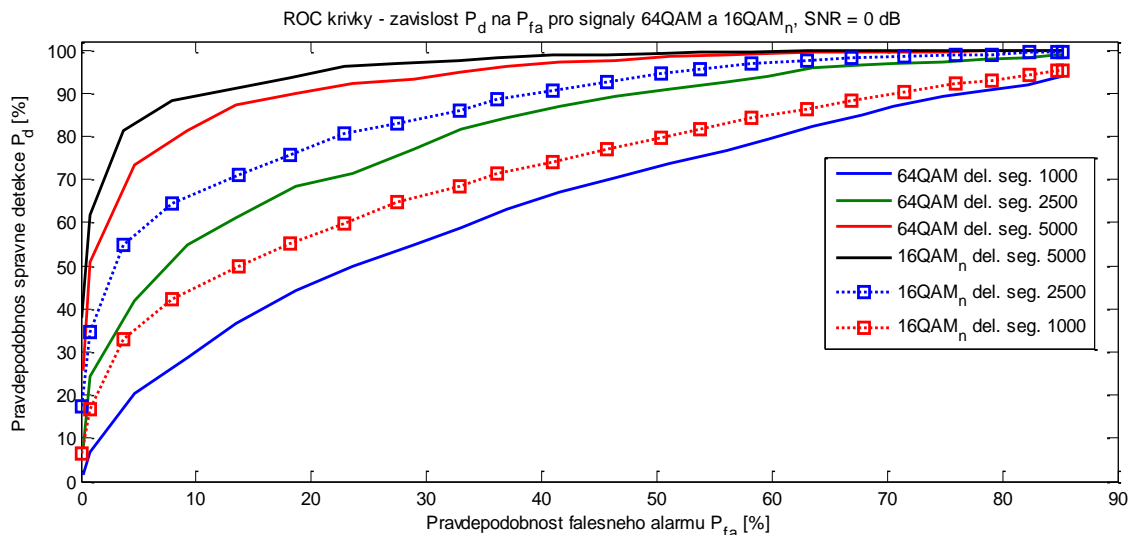
ROC křivky pro SNR 0 dB jsou graficky zachyceny na obr. 2.17. Velmi dobré detekovatelnosti pro dané SNR 0 dB a malou pravděpodobnost falešného alarmu je možné dosáhnout i u signálů GSM, GSM&EDGE a analogového televizního vysílání. Průběhy těchto signálů se blíží ideálnímu stavu, kdy pro hodnotu falešného alarmu blízkého 0 % je pravděpodobnost správné detekce blízká 100 %. Podmínku definovanou standardem IEEE 802.22 pro $P_{fa} = 0,1$ a $P_d = 0,9$ by splňovaly při detekci signály GSM a WiMAX.



Obr. 2.18 ROC křivky pro různé vstupní signály a SNR = 3 dB.

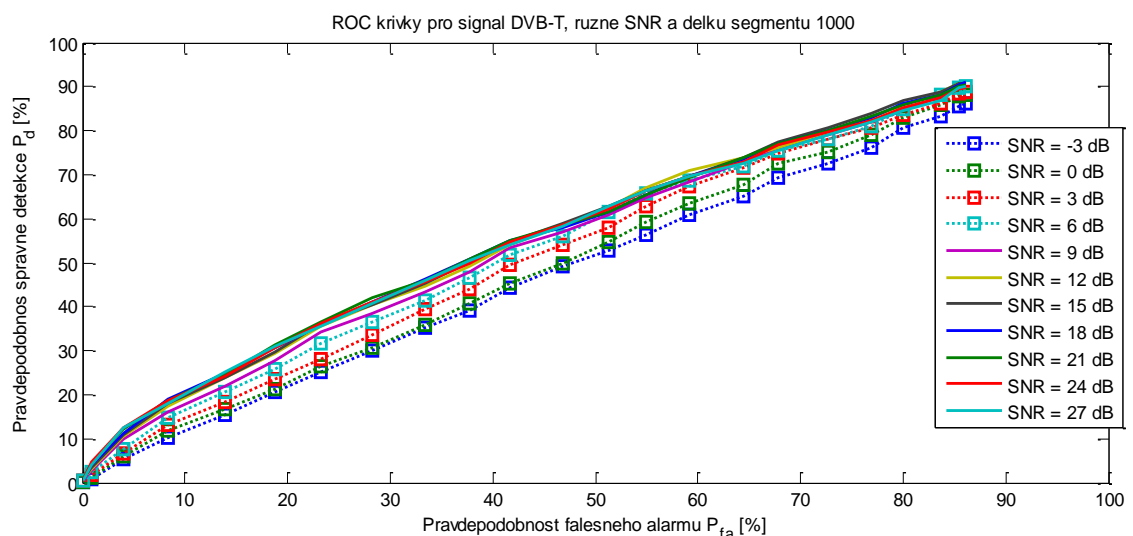
Pro poměr signálu a šumu roven 3 dB a více je již značně patrný rozdíl mezi všemi signály ve srovnání s digitálním televizním vysíláním DVB-T. Graf získaný simulací je zobrazen na obr. 2.18. Mezi nejhůře detekovatelné signály po signálu DVB-T patří modulace $64QAM_{narrow}$, $64QAM$, $16QAM_{narrow}$ a $16QAM$.

Na následujícím grafu ROC křivek (obr. 2.19) pro dva hůře detekovatelné přijaté signály, je zobrazena možnost, pomocí které lze docílit zlepšení tvaru těchto křivek a tím i výkonnosti detektoru při stejném poměru SNR. Jedná se o zvětšení počtu vzorků v jednotlivých segmentech. Je zřejmé, že s rostoucím počtem těchto vzorků se průběhy ROC křivek více blíží ideálnímu tvaru. Např. pro modulaci 16QAM_{narrow} dojde při délce segmentu 5000 vzorků ke splnění podmínky, kdy je pravděpodobnost falešného alarmu $P_{fa} = 0,1$ a pravděpodobnost detekce $P_d = 0,9$. Při délce segmentu 1000 vzorků je při $P_{fa} = 0,1$ pravděpodobnost správné detekce pouze $P_d = 0,4$.



Obr. 2.19 ROC křivky pro signály 64QAM a 16QAM_{narrow} při SNR = 0 dB a různou délku segmentu.

Pro názornou představu o detekovatelnosti některých signálů při různých hodnotách SNR byly vytvořeny grafy ROC křivek obsahující vždy jen jeden konkrétní přijatý signál.

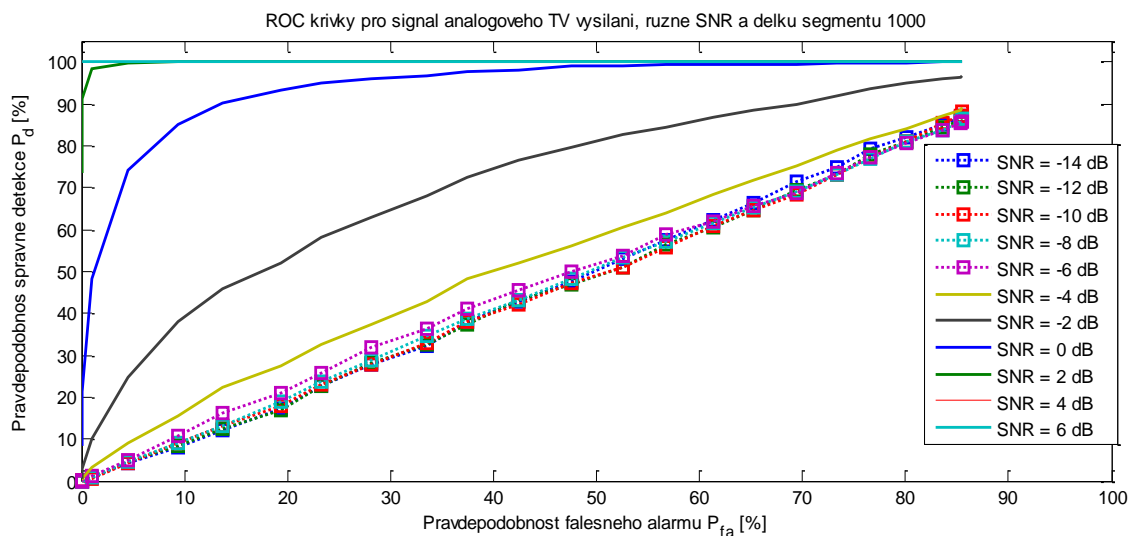


Obr. 2.20 ROC křivky pro signál digitálního televizního vysílání DVB-T s různými hodnotami SNR.

Vyhodnoceno bylo vždy širší rozmezí poměru signálu k šumu tak, aby bylo zachyceno pásmo využitelnosti energetického detektoru s K-S vyhodnocením pro daný přijatý signál.

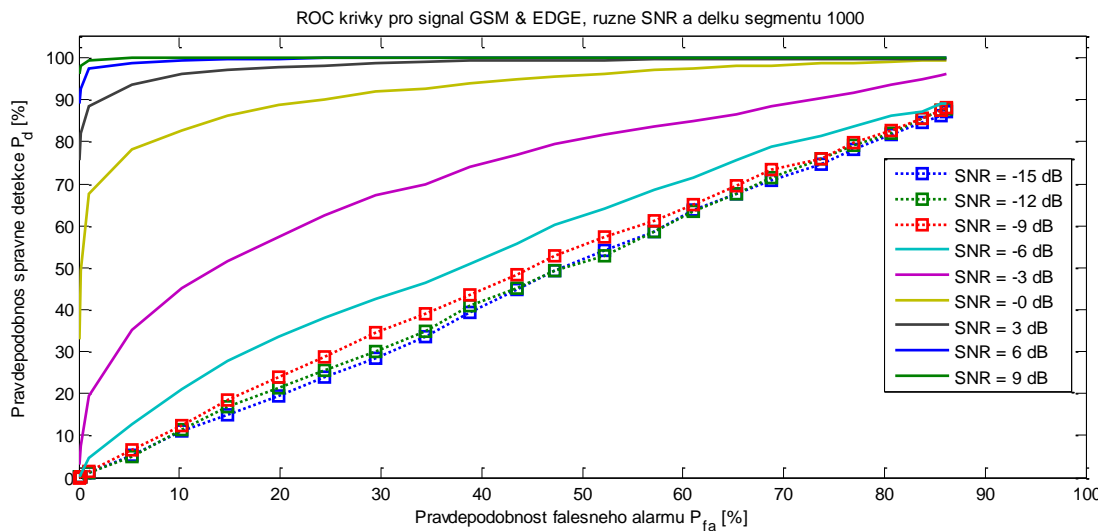
ROC křivky pro signál digitálního televizního vysílání s různými hodnotami SNR jsou zobrazeny na obr. 2.20. Z grafu je zřejmé, že i pro velké hodnoty poměru SNR je signál DVB-T s využitím statistického K-S testu nedetekovatelný. Kumulativní distribuční funkce má stejný tvar a rozložení jako kumulativní distribuční funkce šumu. Rozdíly mezi těmito funkcemi jsou malé, proto K-S detektor v tomto případě selhává. Pokud by se vzala do úvahy např. větší šířka pozorovaného frekvenčního pásma, dosahoval by K-S detektor u signálu DVB-T vyšší úspěšnosti.

Detekovatelnost analogového televizního vysílání je pomocí ROC křivek zobrazena pro několik hodnot SNR na obr. 2.21. Při hodnotách SNR pod -4 dB je signál analogového televizního vysílání při délce segmentu 1000 vzorků nedetekovatelný. Od poměru SNR -2 dB je patrné, že se detektor stává úspěšnějším a při 2 dB je pravděpodobnost správné detekce při malé pravděpodobnosti falešného alarmu téměř 100 %. Při dodržení podmínky $P_{fa} = 0,1$, $P_d = 0,9$ je nutný poměr SNR alespoň 0,5 dB. Dobrá detekovatelnost analogového televizního vysílání je dána zejména odlišným tvarem kumulativní distribuční funkce tohoto signálu od šumu.



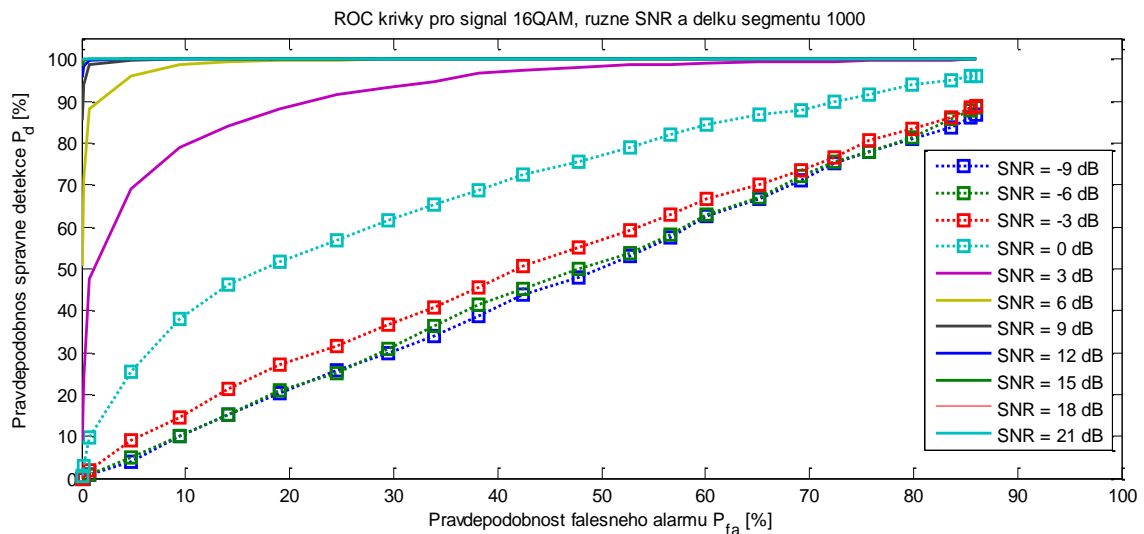
Obr. 2.21 ROC křivky pro signál analogového televizního vysílání s různými hodnotami SNR.

Výkonnost statistického K-S detektoru na signál GSM & EDGE je charakterizována průběhem ROC křivek na obr. 2.22. Signál GSM & EDGE je tímto statistickým detektorem poměrně dobře detekovatelný. Téměř 100 % pravděpodobnosti správné detekce je dosaženo od hodnoty SNR = 9 dB. Hranice, kdy je splněna podmínka $P_{fa} = 0,1$ a $P_d = 0,9$ pro délku segmentu 1000 vzorků je splněna od hodnoty SNR = 2 dB. Tento signál je vzhledem k celkové pozorované šířce pásma považován z frekvenčního hlediska za úzkopásmový. V případě, kdy je 8 timeslotů využito pro signál GSM je dosahováno ještě lepších výsledků. Naopak v případě, kdy je ve všech timeslotech využíván datový přenos EDGE, je podmínka $P_{fa} = 0,1$ a $P_d = 0,9$ splněna při velikosti SNR = 3 dB.



Obr. 2.22 ROC křivky pro signál GSM a EDGE s různými hodnotami SNR.

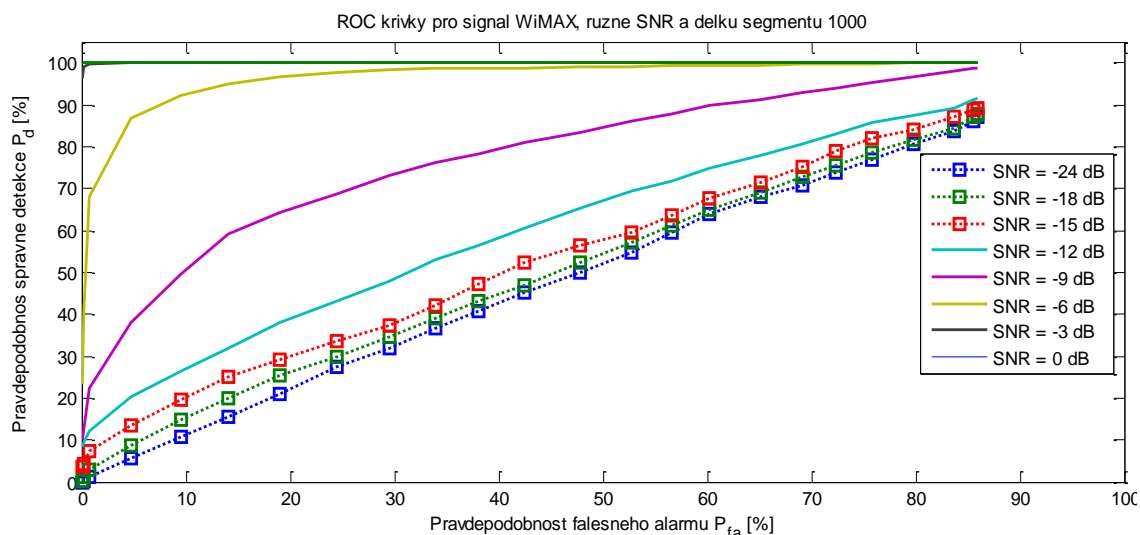
Pro další experimenty byl vybrán signál modulační 16QAM, patřící do skupiny kvadraturně-amplitudově modulovaných širokopásmových signálů. Výsledné ROC křivky jsou zobrazeny v grafu na obr. 2.23.



Obr. 2.23 ROC křivky pro signál 16QAM s různými hodnotami SNR.

Podmínka, kdy pravděpodobnost falešného alarmu $P_{fa} = 0,1$ a pravděpodobnost správné detekce $P_d = 0,9$, je splněna pro hodnoty SNR větší než 5 dB (při uvažování délky segmentu 1000 vzorků). Při hodnotách poměru signálu k šumu nad 9 dB je pravděpodobnost správné detekce v celém zkoumaném rozsahu falešného alarmu rovna 100 %.

Na posledním grafu ROC křivek, který je zobrazen na obr. 2.24, byl vybrán vstupní signál systému WiMAX. V tomto případě dosahoval statistický detektor založený na K-S testu nejlepších výsledků. Situace, kdy je splněna předešlá podmínka $P_{fa} = 0,1$ a $P_d = 0,9$, nastává při 1000 vzorcích v segmentu od hodnoty SNR = -6 dB. Se 100 % pravděpodobností správné detekce pro všechny hodnoty falešného alarmu je možné signál WiMAX detekovat od hodnot SNR = -3 dB.



Obr. 2.24 ROC křivky pro signál systému WiMAX pro různé hodnoty poměru SNR.

Hodnoty SNR, při kterých je splněna podmínka pravděpodobnosti správné detekce 0,9 a pravděpodobnosti falešného alarmu 0,1 pro statistiky K-S detektoru, jsou uvedeny v tab. 5. Pro srovnání jsou uvedeny hodnoty pro dvě délky segmentu - 1000 a 5000 vzorků.

Tab. 5 Minimální hodnoty SNR pro dodržení podmínky $P_{fa} = 0,1$, $P_d = 0,9$.

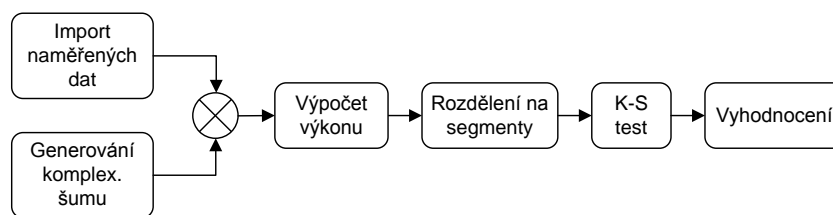
Druh signálu	Minimální SNR pro del. seg. 1000 [dB]	Minimální SNR pro del. seg. 5000 [dB]
DVB-T	-	-
Analogové TV	0,5	-2
BPSK	4,5	1
QPSK	1,5	-1
8PSK	1,5	-1
16QAM	5	0,5
64QAM	7	1
EDGE	3	-0,5
GSM	-1	-2,5
GSM & EDGE	2	-1,5
WiMAX	-6	-11
BPSK _{narrow}	4,5	0
QPSK _{narrow}	2	-0,5
8PSK _{narrow}	1,5	-1
16QAM _{narrow}	5,5	0
64QAM _{narrow}	7	0,5

Z tabulky vyplývá, které signály jsou K-S detektorem hůře a lépe detekovatelné a jak detekce závisí na délce segmentu. Největšího zlepšení při použití 5000 vzorků v segmentu bylo dosaženo u modulací 64QAM_{narrow} a 64QAM. Zlepšení bylo o cca 6 dB.

V následující kapitole bude popsána metoda, využívající energetický detektor s rozhodováním, založená na Kolmogorově – Smirnově statistickém testu.

2.3.5. ENERGETICKÁ DETEKCE S VYUŽITÍM K-S STATISTICKÉHO TESTU

Metoda, popsaná v této kapitole, je založena na využití energetického detektoru a rozhodování o platnosti hypotézy H_0 nebo H_1 na základě statistického K-S testu. Princip metody je obdobný, jako byl uveden v kapitole 2.3.4. Dochází k porovnávání dvou kumulativních distribučních funkcí a maximální rozdíl těchto funkcí je srovnán s kritickou hodnotou. Postup, který je dodržován tímto detektorem, je blokově zobrazen na obr. 2.25. Toto blokové schéma se od schématu na obr. 2.8 liší pouze v tom, že je vynechán blok s normováním, který se nacházel mezi výpočtem výkonu a rozdělením na segmenty. Dle tohoto postupu jsou nejprve jednotlivé vzorky analogového signálu degradovány podle hodnoty požadovaného poměru SNR.

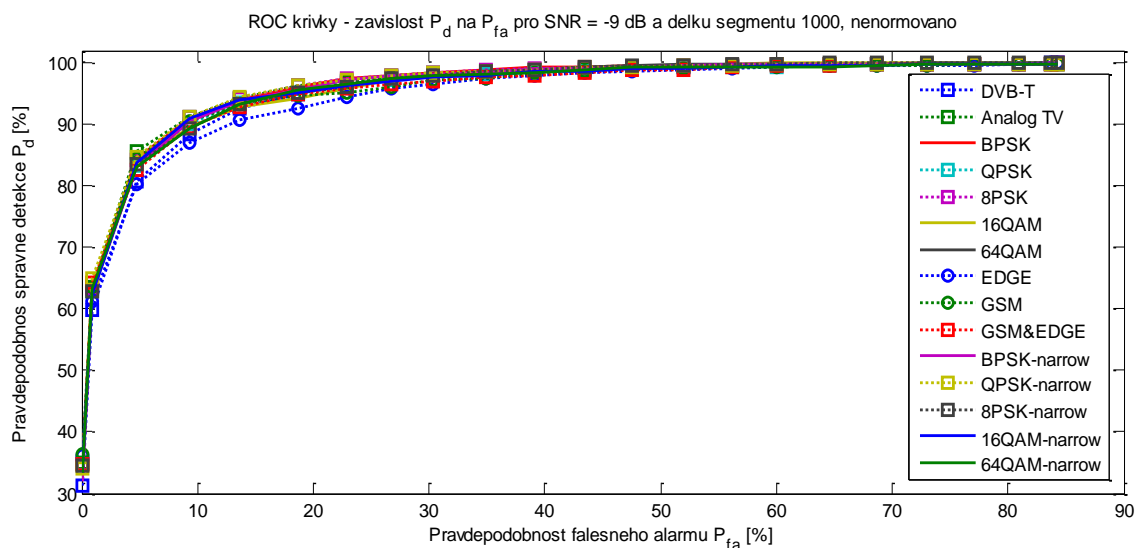


Obr. 2.25 Základní blokové schéma průběhu energetické detekce s vyhodnocením Kolmogorova - Smirnova testu na získaných datech.

Následuje výpočet výkonu signálu z časových vzorků dat. Poté je provedeno rozdělení na jednotlivé segmenty, nad kterými je prováděn K-S test. S využitím K-S testu dochází ke srovnání tvaru kumulativní distribuční funkce výkonu šumu s kumulativní distribuční funkcí výkonu signálu se šumem při daném poměru SNR a definované hladině významnosti α . Pro všechny segmenty je tento test proveden a v závěru dojde k vyhodnocení, kolik segmentů z celkového počtu zamítá nebo potvrzuje hypotézu H_0 . Blok, který prováděl u předchozí metody normování, odstraňuje ze signálu informaci o velikosti dané energie. V tomto případě zůstane informace o energii zachována a detektor je touto změnou ovlivňován. Tato skutečnost se projeví zvětšením (resp. roztažením) nebo zmenšením (resp. zúžením) rozsahu kumulativní distribuční funkce. Tato metoda je založena na několika předpokladech. Nejdůležitější je předpoklad, že šum, se kterým jsou empirická data srovnávána, je bílý Gaussovský. V případě, že tato podmínka nebude splněna (nelze použít rozložení kumulativní distribuční funkce χ^2), tak je nutné udělat estimaci rozložení, které by charakterizovalo daný šum. Pro tento účel lze použít tzv. Gaussovské kombinované modely (*Gaussian Mixture Models - GMM*), které dovedou aproximovat libovolné multimodální rozdělení [60]. Přesnost aproximace je vždy dána množstvím dostupných vzorků šumu. Pro estimaci parametrů GMM je možno použít např. algoritmus *Expectation Maximization (EM)* [60]. Ve statistice se algoritmus EM používá jako metoda k nalezení maximální pravděpodobnosti (*Maximum Likelihood - ML*) nebo maximum posteriori (*Maximum a Posteriori - MAP*) odhadů parametrů statistických modelů. V tomto případě se získá přesné teoretické (spojité) rozdělení, jehož CDF pro statistický test K-S je přesnější (ve srovnání se schodovitou funkcí CDF, která je uvedena např. ve článku [53]).

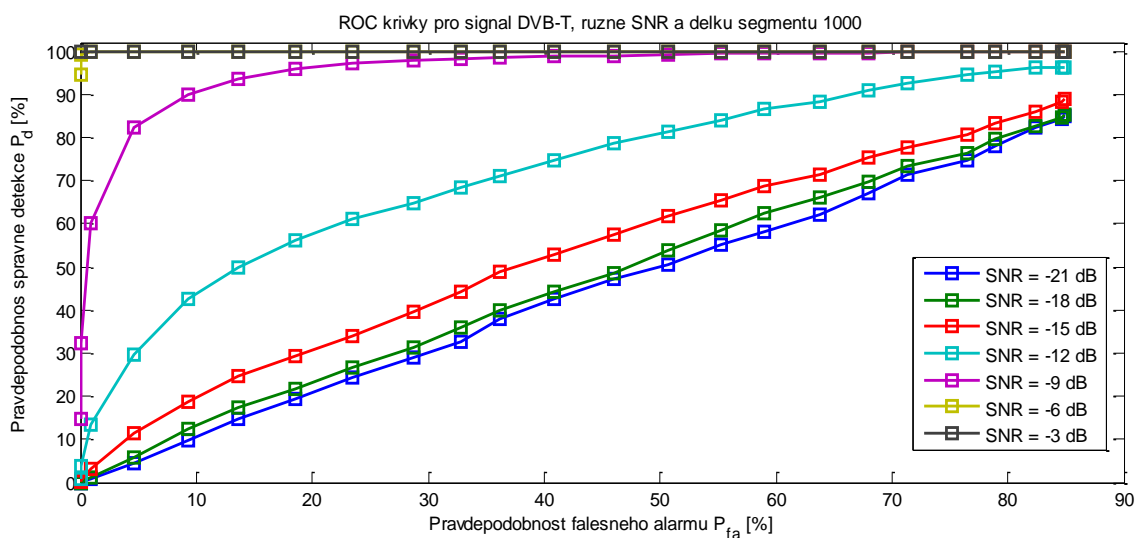
2.3.5.1. VÝKONNOST ENERGETICKÉ DETEKCE S VYUŽITÍM K-S TESTU

Podobně, jako tomu bylo v předchozích případech, lze výkonnost energetického detektoru s K-S rozhodováním nejlépe charakterizovat pomocí ROC křivek. Z informací, zobrazených na obr. 2.26 vyplývá, že metoda je téměř nezávislá na druhu signálu, protože pro všechny zkoumané navzorkované signály vychází průběh ROC křivek téměř totožně. Při hodnotě SNR = -9 dB je ve většině případů i splněna stejná podmínka, kdy pravděpodobnost falešného alarmu je $P_{fa} = 0,1$ a pravděpodobnost správné detekce $P_d = 0,9$. V tomto případě, kdy nedochází k normování, je zachována informace o střední hodnotě signálu a ta má za následek částečné zlepšení výsledků detektoru. V případě, že nebudou známy vlastnosti šumového signálu, bude docházet k degradaci výkonnosti detektoru.



Obr. 2.26 ROC křivky pro různé vstupní signály a SNR = -9 dB.

Pro názornost byl vybrán signál digitálního vysílání DVB-T a pro několik hodnot SNR byly vytvořeny ROC křivky při 1000 vzorcích dat v jednom segmentu. Výsledný graf je na obr. 2.27.



Obr. 2.27 ROC křivky pro signál digitálního televizního vysílání DVB-T s různými hodnotami SNR.

Při použití statistického detektoru K-S nebylo možné digitální televizní vysílání detekovat. S využitím energetického detektoru s K-S rozhodováním to již je možné. Lze říci, že pro hodnoty SNR větší jak -7 dB je tento energetický detektor schopný pracovat s téměř 100 % pravděpodobností správné detekce v celém rozsahu pravděpodobnosti falešného alarmu.

2.1. ZHODNOCENÍ DÍLČÍ ČÁSTI

Kapitola 2 pojednává o problematice sledování kmitočtového spektra a popisuje dosažené výsledky v dané oblasti. Práce byla zaměřena na využití metody energetické detekce ve frekvenční i v časové oblasti. Nejprve byly provedeny simulace v prostředí MATLAB, založené na metodě periodogramu, Bartlettově a Welchově metodě. Poté byla metoda periodogramu implementována pomocí prostředí Xilinx System Generator na FPGA Virtex IV. Hradlové pole bylo součástí vývojového kitu s analogovým modulem, pomocí kterého bylo možné vzorkovat reálný přijímaný signál z televizního přijímače Humax F3-FOX T. Blokové schéma zapojení a schéma implementace jsou zobrazeny na obr. 2.2 a obr. 2.3. Detekce přítomnosti signálu v televizním kanálu tak byla otestována na reálných přijímaných vzorcích signálu. Součástí výsledků je i srovnání simulací tří metod energetické detekce, z nichž nejlepších výsledků dosahovala Welchova metoda. Získané výsledky byly publikovány formou příspěvku [v2] na konferenci Radioelektronika 2010 a také částečně na konferenci SIGMAP 2010 formou článku [v3].

V další části kapitola 2 pojednává o využití Kolmogorova – Smirnova testu pro detekci přítomnosti signálu. Byly představeny dvě možnosti využití tohoto testu. Jednalo se o statistickou detekci pomocí K-S testu a energetickou detekci využívající K-S test. Statistický K-S test je založen na srovnávání kumulativní distribuční funkcí přijatého signálu s kumulativní distribuční funkcí šumu, přičemž výkon vstupního signálu je normován (činnost detektoru pak závisí pouze na statistických vlastnostech a ne na výkonu signálu). Pro ověření činnosti metod a srovnání jednotlivých výsledků byly navzorkovány signály několika komunikačních systémů pomocí generátoru Rohde & Schwarz SMU 200A. Výkonnost obou detektorů na jednotlivé druhy signálů byla doložena ROC křivkami a dalšími výstupními grafy, které jsou uvedeny v kapitole 2.3.4. Detektor využívající statistickou detekci pomocí K-S testu nejlépe detekoval signál komunikačního systému WiMAX. Při dodržení podmínky $P_{fa} = 0,1$, $P_d = 0,9$ a délce segmentu 1000 vzorků byl schopný detekovat signál WiMAX se SNR -6 dB. Nejhorší detekovatelným signálem tohoto detektoru bylo DVB-T vysílání. Konkrétní hodnoty SNR jsou pro všechny signály uvedeny v tab. 5.

Metoda založená na statistické detekci pomocí K-S testu byla doposud publikována pouze v článku [53], kde však byla využívána odlišným způsobem. Oproti článku [53] námi navrhovaná metoda předpokládá znalost teoretického rozložení (resp. jeho kumulativní distribuční funkci) vzorků šumového signálu.

Druhá z navrhovaných metod, založená na energetické detekci s využitím K-S statistického testu, dosahovala pro všechny druhy signálů podobné výsledky, což bylo potvrzeno i ROC křivkami. Při dodržení podmínek $P_{fa} = 0,1$, $P_d = 0,9$ a délce segmentu 1000 vzorků lze detekovat signály při poměru SNR -9 dB. Tyto hodnoty

přináší značné zlepšení v porovnání s klasickou metodou energetické detekce. Získané výsledky byly odeslány formou článku do recenzního řízení [v11].

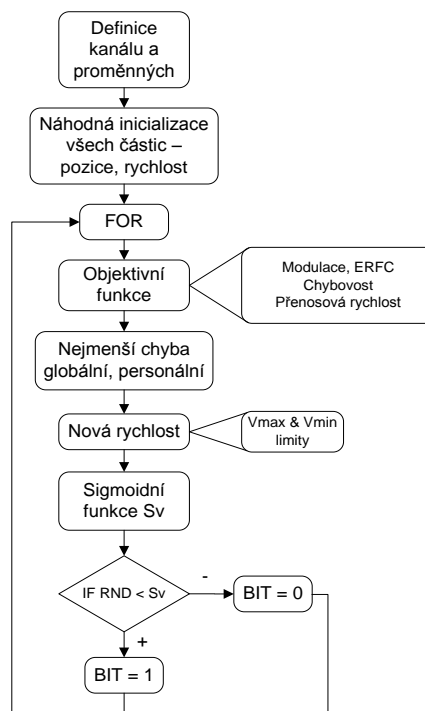
Touto kapitolou se podařilo splnit první dílčí cíl dizertační práce, kde byly kladeny nároky zejména na jednoduchost metody vzhledem k možnostem implementace. Dále také na univerzálnost jejího použití na více druhů signálů primárních uživatelů.

3. OPTIMALIZACE PARAMETRŮ OFDM

Následující kapitoly popisují a podrobněji vysvětlují publikované výsledky práce během prováděného výzkumu v dané oblasti. Výsledky se týkají zejména simulací v programu Matlab. Práce probíhala také na implementaci optimalizační metody PSO a greedy algoritmu na obvodě FPGA. Základy této implementace byly položeny během třítydenní vědeckovýzkumné stáže na univerzitě Buckingham ve Velké Británii.

3.1. ŘEŠENÍ DANÝCH PROBLÉMŮ A VÝSLEDKY SIMULACÍ METOD PSO A GREEDY

Základní přístup a funkce optimalizace využívající roje částic byla popsána v kapitole 1.2.2.3. Simulace založená na optimalizaci PSO se řídila podle blokového uspořádání na obr. 3.1.



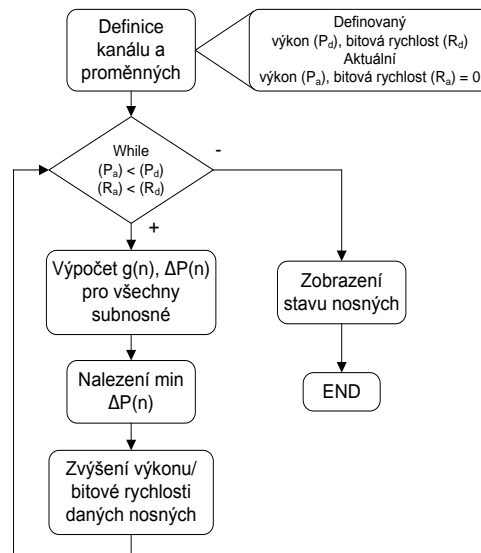
Obr. 3.1 Blokové schéma simulace algoritmu optimalizace využívající roje částic.

Druhá kriteriální funkce (1.26), z kapitoly 1.2.2.3, byla nahrazena námi navrhovaným a pro náš případ vhodnějším vztahem, který byl publikován v [v4]. Vztah byl odvozen za účelem dosažení předem definované přenosové rychlosti. Rovnice je definována jako:

$$f_2 = f_{DATA} = 1 - \left| \frac{T^{-1} \sum_{n=1}^N \log_2 M_n - R_d}{R_d} \right|, \quad (3.41)$$

kde T značí trvání OFDM symbolu a konstanta R_d udává požadovanou přenosovou rychlost.

Princip greedy algoritmu a vysvětlení jeho funkce je uvedeno v kapitole 1.2.2.2. Simulovaná metoda, založená na greedy algoritmu, se řídila podle blokového uspořádání na obr. 3.2.



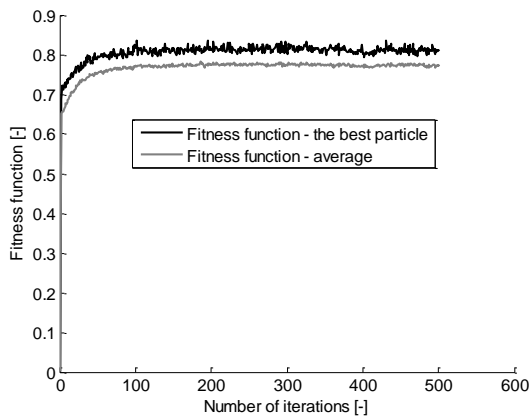
Obr. 3.2 Blokové schéma simulace greedy algoritmu.

Pro různě definované aplikace byla optimalizační a greedy metoda vždy modifikována a přenastavena s cílem získat nejvhodnější výsledky. Konkrétní nastavení a grafické výstupy jsou diskutovány v následujících kapitolách.

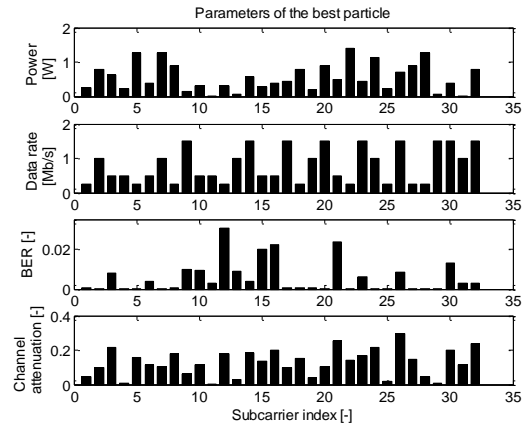
3.1.1. ZÁKLADNÍ NASTAVENÍ OFDM POMOCÍ PSO

Získané výsledky byly prezentovány ve sborníku [v4]. Optimalizace byla aplikována na systém využívající OFDM s 32 nosnými frekvencemi s nastavením inspirovaným článkem [49]. Každá nosná mohla být modulována jinou modulací (BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM).

Následně bylo zavedeno nové optimalizační kritérium, které bylo navrženo s cílem dosažení předem definované přenosové rychlosti oproti ve článku [49] použitým kritériu její maximalizace (viz. rovnice 3.41). Důležitým parametrem vytvořených simulací byl aktuální stav komunikačního kanálu, který byl v tomto případě reprezentován náhodně generovanými hodnotami v intervalu $\langle 0; 0,3 \rangle$. Později byl přenosový kanál nahrazen jiným modelem. Parametry optimalizace byly nastaveny s ohledem na konvergenci optimalizačního algoritmu, což je demonstrováno průběhem kritériální funkce v závislosti na počtu iterací optimalizace (obr. 3.3). Počet částic (agentů) byl nastaven na 50 a počet běhů optimalizace byl 500. V ideálním případě by měla být hodnota kritériální funkce rovna jedné.

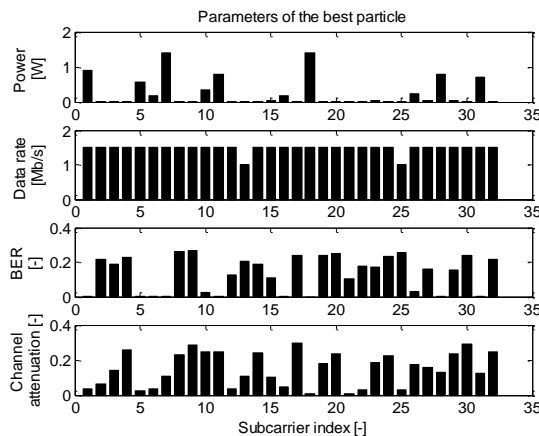


Obr. 3.3 Závislost kritériální funkce na počtu iterací [v4].

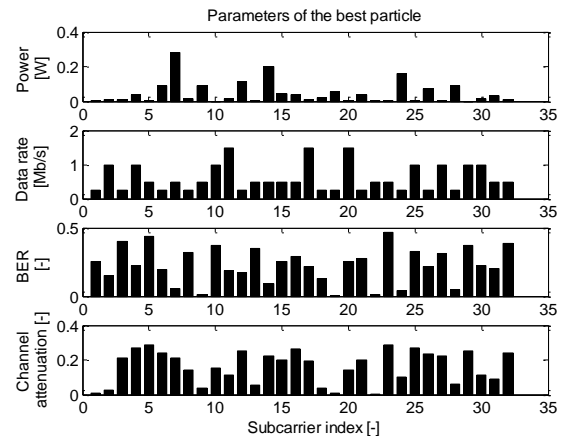


Obr. 3.4 Výsledky optimalizace – minimalizace chybovosti BER [v4].

Výsledky optimalizace s cílem minimalizace chybovosti BER, dosažení definované přenosové rychlosti a minimalizování vysílaného výkonu jsou zobrazeny na obr. 3.4 až obr. 3.6.



Obr. 3.5 Výsledky optimalizace – dosažení přenosové rychlosti 47 Mb/s [v4].



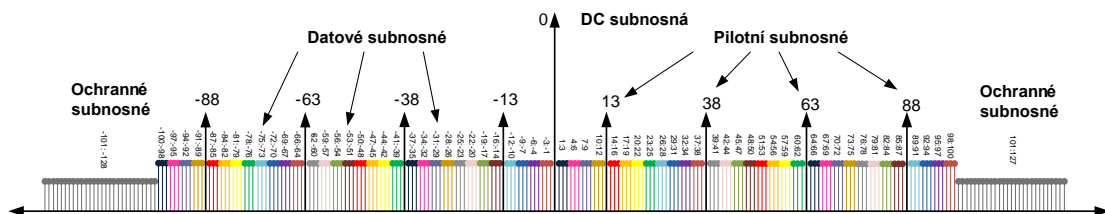
Obr. 3.6 Výsledky optimalizace – minimalizace vysílaného výkonu [v4].

V grafech je zobrazen vysílací výkon, přenosová rychlost, chybovost BER a aktuální útlum kanálu zvlášť pro každou nosnou. Simulace proběhly zvlášť a byly vždy nastaveny tak, že kritériální funkce, která měla mít největší podíl, byla váhována hodnotou 0,8. Zbylé dvě objektivní funkce byly váhovány hodnotou 0,1. Teoretická maximální přenosová rychlost při použití modulace 64QAM na všech subnosných byla 48 Mb/s s uvažovanou dobou trvání OFDM symbolu 4 μ s. Vysílací výkon byl měněn v rozsahu 0 až 31 dBm (1 mW až 1,26 W). Některé subnosné lze vzhledem k vyššímu rušení v přenosovém kanálu nebo splněním kritériu přenosové rychlosti úplně vypnout. Frekvenční spektrum se tak stane nespojitým, případně jej lze využít jiným komunikačním systémem.

3.1.2. VÝSLEDKY PSO - WiMAX A MB-OFDM

Základní principy PSO lze využít i v systémech pracujících s větší šířkou frekvenčního spektra. Jedná se zejména o systémy Multi - Band OFDM (MB – OFDM). Při aplikaci v širokopásmových systémech, které využívají velké množství nosných frekvencí, je nezbytné rozdělení těchto nosných do několika segmentů. Jako vhodné se osvědčilo volit velikosti segmentů po maximálně 32 subnosných. Základní výsledky optimalizace byly publikovány v [v5]. Při tomto nastavení optimalizace vykazuje znatelně lepší výsledky za kratší dobu výpočtu než výpočet optimalizace pro všechny subnosné najednou. Výhodou může být i nezávislé nastavení parametrů optimalizace pro jednotlivé dílčí segmenty, jako je např. možnost vypnutí některých nosných kmitočtů.

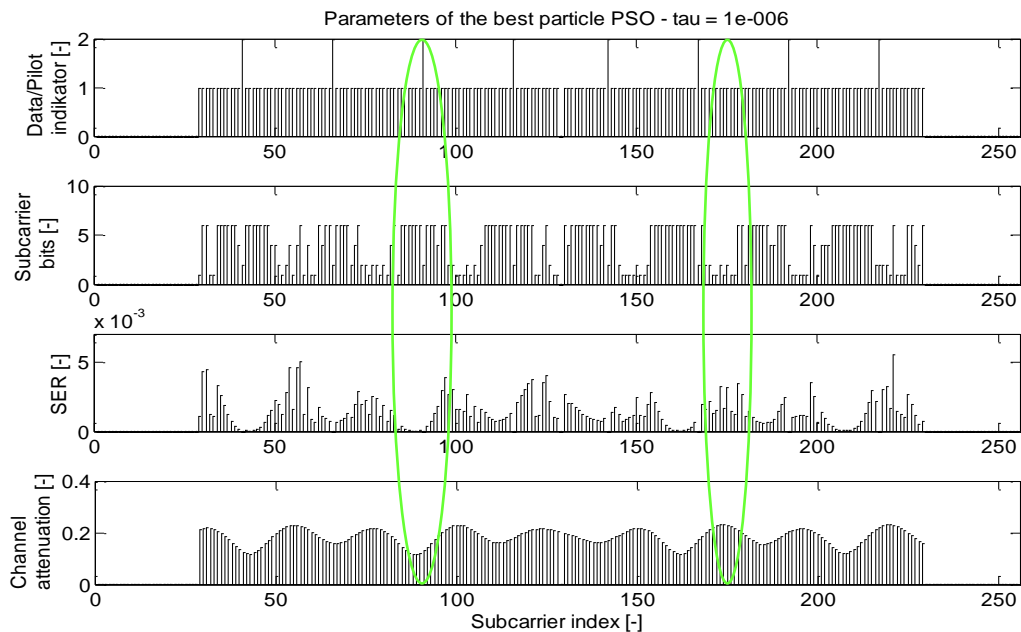
Uplatnění optimalizace využívající roje částic ve srovnání s greedy algoritmem v systému WiMAX bylo prezentováno na workshupu [v6] a publikováno ve článku [v7] připraveného ve spolupráci s univerzitou v Buckinghamu ve Velké Británii. Výchozím bodem byl standard [12] pro systém Fixed WiMAX s 256 nosnými frekvencemi. Dle standardu bylo 192 nosných využito pro datový přenos, 8 nosných tvořilo tzv. pilotní nosné a 56 nosných bylo použito na ochranné pásmo. Pro provedení optimalizace a datový přenos bylo využito jen 192 datových nosných kmitočtů, které byly rozděleny do 16 segmentů (pro možných 16 uživatelů) po 12 subnosných na jeden segment.



Obr. 3.7 Rozdělení nosných kmitočtů systému WiMAX dle [12].

Pozice subnosných, které odpovídají jednotlivým uživatelům, v segmentech nejsou spojené. Tímto způsobem je umožněna eliminace frekvenčně selektivního úniku. Nastavení pilotních subnosných a jejich pozic je standardem přesně definováno [12]. Popsaná situace je zobrazena na obr. 3.7., kde jsou barevně rozlišeny subnosné 16 segmentů s číslováním jednotlivých nosných. Optimalizace PSO využívá stejného rozdělení segmentů v jednotlivých bězích. Vektor x_i^t , který popisuje pozici agentů, charakterizoval nastavený výkon a použitý druh modulace (BPSK, QPSK, 16QAM a 64QAM) na všech subnosných. Dva bity na subnosnou byly potřeba k reprezentaci typu modulace. Rozměr prohledávaného prostoru pro každý segment byl roven 36 bitům (12 bitů pro výkon, 2*12 bitů pro druh modulace). Jako kompromis mezi konvergencí algoritmu a jeho náročností byl nalezen optimální počet 50 agentů, jejichž počáteční poloha byla generována náhodně. Byly využity pouze dvě kriteriální funkce: pro minimalizaci chybovosti (1.25) a dosažení definované přenosové rychlosti (3.41). Oba váhové koeficienty v kriteriální funkci byly nastaveny na hodnotu 0,5. Přibližně po 20 iteračních krocích metoda konvergovala k požadované hodnotě 1 kriteriální funkce (při této simulaci byly nastaveny akcelerační koeficienty na preferování globálního nejlepšího výsledku před personálním nejlepším výsledkem). Maximální počet bitů jednoho OFDM symbolu byl roven $192 * 6 = 1152$ bitům (všechny subnosné

nastaveny na 64QAM). Požadovaná přenosová rychlost byla 800 bitů (cca 70 % maximální přenosové rychlosti). Výsledky jednoho běhu optimalizace jsou zobrazeny na obr. 3.8. V obrázku je zobrazeno uspořádání jednotlivých nosných, alokované bity jednotlivým subnosným, symbolová chybovost SER a útlum přenosového kanálu. Z grafu vyplývá, že počet bitů alokovaných jednotlivým subnosným inverzně odpovídá útlumu kanálu, což je zeleně zvýrazněno.

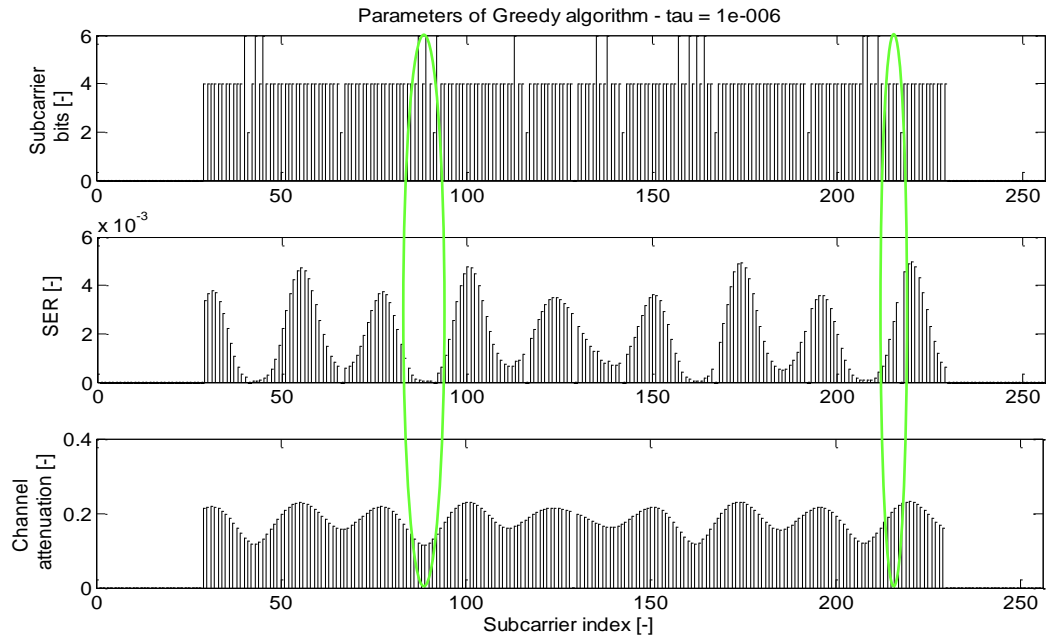


Obr. 3.8 Výsledky optimalizace PSO pro modelový kanál SUI – 3 [v7].

Za účelem odhadu výkonnosti a srovnání optimalizace PSO s greedy algoritmem byl vytvořen model přenosového kanálu pro bezdrátové aplikace podle standardu *Stanford University Interim* – SUI [61]. V simulacích byly použity modely SUI – 4 a SUI – 3. Jedná se o modely frekvenčně selektivního kanálu. Trvání OFDM cyklického prefixu bylo 8 μ s. Oba modely SUI používaly maximální rozptyl zpoždění 4 μ s a 1 μ s s K faktorem rovným 1.

3.1.3. GREEDY ALGORITHMUS - WIMAX

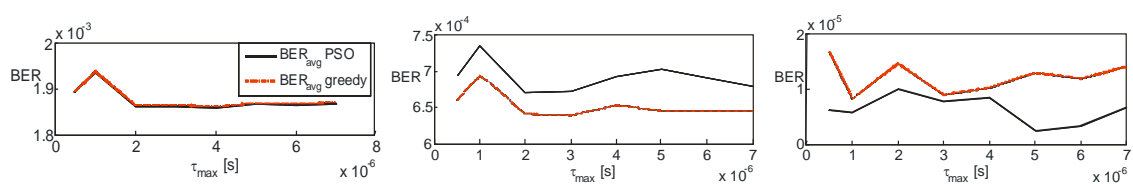
Pro simulaci greedy algoritmu bylo zvoleno stejné nastavení jako u optimalizace PSO. Požadovaný počet bitů přenášených během jednoho OFDM symbolu byl nastaven na stejnou hodnotu 800 bitů. Výsledek simulace je zobrazen na obr. 3.9.



Obr. 3.9 Výsledky greedy algoritmu pro model kanálu SUI – 3 [v7].

Další experiment srovnával PSO optimalizaci s greedy algoritmem při měnící se maximální hodnotě časového rozšíření přenosového kanálu. Toto zpoždění bylo měněno v rozmezí od $0,5 \mu\text{s}$ do $7 \mu\text{s}$, kdy obě metody byly použity na adaptaci OFDM parametrů. Simulace proběhly pro tři rozdílné nastavení požadované přenosové rychlosti: 25, 70 a 100 % z maximální možné hodnoty.

Průměrná chybovost pro obě metody je zobrazena na obr. 3.10. Metoda PSO překonala greedy algoritmus v případě nižší požadované přenosové rychlosti. Naopak při přenosové rychlosti rovné 70 % dosahovala greedy metoda menší chybovost. Obě metody vykazovaly stejné výsledky v případě maximálního využití přenosové kapacity (nebyla jiná možnost než použít modulaci 64QAM na všech subnosných).



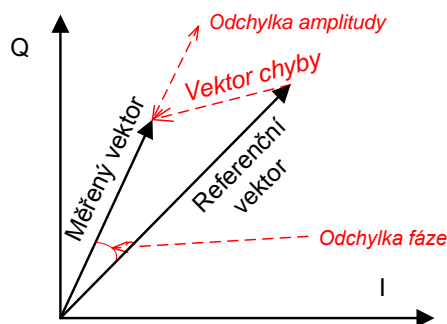
Obr. 3.10 Průměrná chybovost ve srovnání metody PSO a greedy algoritmu, jako funkce maximální hodnoty časového rozšíření kanálu pro rozdílné přenosové rychlosti 100, 70 a 25 % [v7].

Celkově optimalizace PSO vykazovala mírně lepší výsledky, než greedy algoritmus. Je nutno přihlídnout k faktu, že PSO optimalizace je více výpočtově náročná a její aplikace značně závisí na možném výpočetním výkonu (počtu použitých agentů a iterací). Na druhou stranu umožňuje optimalizovat a přizpůsobovat se více definovaným parametrům ve stejném čase.

3.2. VYUŽITÍ PARAMETRU EVM PRO OPTIMALIZACE PSO A GREEDY

Parametr *Error Vector Magnitude* (EVM) kvantifikuje odchylku bodů skutečného konstelačního digramu od ideálního tvaru. Tento parametr tak kvantifikuje kvalitu digitálního rádiového vysílače nebo přijímače. Někdy je také nazývána pojmem *Receive Constellation Error* (RCE). Signál vyslaný ideálním vysílačem by měl mít konstelační body umístěny na ideálních pozicích. Různé parazitní vlastnosti vysílače (např. amplitudová nesymetrie, fázová nesymetrie IQ modulátoru / demodulátoru atd.) a také přenos komunikačním kanálem zapříčiní vychýlení těchto bodů z ideálních pozic. Při výpočtu EVM se předpokládá, že konstelační diagram je již vykompenzován (nesymetrie modulátoru, resp. demodulátoru jsou odstraněny) a měří se pouze odchylka od ideálních bodů. Pomocí EVM je možné měřit, jak silně jsou body konstelačního diagramu vychýleny z ideálních pozic [62], [63]. Vektor chyby je v I-Q rovině definován jako odchylka naměřeného konstelačního bodu od polohy ideálního konstelačního bodu. Lze také říci, že EVM je hodnota chyby mezi komplexní napětíovou úrovní demodulovaného symbolu a očekávaného symbolu. Názorně je popsána situace ukázána na obr. 3.11. Body skutečného konstelačního diagramu mohou být podle obrázku charakterizovány chybou amplitudy a fáze.

Kvalitu přenosového řetězce je možné hodnotit pomocí chybovosti BER. Ve většině případů a stejně tak tomu bylo i v předchozích úvahách této práce, je chybovost BER stanovena jako přímý následek několika dalších parametrů, např. přenosu komunikačního kanálu a poměru SNR.



Obr. 3.11 Definice EVM.

Parametr EVM lze přepočítat na chybovost BER, jak bude ukázáno dále. V tomto případě není potřeba znát informaci o stavu komunikačního kanálu. Vztahu mezi EVM a BER bylo také využito při implementaci PSO a greedy algoritmu.

3.2.1. DEFINICE EVM

Hodnota EVM je definována jako průměrný vektor chyby vztahený k danému bodu konstelačního diagramu. Každý bod konstelačního diagramu je definován modulem a fází. Tyto body odpovídají jednotlivým symbolům použité digitální modulace. Symboly jsou definovány velikostí souřadnicové (I) a kvadraturní (Q) složky v komplexní rovině [64]. EVM je definováno jako efektivní hodnota (*Root Mean Square* - RMS) skupiny měřených symbolů porovnanými s ideálními symboly. Matematicky lze EVM zapsat [65]:

$$EVM_{RMS} = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |S_{ideal,n} - S_{meas,n}|^2}{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |S_{ideal,n}|^2}}, \quad (3.42)$$

kde $S_{meas,n}$ je symbol (s vykompenzovaným zesílením, fází a DC ofsetem) v souboru N měřených symbolů, $S_{ideal,n}$ je ideální normalizovaný bod konstelačního diagramu pro n -tý symbol. Počet všech symbolů konstelačního diagramu je značen N . Předchozí rovnici je možné zapsat v rozšířeném tvaru jako [66]:

$$EVM_{RMS} = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |I_{ideal,n} - I_{meas,n}|^2 + |Q_{ideal,n} - Q_{meas,n}|^2}{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |I_{ideal,n}|^2 + |Q_{ideal,n}|^2}}, \quad (3.43)$$

Kde $I_{meas,n}$ je soufázová normalizovaná napět'ová úroveň pro n -tý měřený symbol a $I_{ideal,n}$ je soufázová normalizovaná napět'ová úroveň ideálního symbolu v konstelačním diagramu. Kvadrurní složky jsou značeny obdobně se symboly Q . Tato definice EVM je použita a definována např. ve standardech IEEE 802.11a [10], [67].

3.2.2. DEFINICE CHYBOVOSTI BER

Pravděpodobnost chyby vysílaného signálu je definovaná právě chybovostí BER. Pro Gaussovský šumový model je BER důsledkem šumu v tomto přenosovém kanálu. Pro M -stavové modulace s koherentní detekcí je možné pravděpodobnost chyby P_b (BER) vyjádřit vztahem [68]:

$$P_b = \frac{2 \left(1 - \frac{1}{L}\right)}{\log_2 L} Q \left[\sqrt{\left(\frac{3 \log_2 L}{L^2 - 1}\right) \frac{2E_b}{N_0}} \right]. \quad (3.44)$$

Symbolem L je značen počet úrovní u M -stavové modulace ($L = \sqrt{M}$), E_b je energie na jeden bit a N_0 je výkonová spektrální hustota šumu. Funkce Q je definována rovnicí 1.5 z [26].

Rovnici 3.44 je možné přepsat ve vztahu k poměru signálu k šumu ve tvaru:

$$P_b = \frac{2 \left(1 - \frac{1}{L}\right)}{\log_2 L} Q \left[\sqrt{\left(\frac{3 \log_2 L}{L^2 - 1}\right) \frac{2E_s}{N_0 \cdot \log_2 M}} \right], \quad (3.45)$$

kde $\frac{E_s}{N_0}$ je poměr signálu k šumu pro M -stavové modulace.

Pro dvoustavovou modulaci BPSK je pravděpodobnost chyby možné stanovit na základě vztahu [13]:

$$P_b = Q \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right). \quad (3.46)$$

Vychází se z předpokladu, kdy je energie na jeden bit shodná s energií na symbol ($\frac{E_s}{N_0} = \frac{E_b}{N_0} m$) a m je rovno 1. Proto také platí:

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}}\right). \quad (3.47)$$

3.2.3. ZÁVISLOST MEZI EVM, BER A SNR

Z rovnice 3.43 je patrné, že EVM je normalizovaná chyba mezi měřeným a ideálním konstelačním bodem. Pro Gaussovský model šumu komunikačního kanálu je možné rovnici 3.43 zjednodušit s využitím soufázové $n_{I,r}$ a kvadraturní $n_{Q,r}$ šumové složky [66]. Výsledný zápis je definován:

$$EVM_{RMS} = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |n_{I,n}|^2 + |n_{Q,n}|^2}{P_0}}, \quad (3.48)$$

kde symbolem P_0 je označen výkon normalizovaného ideálního konstelačního nebo vysílaného konstelačního diagramu. Čítec rovnice 3.48 nastavuje normalizovaný výkon šumu. Rovnici je poté možné zjednodušit a přepsat do tvaru [66]:

$$EVM_{RMS} \approx \sqrt{\frac{1}{SNR}} = \sqrt{\frac{N_0}{E_s}}. \quad (3.49)$$

S cílem definovat závislost mezi chybovostí BER a EVM, je možné SNR z předchozí rovnice vyjádřit vztahem:

$$SNR \approx \frac{1}{EVM^2}. \quad (3.50)$$

Stejně je velikost poměru SNR v dB definována v [69] jako:

$$SNR [dB] = -20 \log(EVM). \quad (3.51)$$

Kombinací rovnic 3.45 a 3.50 je možné přímo vyjádřit pravděpodobnost chyby v závislosti na EVM:

$$P_b \approx \frac{2\left(1 - \frac{1}{L}\right)}{\log_2 L} Q\left[\sqrt{\left(\frac{3 \log_2 L}{L^2 - 1}\right) \frac{2}{EVM_{RMS}^2 \cdot \log_2 M}}\right] \quad (3.52)$$

Stejně tak je možné z rovnic 3.47 a 3.50 odvodit vztah pro pravděpodobnost chyby v závislosti na velikosti EVM pro dvoustavovou BPSK modulaci. Vztah je zapsán ve tvaru:

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_s N_0}{EVM^2 N_0 E_s}}\right) = Q\left(\frac{\sqrt{2}}{EVM}\right). \quad (3.53)$$

Závislost pravděpodobnosti chyby na velikosti poměru signálu k šumu je pro M -stavové modulace definována:

$$P_b \approx \frac{2\left(1 - \frac{1}{L}\right)}{\log_2 L} Q\left[\sqrt{\left(\frac{3 \log_2 L}{L^2 - 1}\right) \frac{2 \cdot SNR}{\log_2 M}}\right]. \quad (3.54)$$

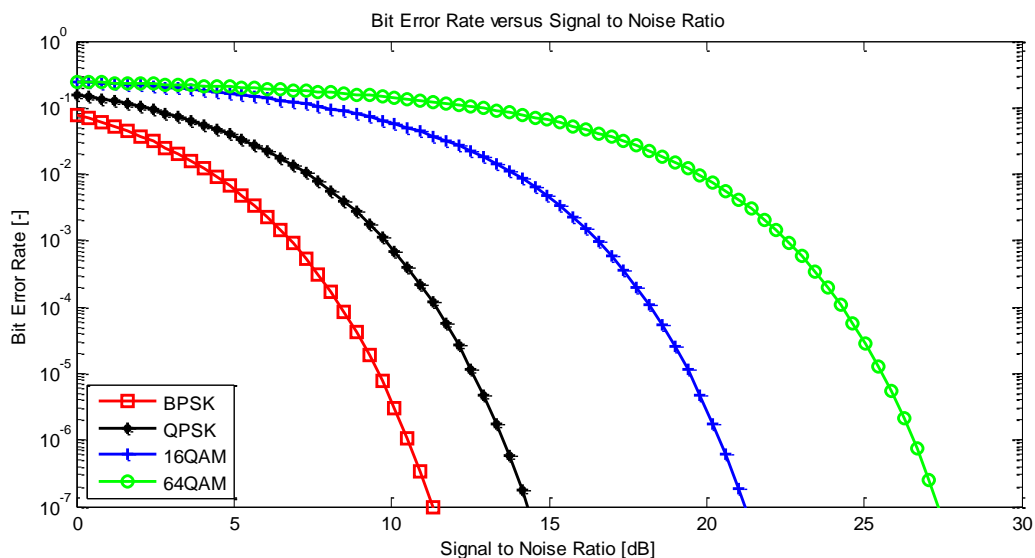
Následně pak závislost pravděpodobnosti chyby na velikosti poměru signálu k šumu pro dvoustavovou BPSK modulaci je zapsána ve tvaru:

$$P_b = Q(\sqrt{2 \cdot SNR}). \quad (3.55)$$

Tyto získané vztahy byly následně použity při simulacích a výsledky pro jednotlivé typy digitálních modulací jsou popsány v následující kapitole.

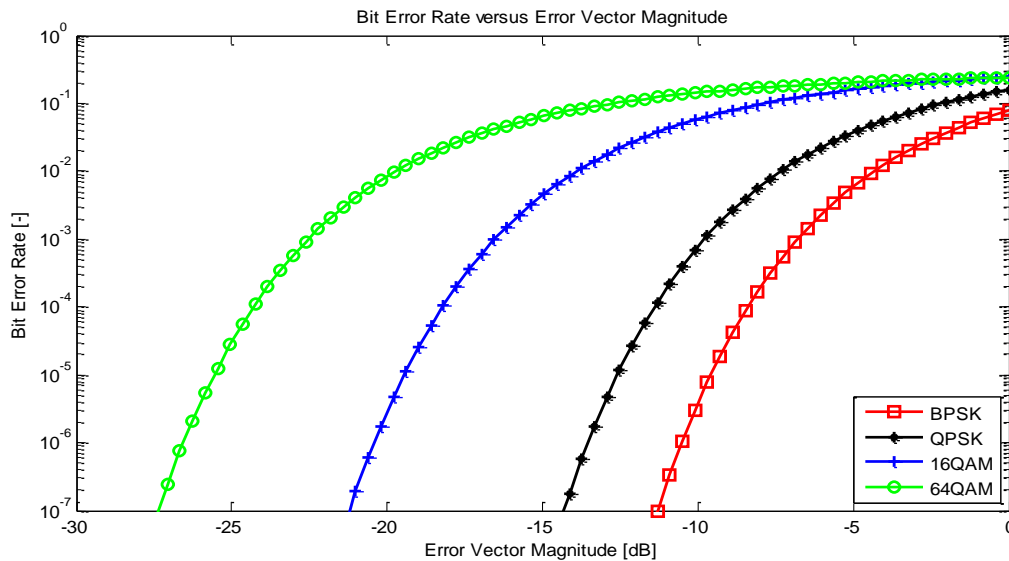
3.2.4. SIMULACE ZÁVISLOSTÍ EVM, BER A SNR

Tyto simulace byly vytvořeny pro ilustraci závislostí mezi EVM, BER a SNR. Rovnice 3.54 a 3.55 byly použity pro vykreslení grafu na obr. 3.12. Jedná se o teoretické průběhy, odpovídající jednotlivým digitálním modulacím BPSK, QPSK, 16QAM a 64QAM. Z průběhů je patrné, že s rostoucím poměrem SNR klesá chybovost BER.



Obr. 3.12 Závislost chybovosti BER na SNR pro různé druhy modulací.

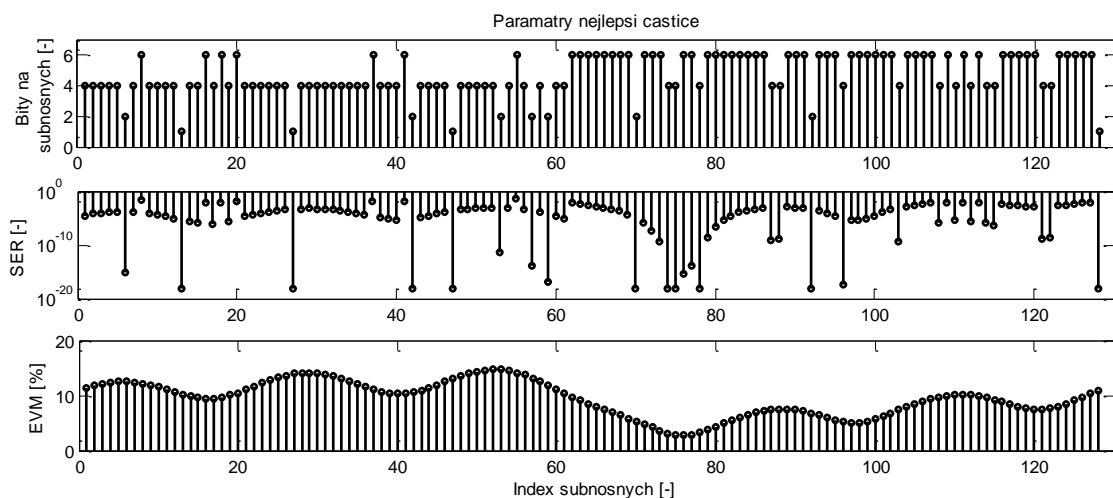
Jako důsledek vztahu mezi EVM a SNR, uvedeného v rovnici 3.50, má graf závislosti BER na EVM na obr. 3.13 opačný průběh než graf závislosti BER na SNR na obr. 3.12. Dále je vhodné poznamenat, že z grafu je patrný konstantní rozdíl EVM pro stejnou chybovost mezi modulací BPSK a QPSK, který odpovídá hodnotě 2,83 dB. Rozdíl mezi modulací QPSK a 16QAM je 6,87 dB a pro modulace 16QAM a 64QAM je to 6,06 dB.



Obr. 3.13 Závislost chybovosti BER na velikosti EVM pro různé druhy modulací.

3.2.5. VYUŽITÍ PARAMETRU EVM PŘI OPTIMALIZACI POMOCÍ METODY PSO

Cílem další práce bylo využít parametr EVM při optimalizaci komunikačního systému pomocí metody PSO. Bylo nutné upravit zejména kritériální funkci pro výpočet chybovosti. Předchozí simulace byly založeny na znalosti stavu komunikačního kanálu a vysílaného výkonu na jednotlivých subnosných. Z těchto hodnot byla počítána chybovost. Výpočet chybovosti pomocí EVM znalost parametrů (přenosu) kanálu již nevyžaduje a tím dojde k zjednodušení optimalizace. Odhad stavu komunikačního kanálu s sebou vždy přináší komplikace, kterým je možné se vyhnout s využitím stanovení chybovosti z naměřených hodnot EVM. Objektívni funkce pro chybovost je následně definována stejně jako rovnice 1.25, kde \bar{P}_{be} značí průměrnou chybovost BER přes všech N subnosných frekvencí. Chybovost každé subnosné je pro M -stavové modulace počítána ze vztahu 3.52 a pro dvoustavovou modulaci BPSK z rovnice 3.53.



Obr. 3.14 Výsledky optimalizace PSO s využitím znalostí EVM (vertikální osa SER je v log měřítku [v10]).

Výsledky simulací jsou podobné jako v předchozích případech. Změna se týká zejména toho, že již nedochází k adaptaci podle aktuálního stavu komunikačního kanálu, ale adaptace je závislá na velikosti EVM (a tím de facto na chybovosti) pro jednotlivé subnosné.

Příklad výsledků optimalizace pro 128 subnosných frekvencí je zobrazen na obr. 3.14. Optimalizace proběhla s natavením 100 částic a 100 iteračních kroků těchto částic. Na všech subnosných bylo vysíláno konstantním výkonem rovným hodnotě 1 W. Bylo preferováno dosažení nejnižší možné chybovosti a přenosové rychlosti cca 80 % (150 Mb/s) z celkové možné přenosové rychlosti. Při využití modulace 64QAM na všech subnosných a doby trvání OFDM symbolu 4 μ s odpovídá maximální možná přenosová rychlost hodnotě 192 Mb/s. Optimalizace PSO byla nastavena, aby přihlížela s větší vahou k nejlepšímu globálnímu výsledku oproti nejlepším výsledkům jednotlivých částic (agentů). Hodnota EVM na jednotlivých subnosných byla omezena na 15 % a byla modelována zvolenou spojitou funkcí. Průměrná chybovost přes všechny subnosné dosahovala hodnoty $1,3 \cdot 10^{-3}$.

3.2.6. VYUŽITÍ PARAMETRU EVM PŘI OPTIMALIZACI POMOCÍ GREEDY ALGORITMU

Implementace EVM do greedy algoritmu vycházela z několika základních předpokladů. Při výpočtu greedy algoritmu je vycházeno ze znalosti poměru přenosu kanálu k šumu na každé n -té subnosné, což je zřejmé ze vztahu 1.17. Je opět výhodné se vyhnout výpočtu na základě znalosti stavu komunikačního kanálu. Z informací uvedených v [70] lze odvodit vztah:

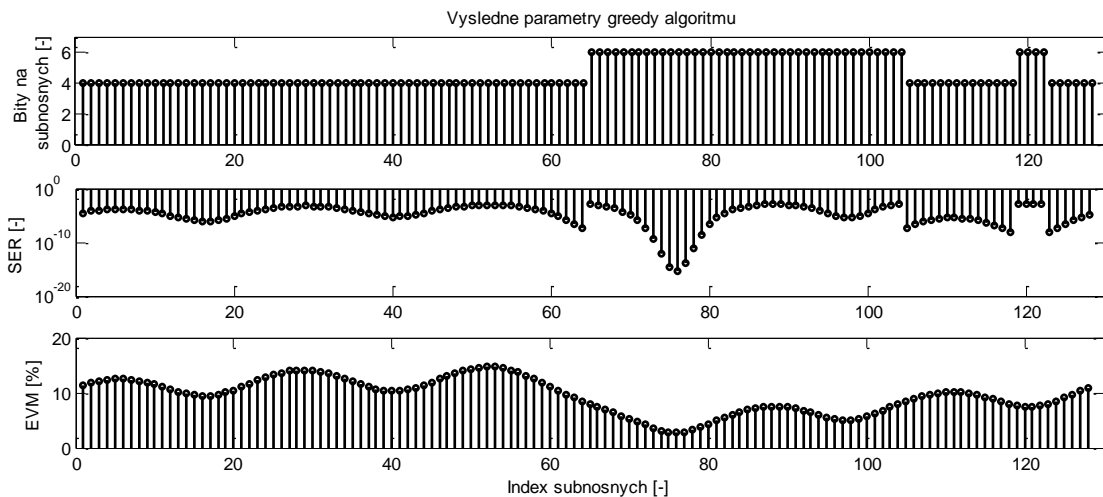
$$SNR = P_n \frac{|H_n|^2}{N_n}, \quad (3.56)$$

kde P_n je alokovaný výkon signálu, H_n je přenos kanálu a N_n je výkon šumu na n -té subnosné. Poměr $\frac{|H_n|^2}{N_n}$ je právě zmiňovaný g_n z rovnice 1.17. Za předpokladu, že bude vysíláno konstantním výkonem o hodnotě 1 W na všech subnosných, je možné říci, že g_n je rovno SNR (pokud bude výkon konstantní a jiné hodnoty než 1, bude ve vztahu výkon P_n dále figurovat). Poměr signálu k šumu může být poté nahrazen EVM podle závislosti ze vztahu 3.50 ($SNR \approx \frac{1}{EVM^2}$). Výsledný odvozený vztah má tedy tvar:

$$g_n = \frac{1}{EVM^2}. \quad (3.57)$$

Algoritmus dále pokračuje výpočtem vztahu 1.15 ($\Delta P_n^+ = \frac{2^{b_n}}{g_n}$) a další kroky zůstávají beze změny.

Optimalizace byla pro srovnání nastavena podobně, jako optimalizace v kapitole 3.2.5. Pro 128 subnosných byla požadována hodnota přenosové rychlosti 150 Mb/s pro stejné nastavení doby trvání symbolové periody. Výsledky simulace pro greedy algoritmus jsou zobrazeny na obr. 3.15. Algoritmus v místech, kde se vyskytuje menší hodnota EVM přímo nastavuje modulace s vyšším počtem stavů. Jeho chování je tak v souladu se základními předpoklady water-filling algoritmu.



Obř. 3.15 Výsledky greedy algoritmu s využitím znalostí EVM (vertikální osa SER je v log měřítku $[v10]$).

Na žádné subnosné nebyla nevyužita modulace s jedním nebo dvěma bity na symbol (BPSK, QPSK), přesto průměrná chybovost přes všechny subnosné dosahovala hodnoty $2,39 \cdot 10^{-4}$. Což je výsledek o jeden řád lepší, než u optimalizace využívající PSO (se stejným nastavením), která je výpočtově a časově náročnější.

3.3. ZHODNOCENÍ DÍLČÍ ČÁSTI

Cílem kapitoly 3 bylo využít znalosti o aktuálním stavu komunikačního kanálu k příslušné adaptaci parametrů komunikačního systému s více nosnými (OFDM). Za tímto účelem bylo využito zejména optimalizace založené na roji částic a greedy algoritmu. Adaptace komunikačního systému byla řízena definovanými kriteriálními funkcemi, které preferovaly nastavení daných parametrů. Mezi adaptované parametry komunikačního systému s více nosnými patřil vysílací výkon a druh použité modulace jednotlivých nosných, dosahovaná celková přenosová rychlost nebo minimalizace chybovosti. Výhodou optimalizace PSO bylo zapojení více kriteriálních funkcí do běhu optimalizace za cenu vyšší výpočetní a časové náročnosti v porovnání s greedy algoritmem. Optimalizace obou metod probíhala s ohledem na minimalizaci interferencí s primárními uživateli. Byla navržena nová kriteriální funkce zajišťující dosažení předem definované přenosové rychlosti, která byla publikována v článku [v4] na konferenci Radioelektronika 2009. Využití metody PSO v komunikačním systému WiMAX a MB-OFDM bylo prezentováno na konferenci IEEE UWB Forum on Sensing and Communication 2009 v podobě příspěvku [v5]. Srovnání výsledků greedy algoritmu a optimalizace PSO při adaptaci systému Fixed WiMAX s 256 subnosnými frekvencemi bylo publikováno v článku [v7] vzniklého ve spolupráci s univerzitou Buckingham ve Velké Británii. Výsledky ukazují možnosti využití obou metod při optimalizaci komunikačních systémů s více nosnými.

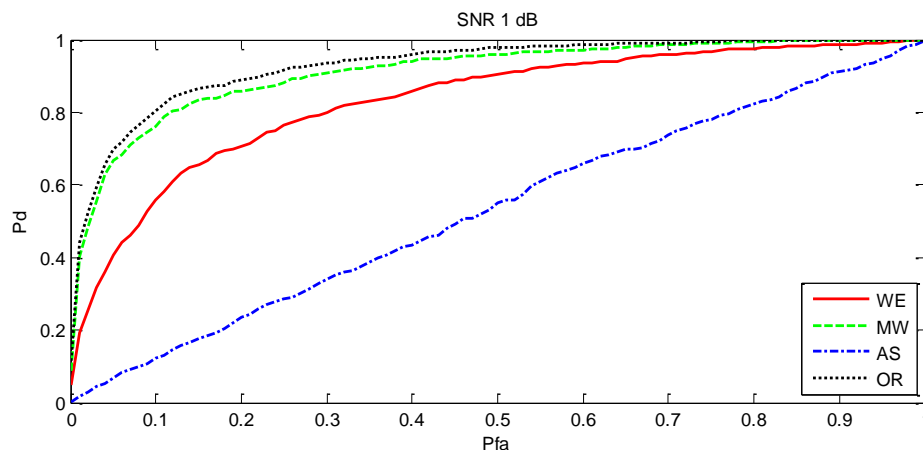
Důležitým přínosem byla v kapitole 3.2 popsána možnost využití parametru EVM za účelem zjednodušení optimalizovaných algoritmů. Ke zjednodušení došlo odstraněním nutnosti zjišťování informace o přenosu komunikačního kanálu na jednotlivých subnosných. Parametr EVM je v přímém vztahu s chybovostí BER na

základě odvozených vztahů v kapitole 3.2.2. Těchto vztahů bylo dále využito pro vytvoření nové kritériální funkce metody PSO pro minimalizaci chybovosti. Na základě předpokladů, uvedených v kapitole 3.2.6, bylo možné modifikovat greedy algoritmus a využít tak parametr EVM i v tomto případě. Výsledky simulací naznačují při využití parametru EVM lepší výslednou chybovost BER u greedy algoritmu, než u metody PSO. Získané výsledky byly odeslány do recenzního řízení formou příspěvku na konferenci ISPA 2011 [v10]. Touto kapitolou se podařilo splnit druhý dílčí cíl dizertační práce, ve kterém byl kladen důraz na adaptaci několika parametrů systému s více nosnými.

4. OPTIMALIZACE KOMUNIKAČNÍHO SYSTÉMU S VÍCE NOSNÝMI S VYUŽITÍM NEPŘESNÉ INFORMACE O SLEDOVÁNÍ SPEKTRA

4.1. REKAPITULACE ŘEŠENÝCH PROBLÉMŮ

Výkonnost jednotlivých metod na sledování frekvenčního spektra je popsána ROC křivkou (*Receiver Operating Characteristics*). K získání těchto křivek je potřeba provést dostatečně velký počet měření.



Obr. 4.1 ROC křivky – závislost pravděpodobnosti detekce P_d na pravděpodobnosti falešného alarmu P_{fa} [v8].

Ukázky ROC křivek jsou zobrazeny na obr. 4.1 pro poměr signálu k šumu 1 dB. Křivky odpovídají různým detektorům – Welchův odhad (WE), metoda Multi Window (MW), klíčové příznaky (AS) a rozhodování WE a MW s pravidlem OR. ROC křivky byly publikovány v článku [v8]. Graf ukazuje výsledky pro čtyři různé detektory pro relativně velký poměr SNR (z pohledu kognitivního rádia). Názorným příkladem může být např. detektor založený na klíčových příznacích, který je v tomto případě nepoužitelný. Ostatní detektory mohou také vyhodnotit nesprávné rozhodnutí o přítomnosti, nebo nepřítomnosti primárního signálu. Je proto nutné brát v úvahu možné nedokonalé rozhodnutí daného detektoru a při optimalizaci komunikačního systému k této skutečnosti přihlížet. Jako alternativní způsob ke zlepšení metod sledování spektra (zvýšení pravděpodobnosti detekce, snížení pravděpodobnosti falešného alarmu a také eliminace tzv. problému skryté buňky) může být uvažováno využití kooperativního přístupu [7]. Výsledky více detektorů z různých buněk nebo rozdílného algoritmu detekce jsou sloučeny dohromady. V minulosti již bylo publikováno několik metod, jak mohou být jednotlivé výstupy detektorů kombinovány. Např. OR (pásmo je označeno za obsazené, pokud jej alespoň jeden ze všech detektorů označí za obsazené)

nebo L z M (pásmo je označeno za obsazené, pokud alespoň L z M detektorů jej označí za obsazené). Malé zlepšení získané s využitím přístupu metody *OR* je také viditelné v obr. 4.1. Ale je nutné podotknout, že žádná z těchto metod nemůže garantovat sledování frekvenčního spektra úplně bez chyb. Metoda Multi Window využívá několik ortogonálních sekvencí jako váhová okna, použité na jednotlivé periodogramy. Celkový odhad frekvenčního spektra je poté dán průměrem jednotlivých periodogramů. Metoda je detailně popsána v článku [71]. U metody klíčových příznaků signálu se jednalo zejména o klasifikaci typu digitální modulace. Detailně je metoda popsána v článku [72]. Je definováno několik příznaků signálu, zejména se jedná o statistické momenty. Pomocí těchto momentů je možné rozlišit mezi jednotlivými druhy modulací. Metoda má však značná omezení. Moment, označovaný jako A_S , byl použit při vytváření ROC křivek.

4.2. MODIFIKOVANÉ VERZE GREEDY ALGORITMU

Nastavování komunikačního systému OFDM může být prováděno několika způsoby. Jeden z nich je i greedy algoritmus, popsáný v předešlých kapitolách. Mezi nevýhody algoritmu patří nastavování vždy pouze jednoho parametru ve stejném čase a neschopnost pružné reakce na změnu stavu komunikačního kanálu (nutnost resetování algoritmu). To jsou vlastnosti, které se dají odstranit s použitím optimalizačního algoritmu, který je schopný automaticky re-adaptovat systém v čase. S cílem eliminovat rušení primárních uživatelů z důvodů nedokonalého sledování frekvenčního spektra, byly navrženy modifikované verze greedy algoritmu.

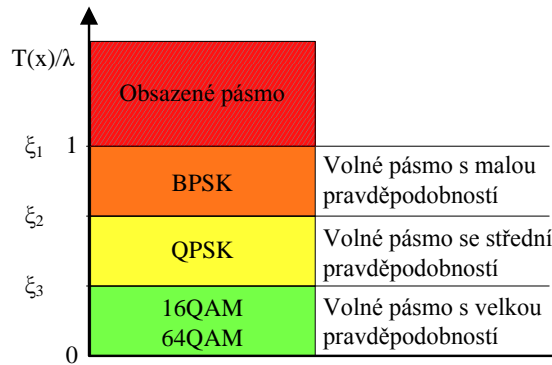
4.2.1. NASTAVENÍ MAXIMÁLNÍHO POČTU STAVŮ MODULACE POMOCÍ METRIKY ξ S JEDNOU ROZHODOVACÍ ÚROVNÍ DETEKTORU

Za tímto účelem byla pro každý subkanál definována metrika vyjadřující poměr mezi hodnotou testové statistiky a pevně zvolenou rozhodovací úrovní:

$$\xi = \frac{T(x)}{\lambda}. \quad (4.58)$$

Symbolem λ je označována rozhodovací úroveň a $T(x)$ značí testovou statistiku. Současně mohou nastat dva hraniční stavy. Pokud je ξ větší než hodnota 1, je subkanál (definovaný jako jedna nebo více vedle sebe ležících subnosných) považován za obsazený primárním uživatelem. Odpovídající část kmitočtového spektra je tak odstraněna z optimalizace a spektrum sekundárního uživatele se tímto stává nespojité. OFDM systém s některými nevyužitými subnosnými je někdy označován jako nespojitý OFDM (*Non-Contiguous OFDM*) [73], [74].

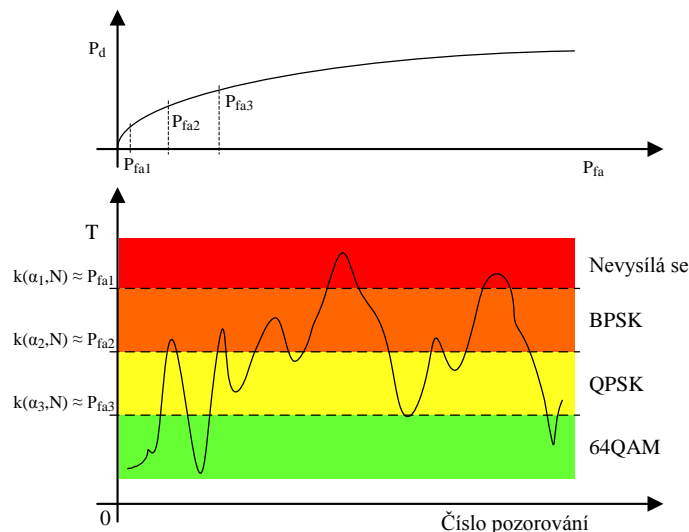
V případě, že metrika ξ je menší než hodnota 1, subkanál je obvykle považován za volný. Především v případě sledování frekvenčního spektra pomocí energetického detektoru ale může docházet k tomu, že metrika je těsně pod hodnotou 1, subkanál je obsazen primárním uživatelem, ale buňka, která provádí sledování spektra o této skutečnosti nemá informaci. Za účelem omezení takto vzniklých interferencí od sekundárních uživatelů, byla oblast možných hodnot metriky pod hodnotou 1 rozdělena do několika pásem (definovaných hodnotami ξ_1 , ξ_2 , ξ_3 ...). Ilustrativně tuto situaci zachycuje obr. 4.2.



Obr. 4.2 Názorná ilustrace modifikované verze greedy algoritmu s využitím metriky ξ [v8], [v9].

Pokud je metrika ξ blízká nulové hodnotě, je velká pravděpodobnost, že komunikační kanál je skutečně volný. V tomto případě pracuje greedy algoritmus dle informací popsaných v kapitole 1.2.2.2. Při přibližování metriky ξ k hodnotě 1 je omezen počet možných modulačních stavů na daných subnosných kmitočtech na 4 (odpovídající mapování QPSK) nebo pouze na 2 (odpovídající mapování BPSK). K dosažení datového přenosu a omezení interferencí je současně snížen vysílací výkon k zajištění uživatelem definované chybovosti BER.

Nedokonalé sledování kmitočtového spektra může také zapříčinit falešný alarm v případě, kdy je metrika ξ větší než hodnota 1. V této situaci je však subkanál vždy považován za obsazený.



Obr. 4.3 Názorná ilustrace modifikované verze greedy algoritmu s využitím rozhodovacích prahů podle K-S testu.

4.2.2. NASTAVENÍ VÍCE ROZHODOVACÍCH PRAHŮ DETEKTORU PODLE KOLMOGOROVA – SMIRNOVA TESTU

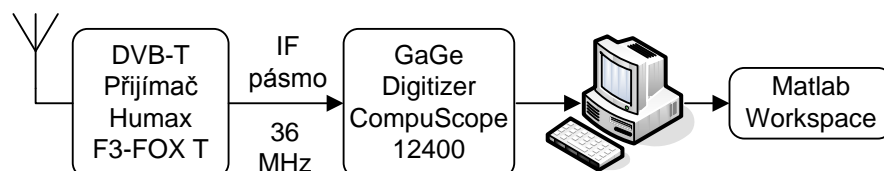
Další možnost, jak lze nastavovat rozhodovací prahy mezi jednotlivými pásmy u modifikovaného greedy algoritmu, je založena na využití Kolmogorova - Smirnova testu. Obor hodnot testové statistiky T z rovnice 2.37 je možno rozdělit do několika oblastí oddělených zvolenými kritickými hodnotami $k(\alpha, N)$ z rovnice 2.38

odpovídajících pravděpodobnostem falešného alarmu P_{fa} (hladiny významnosti α). Ilustrační znázornění tohoto principu pro 3 zvolené kritické hodnoty je na obr. 4.3. V případě, že hodnota testové statistiky přesáhne nejvyšší zvolenou kritickou hodnotu, je pásmo považováno za obsazené. Naopak, pokud hodnota testové statistiky nedosáhne ani nejnižší kritické hodnoty, je pásmo považováno za volné a počet stavů modulace pro optimalizační algoritmus není omezen (lze použít libovolné modulační schéma od BPSK až po např. 64QAM). Mezi těmito extrémními případy je počet stavů modulace omezen dle zvoleného schématu (např. BPSK, QPSK) a současně je snížen vysílaný výkon.

4.3. OVĚŘENÍ PREZENTOVANÉHO ŘEŠENÍ

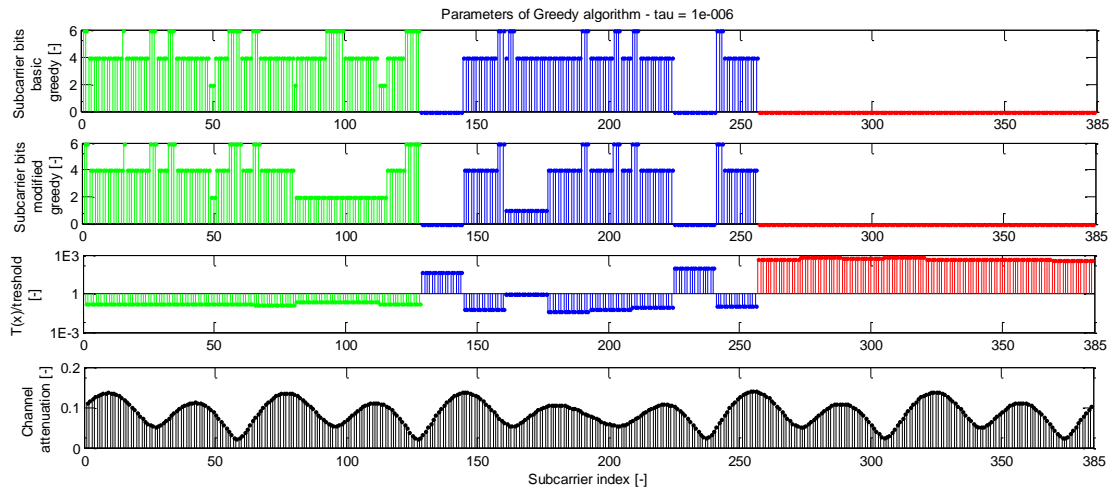
Simulace modifikované metody z kapitoly 4.2.1 byly vytvořeny v prostředí MATLAB. Byl srovnáván základní a modifikovaný algoritmus se stejnými vstupními parametry a nastavením s cílem ukázat rozdíl v jejich chování.

Byly naměřeny reálné signály z televizních pásem s cílem získat reálné hodnoty metriky ξ . Zapojení pracoviště názorně ukazuje obr. 4.4. Mezifrekvenční výstup televizního DVB-T receiveru Humax F3-FOX T byl vzorkován digitizérem GaGe CompuScope 12400 s dodávaným softwarovým vybavením. Bitové rozlišení digitizéru bylo 12 bitů. Vzorkovací frekvence byla nastavena na 150 MS/s. Následně byla sledovaná televizní pásma transponována do základního pásma. Cílem bylo ukázat výkonnost metody ve třech možných situacích. Byla sledována tři televizní pásma (8 MHz široké), která obsahovala tři rozdílné signály – pouze šum, analogové televizní vysílání a digitální televizní vysílání (DVB-T).



Obr. 4.4 Blokové schéma pracoviště pro získání navzorkovaných dat z televizního pásma.

Během první simulace byla uvažována hypotetická situace. Tři 8 MHz široké televizní kanály jsou rozděleny do 24 subkanálů o šířce 1 MHz. Každý z těchto subkanálů obsahuje 16 subnosných. Celkem je tedy nutné optimalizovat 384 subnosných (24 subkanálů po 16 subnosných). Každá subnosná může nést 1, 2, 4 nebo 6 datových bitů, stejně jako v předchozích simulacích. Během simulace je z navzorkovaných dat počítána testová statistika pro všechny subkanály. Hodnota metriky ξ vstupuje jako vstupní hodnota do modifikovaného greedy algoritmu. Pro modelování komunikačního kanálu bylo využito modelu pro bezdrátové aplikace SUI. V simulacích s maximálním časovým rozšířením 4 a 1 μ s byly použity modely SUI-4 a SUI-3. V celém kmitočtovém pásmu byla také předpokládána přítomnost AWGN šumu.



Obr. 4.5 Alokování jednotlivých subnosných základního a modifikovaného greedy algoritmu, definované metriky a útlumu kanálu jako funkce indexu jednotlivých subnosných. Zelená barva – subpásma obsazená pouze šumem, modrá barva – subpásma obsazená analogovým TV vysíláním a červená barva – subpásma obsazená DVB-T vysíláním [v9].

Hlavní výsledky pro tři rozdílné vstupní signály jsou zobrazeny na obr. 4.5. Horizontální osa značí indexy subnosných frekvencí. Vertikální osa představuje alokaci jednotlivých bitů na subnosných pro základní a modifikovaný greedy algoritmus, dále definovanou metriku ξ a útlum komunikačního kanálu pro jednu realizaci modelu SUI-3. Maximální počet dostupných datových bitů každého 1 MHz širokého subkanálu bylo 96 (16 subnosných s modulací 64QAM). Simulace byly nastaveny pro dosažení 70 bitů na subkanál (cca 72 % maximální přenosové rychlosti). Podle výsledků ze sledování spektra je DVB-T vysílání obsaženo na pravé straně grafu (červená barva). Je tím zabráno 8 subkanálů a metrika je v těchto případech větší než hodnota 1. Podle zadaných kritérií na těchto 8 subkanálech není povoleno vysílání.

Modré subpásmo zobrazuje kanál obsazený analogovým TV vysíláním. Základní greedy algoritmus považuje 2 z těchto 8 subkanálů za obsazené ($\xi > 1$) a ostatní subkanály jsou považovány za vhodné pro maximální vysílaný výkon a algoritmus jim přiřadí datové bity podle aktuálního stavu komunikačního kanálu. Modifikovaný greedy algoritmus považuje subkanály s metrikou blízkou hodnotě 1 za volné pásmo s malou pravděpodobností a povoluje alokaci pouze BPSK modulaci se zmenšeným vysílacím výkonem. To se děje s cílem vyhnout se kolizím s primárními uživateli.

Subkanály, které jsou obsazené pouze šumem (označeny zelenou barvou), byly ve většině případů označeny jako volné pásmo s velkou pravděpodobností. S cílem omezit možný risk, v několika případech modifikovaná greedy metoda umožňuje nastavení pouze QPSK modulace na nosných. To odpovídá případům, kdy byla metrika ξ vyhodnocena jako volné pásmo se střední pravděpodobností. Toto nastavení bylo voleno v kombinaci s využitím metody energetické detekce. Pro jiné metody sledování spektra by bylo nutné nastavení přehodnotit.

4.4. ZHODNOCENÍ DÍLČÍ ČÁSTI

Ve 4. kapitole byla dizertační práce zaměřena na optimalizaci systému OFDM s přihlédnutím k nepřesné informaci o sledování spektra. Za tímto účelem byly navrženy modifikované verze greedy algoritmu, využívající metriku ξ , která rozdělí sledované pásmo do několika oblastí. Modifikovaná verze greedy algoritmu byla publikována na konferencích TSP 2010 a ICECom 2010 ve člancích [v8] a [v9].

Nastavení rozhodovacích prahů modifikovaného greedy algoritmu bylo také navrženo s využitím výsledných hodnot získaných za pomoci Kolmogorova – Smirnova statistického testu. Detailnější ověření všech navrhovaných změn může být předmětem budoucího výzkumu v dané oblasti. Nicméně se podařilo splnit třetí dílčí cíl dizertační práce.

5. ZÁVĚR

Prezentovaná práce je zaměřena do oblasti kognitivního rádia s dynamickou alokací spektra a využitím principu přenosu signálu na více nosných (konkrétně OFDM). V úvodní části práce jsou shrnuty základní přístupy a možnosti sledování frekvenčního spektra, jako je energetická detekce, použití přizpůsobeného filtru, detekce cyklostacionarity nebo detekce založená na singulární dekompozici. Dále jsou popsány metody optimalizace parametrů systému s více nosnými jako je water – filling algoritmus, optimalizace využívající roje částic v diskrétní formě a základní varianta greedy algoritmu, který umožňuje přímé nastavování daných parametrů (např. počet bitů nebo výkon na jednotlivých nosných).

Dílčí cíle práce byly zaměřeny na ověření základních metod pro detekci signálu a porovnání různých přístupů k optimalizaci parametrů OFDM v únikovém kanále pomocí počítačové simulace. Dále byla navržena nová kritériální funkce pro použití v adaptivním algoritmu založeném na principu roje částic (publikováno příspěvkem [v4]) a během stáže na ESIEE Paris byla provedena implementace detekce přítomnosti signálu TV vysílače (analogové i digitální vysílání) v obvodu FPGA (publikováno příspěvkem [v2]). Využití Kolmogorova – Smirnova statistického testu pro detekci v časové oblasti přineslo důležité výsledky a posunulo hranici detekovatelnosti komunikačních signálů pomocí statistické a energetické detekce.

Za účelem ověření používaných metod v reálném čase byla ve spolupráci s univerzitou Buckingham započata implementace obou výše zmíněných adaptivních optimalizačních algoritmů v obvodu FPGA a byla vytvořena společná publikace [v7] analyzující možnost jejich využití v OFDM systému typu WiMAX. Důležitým přínosem byla v kapitole 3.2 popsána možnost využití parametru EVM za účelem zjednodušení optimalizovaných algoritmů. Pomocí tohoto parametru byla vytvořena nová kritériální funkce metody PSO pro minimalizaci chybovosti. Parametru EVM se podařilo využít také u greedy algoritmu. Výsledky simulací naznačují při využití parametru EVM lepší výslednou chybovost BER u greedy algoritmu, než u metody PSO. Výsledky byly odeslány do recenzního řízení formou příspěvku na konferenci ISPA 2011 [v10].

Optimalizace systému OFDM s přihlédnutím k nepřesné informaci o sledování spektra byla řešena ve 4. kapitole. Za tímto účelem byla navržena modifikovaná verze greedy algoritmu, využívající metriku ξ definující poměr testové statistiky vůči zvolené prahové úrovni detektoru. Modifikovaná verze greedy algoritmu byla publikována příspěvkem [v8] a [v9]. S podobným cílem lze také využít metodu Kolmogorova - Smirnova statistického testu s více rozhodovacími prahy (hladiny významnosti). U obou modifikací je možno předpokládat podobné výsledky. Detailnější ověření může být předmětem budoucího výzkumu v dané oblasti.

Při řešení dizertační práce se vyskytlo několik dalších námětů pro další výzkum (jako např. využití Gaussovských kombinovaných modelů GMM pro estimaci rozložení charakterizující šum v komunikačním kanálu, simulační a reálné výsledky navrhovaných změn v greedy algoritmu), které doposud nebyly zpracovány. Proto by se následný vývoj mohl zaměřit také tímto směrem. Důležitou informací by přinesla i analýza výpočetní náročnosti jednotlivých metod a případná další implementace na hradlovém poli FPGA.

6. LITERATURA

VLASTNÍ PUBLIKACE

- [v1] POVALAČ, K., MARŠÁLEK, R. Implementation of Quadrature Modulator Imbalance Compensation Method. In *Proceedings of the Junior Scientist Conference 2008*. 2008. s. 3-4. ISBN: 978-3-200-01612-5.
- [v2] POVALAČ, K., MARŠÁLEK, R., BAUDOIN, G., ŠRÁMEK, P. Real- Time Implementation of Periodogram Based Spectrum Sensing Detector in TV Bands. In *Proceedings of 20th International Conference Radioelektronika 2010*. 2010. s. 137-140. ISBN: 978-1-4244-6319- 0.
- [v3] ŠRÁMEK, P., POVALAČ, K., MARŠÁLEK, R. Experimental Evaluation of Radio Frequency Spectrum Sensing Detectors in TV Bands. In *Proceedings of the International Conference on Signal Processing and Multimedia Application SIGMAP 2010*. 2010. s. 55-60. ISBN: 978-989-8425-19- 5.
- [v4] POVALAČ, K., MARŠÁLEK, R. Adjusting of the Multicarrier Communication System Using Binary Particle Swarm Optimization. In *Proceedings of 19th International Conference Radioelektronika 2009*. 2009. s. 251-254. ISBN: 978-1-4244-3536- 4.
- [v5] POVALAČ, K., MARŠÁLEK, R. Adaptation of Multicarrier Based UWB System Parameters Using Swarm Optimization. In *4th IEEE UWB Forum on Sensing and Communications*. 2009. s. 1-2.
- [v6] POVALAČ, K., MARŠÁLEK, R. Evaluation of the multicarrier system parameters optimization method applied to Wimax. In *Proceedings of the 3rd Management Committee Meeting and Workshop of COST IC0803 RF/ Microwave Communication Subsystems for Emerging Wireless Technologies 2009*. 2009. s. 128-131.
- [v7] AL-SHERBAZ, A., KUSELER, T., ADAMS, C., MARŠÁLEK, R., POVALAČ, K. WiMAX Parameters Adaptation Through A Baseband Processor Using Discrete Particle Swarm Method. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 2010, roč. 2010 (2), č. 2, s. 1-7. ISSN: 1759- 0787.
- [v8] POVALAČ, K., MARŠÁLEK, R., ŠRÁMEK, P. Optimization of Multicarrier Communication System with Respect to Imperfect Sensing. In *Proceedings of 33rd International Conference TSP 2010*. 2010. s. 1-5. ISBN: 978-963-88981-0- 4.
- [v9] POVALAČ, K., MARŠÁLEK, R. Multicarrier Communication System Optimization Based on Modified Greedy Bit Loading Algorithm. In *Proceedings of 20th International Conference on Applied Electromagnetics and Communications ICECom 2010*. 2010. s. 1-4. ISBN: 978-953-6037-58-2.
- [v10] POVALAČ, K., MARŠÁLEK, R., DVOŘÁK, J. Use of The Error Vector Magnitude for low-complex bit loading in Orthogonal Frequency Division Multiplexing. In *Proceedings of 7th International Symposium on Image and Signal Processing and Analysis ISPA 2011*. s. 1-4. September 4 - 6, 2011. Odesláno do recenzního řízení.
- [v11] POVALAČ, K., MARŠÁLEK, R. Application of Kolmogorov - Smirnov Test to Spectrum Sensing and Resource Allocation. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2011, roč. 2011, Odesláno do recenzního řízení.

OSTATNÍ LITERATURA

- [1] FETTE, B. A. *Cognitive Radio Technology*. Second Edition. Burlington: Elsevier, 2009. 848 s. ISBN 978-0-12-374535-4.
- [2] HABIDUL, I., et al. Spectrum survey in Singapore: occupancy measurements and analyses. In *3rd Int. Conference on Cognitive Radio Wireless Networks and Communications*, Singapore, 2008.
- [3] VALENTA, V., FEDRA, Z., MARŠÁLEK, R., BAUDOIN, G., VILLEGAS, M. Towards Cognitive Radio Networks: Spectrum Utilization Measurements in Suburb Environment. In *2009 IEEE Radio and Wireless Symposium Proceedings*. San Diego, USA: 2009. p. 352 - 355. ISBN: 978-1-4244-2699-7.
- [4] WYGLINSKI, A. M., NEKOVEE, M., HOU, Y. T. *Cognitive Radio Communications and Networks: Principles and Practice*. Burlington : Elsevier, 2010. 736 s. ISBN 978-0-12-374715-0.
- [5] *Shared Spectrum Company* [online]. 2004 [cit. 2010-04-14]. Spectrum Occupancy Measurements. Dostupné z WWW: <<http://www.sharespectrum.com/measurements/>>.
- [6] MILOTA, J., et al. Cognitive Radios: Making Software Radios more Personal. *IEEE Personal Communications*, vol. 6, no. 4, Aug. 1999.
- [7] QUAN, Z. et al, Collaborative wideband sensing for cognitive radios: An overview of challenges and solutions, *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 25, no. 6, pp. 60 – 73, Nov. 2008.
- [8] HANZO, L., WONG, C. H., YEE, M. S. *Adaptive Wireless Transceivers: Turbo-Coded, Turbo-Equalized and Space-Time Coded TDMA, CDMA, and OFDM Systems*. Wiley-IEEE Press, February 2002, 752 pages. ISBN 978-0-470-84689-6.
- [9] HAYKIN, S. Cognitive radio: brain-empowered wireless communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 23, no. 2, s. 201 - 220, February 2005.
- [10] IEEE Std 802.11a-1999(R2003), “Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band”, [online] <<http://standards.ieee.org/getieee802/download/802.11a-1999.pdf>>.
- [11] IEEE Std 802.11g™ - 2003, “Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications Amendment 4: Further Higher Data Rate Extension in the 2.4 GHz Band”, [online] <<http://standards.ieee.org/getieee802/download/802.11g-2003.pdf>>.
- [12] IEEE Std. 802.16-2004, “IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks – Part 16: Air interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems ”, October 2004.
- [13] PROAKIS, J. G., *Digital Communications*, 4th ed. McGraw-Hill Higher Educatin, 2001. 1002 s. ISBN: 0-07-232111-3.
- [14] IEEE 802.22 Working Group on Wireless Regional Area Networks, [online] <<http://www.ieee802.org/22/>>.
- [15] CORDEIRO, C., CHALLAPALI, K., BIRRU, D., SHANKAR, S. N. IEEE 802.22: An Introduction to the First Wireless Standard based on Cognitive Radios. *Journal of Communications*, April 2006, vol. 1, no. 1, p. 38 - 47.
- [16] SHELLHAMMER, S. J. A Comparison of Geo-Location and Spectrum Sensing in Cognitive Radio. In *Proceedings of 18th International Conference on Computer Communications and Networks, 2009, ICCCN 2009*, s.1 - 6, 3 - 6 August, 2009.
- [17] STEHLÍKOVÁ, B., TIRPÁKOVÁ, A., POMĚNKOVÁ, J., MARKECHOVÁ, D. *Metodologie výzkumu a statistická inference. Research methodology and statistical inference*. Vyd. 1. Brno: Mendelova univerzita v Brně, 2009. 270 s. ISBN 978-807-3753-627.

- [18] SHANKAR, S., CORDEIRO, C., CHALLAPALI, K., Spectrum agile radios: utilization and sensing architectures, In *Proceedings IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, Baltimore, Maryland, USA, Nov. 2005, pp. 160 – 169.
- [19] YUAN, Y. et al, KNOWS: Cognitive radio networks over white spaces, In *Proceedings IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, Dublin, Ireland, Apr. 2007, pp. 416 – 427.
- [20] CABRIC, D., TKACHENKO, A., BRODERSEN, R., Spectrum sensing measurements of pilot, energy, and collaborative detection. In *Proceedings IEEE Military Communication Conference*, Washington, D.C., USA, Oct. 2006, pp. 1 – 7.
- [21] KAY, S. M. *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Detection Theory*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1998. 672 s.
- [22] ADACHI, F., KATO, A. On Received Signal Power Distribution of Wideband Signals in a Frequency-Selective Rayleigh Fading Channel. *IEICE Transactions on Communications*. Vol. E86B, No. 11, s. 3340 – 3343, November 2003. ISSN: 0916-8516.
- [23] CABRIC, D., TKACHENKO, A., BRODERSEN, R. Experimental study of spectrum sensing based on energy detection and network cooperation. In *Proceedings of the first international workshop on Technology and policy for accessing spectrum, TAPAS '06*. New York, USA 2006, ISBN: 1-59593-510-X.
- [24] ZHANG, H., WANG, X., KUO, G. S., BOHNERT, T. M. Optimum Sensing Location-Based Cooperative Spectrum Sensing in Cognitive Radio. *Radioengineering*, vol. 19, No. 4, s. 552 -560, December 2010.
- [25] RAHMAN, M. A., KHADKA, S., GAHADZA, M., HANIZ, A., KIM, M., TAKADA, J. Design and Implementation of a Cognitive Radio Based Emergency Sensor Network in Disaster Area. In *Proceeding of The Institute of Electronics, Information and communication Engineers*. July 2009.
- [26] GOLDSMITH, A. *Wireless Communications*. Cambridge University Press, Stanford University, 1st edition edition, 2005, 672 s. ISBN: 9780521837163.
- [27] KAY, S. *Intuitive Probability and Random Processes Using MATLAB*. New York, USA: Springer, 2006, 833 s. ISBN 978-0-387-24157-9.
- [28] YUCEK, T., ARSLAN, H., A Survey of Spectrum Sensing Algorithms for Cognitive Radio Applications. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 11, no. 1, pp. 116 – 130, First Quarter 2009.
- [29] CABRIC, D., MISHRA, S., BRODERSEN, R., Implementation issues in spectrum sensing for cognitive radios, In *Proceedings Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, vol. 1, Pacific Grove, California, USA, Nov. 2004, pp. 772–776.
- [30] GARDNER, U., Exploitation of spectral redundancy in cyclostationary signals. *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 8, no. 2, pp. 14 – 36, 1991.
- [31] SUTTON, P. D., NOLAN, K. E., DOYLE, L. E. Cyclostationary Signatures in Practical Cognitive Radio Applications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. 2008, vol. 26, no. 1, p. 13 - 24.
- [32] ŠEBESTA, V. Estimating a Spectral Correlation Function under the Conditions of Imperfect Relation Between Signal Frequencies and a Sampling Frequency. *Radioengineering*, 2010, vol. 19, no. 1, s. 1 - 5. ISSN: 1210 - 2512.
- [33] ZENG, Y., LIANG, Y. Eigenvalue-based spectrum sensing algorithms for cognitive radio. *IEEE Transactions on Communications*, vol. 57, no. 6, s. 1784 - 1793, June 2009.
- [34] KORTUN, A., RATNARAJAH, T., SELLATHURAI, M., ZHONG, C., PAPADIAS, C. B. On the Performance of Eigenvalue-Based Cooperative Spectrum Sensing for Cognitive Radio. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 5, no. 1, s. 49 - 55, February 2011.

- [35] ZAYEN, B., HAYAR, A. Cooperative spectrum sensing technique based on sub space analysis for cognitive radio networks. In *Proceedings of the COGNITIVE systems with Interactive Sensors Conference COGIS'09*, November 16 - 18, 2009, Paris, France.
- [36] WASSERMAN, L. All of Statistics: A Concise Course in Statistical Inference. Springer, December 2003, s. 538.
- [37] TULINO, A. M., VERDÚ, S. *Random Matrix Theory and Wireless Communications*. Now Publishers Inc., 2004, ISSN: 1567-2328.
- [38] WEI, L., TIRKKONEN, O. Cooperative spectrum sensing of OFDM signals using largest eigenvalue distributions. In *Proceedings of the IEEE 20th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications 2009*, s. 2295 - 2299, 13-16 September, 2009.
- [39] MUNZ, G., PFLETSCHINGER, S., SPEIDEL, J., An efficient waterfilling algorithm for multiple access OFDM, *Global Telecommunications Conference, 2002. GLOBECOM '02. IEEE*, s. 681 - 685 vol. 1, 17 - 21 Nov. 2002,
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1188165&isnumber=26632>.
- [40] PRABHU, R.S., DANESHRAJ, B., An Energy-Efficient Water-Filling Algorithm for OFDM Systems, *IEEE International Conference on Communications (ICC) 2010*, s.1 - 5, 23 - 27 May 2010,
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5502818&isnumber=5501741>.
- [41] PAPANDREOU, N., ANTONAKOPOULOS, T. Bit and Power Allocation in Constrained Multicarrier Systems: The Single-User Case, *Eurasip Journal on Advances in Signal Processing*, Vol. 2008, ISSN: 1110-8657.
- [42] CHOW, P. S., CIOFFI, J. M., BINGHAM, J. A. C. A practical discrete multitone transceiver loading algorithm for data transmission over spectrally shaped channels. *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43, no. 234, s. 773 - 775, Feb/Mar/Apr 1995. ISSN: 0090-6778.
- [43] LI, G., STUBER, G. L. *Orthogonal frequency division multiplexing for wireless communications*. Birkhäuser, 2006, 306 s. ISBN : 0387290958.
- [44] AKUJOUBI, C. M., SHEN, J. Efficient Multi-User Parallel Greedy Bit-Loading Algorithm with Fairness Control For DMT Systems. *Greedy Algorithms*. Witold Bednorz (Ed.), InTech, November 2008, 586 s. ISBN: 978-953-7619-27-5.
- [45] HAYKIN, S. *Digital communications*. New York, USA: John Wiley & Sons, Inc., 1988. 597 s. ISBN 0-471-62947-2.
- [46] EBERHART, R. C., KENNEDY, J. A new optimizer using particle swarm theory. In *Proceedings Sixth International Symposium on Micro Machine and Human Science* (Nagoya, Japan), IEEE Service Center, 1995, Piscataway, NJ, s. 39 - 43.
- [47] KENNEDY, J., EBERHART, R. C. Particle swarm optimization. In *Proceedings IEEE Intl. Conference on Neural Networks*, Perth, Australia, 1995, IEEE Service Center, Piscataway, NJ, IV: s. 1942 - 1948.
- [48] KENNEDY, J., EBERHART, R. C. A discrete binary version of the particle swarm algorithm. In *Proceedings of the World Multiconference on Systemics, Cybernetics and Informatics*, 1997, s. 4104 - 4109.
- [49] ZHAO, Z., XU, S., ZHENG, S., SHANG, J. Cognitive radio adaptation using particle swarm optimization. *Wireless Communications and Mobile Computing* [online]. 2008. WWW: <<http://dx.doi.org/10.1002/wcm.633>>.
- [50] MADISETI, V. et al. *The digital signal processing handbook*. USA: CRC Press, 1998. 1776 s. ISBN 0-8493-8572-5.
- [51] Virtex-4 MB Development Board User's Guide, AVNET - Memec, December 2005.
- [52] P240 Analog Module User Guide, AVNET - Memec, 2005.

- [53] ZHANG, G., WANG, X., LIANG, Y. C., LIU, J. Fast and Robust Spectrum Sensing via Kolmogorov-Smirnov Test. *IEEE Transactions on Communications*. December 2010, Vol. 58, No. 12, s. 3410 – 3416, ISSN: 0090-6778.
- [54] CONOVER, W. *Practical Nonparametric Statistics*, 3rd Edition. John Wiley and Sons, 1999, 592 s. ISBN: 978-0-471-16068-7.
- [55] ACERO, A., DENG, L., KRISTJANSSON, T., ZHANG, J. HMM Adaptation Using Vector Taylor Series for Noisy Speech Recognition. In *Proceedings of the International Conference on Spoken Language Processing*. October 2000.
- [56] BARKAT, M. *Signal Detection and Estimation*. Artech House Publishers, 2nd edition, Norwood, August 2005. ISBN 1-58053-070-2.
- [57] ACERO, A. Acoustical and Environmental Robustness in Automatic Speech Recognition. Kluwer Academic Publishers, 1993.
- [58] SHELLHAMMER, S. J. Spectrum Sensing in IEEE 802.22. In *IAPR Workshop on Cognitive Information Processing*, Santorini, Greece, June 2008.
- [59] KIM, J., ANDREWS, J. G. Spectral Covariance for Spectrum Sensing, with Application to IEEE 802.22. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Dallas, Texas, March 2010.
- [60] BILMES, J. A. A Gentle Tutorial of the EM Algorithm and its Application to Parameter Estimation for Gaussian Mixed and Hidden Markov Models, *U. C. Berkely*, TR-97-02, April 1998.
- [61] IEEE 802.16.3c-01/29r4, “Channel Models for Fixed Wireless Applications,” [online] <<http://www.ieee802.org/16>>.
- [62] CHOUITEM, R. EVM based AMC for an OFDM system. In *Proceedings of the Wireless Telecommunications Symposium (WTS) 2010*. Tampa, 21-23 April 2010, s. 1 – 5. ISBN: 978-1-4244-6558-3.
- [63] LEI, J., GANG, D., PING, Z. EVM Measurement Algorithm for OFDM Transmitters. In *Proceedings of International Symposium on Communications and Information Technologies, 2006*. ISCIT '06. s. 102 - 107, October 18 - September 20 2006. ISBN: 0-7803-9741-X.
- [64] MCKINLEY, M. D., REMLEY, K. A., MYSLINSKI, M., KENNEY, J. S., SCHREURS, D., NAUWELAERS, B. EVM Calculation for Broadband Modulated Signals. In *Proceedings of the 64th ARFTG Microwave Measurements Conference*, Orlando, FL, 2 - 3 December, 2004. s: 45-52. ISBN: 0-7803-8952-2.
- [65] FORESTIER, S., BOUYSEE, P., QUERE, R., MALLER, A., NEBUS, J. M., LAPIERRE, L. Joint optimization of the power-added efficiency and the error-vector measurement of 20-GHz pHEMT amplifier through a new dynamic bias-control method. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 4, s. 1132 - 1141, April 2004. ISSN: 0018-9480.
- [66] SHAFIK, R. A., RAHMAN, S., AHM R. I. On the Extended Relationships Among EVM, BER and SNR as Performance Metrics. In *Proceedings of the 4th International Conference on Electrical and Computer Engineering*. Dhaka, Bangladesh, 19 - 21 December 2006, s. 408 - 411. ISBN: 98432-3814-1.
- [67] IEEE, IEEE Standard 802.11b-1999. IEEE Standard for Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High Speed Physical Layer Extension in the 2.4GHz Band.
- [68] HANZO, L., WEBB, W., KELLER, T. *Single and Multi-Carrier Quadrature Amplitude Modulation*. Wiley, Chichester, 2nd edition, 2000, 762 s. ISBN: 0471492396.
- [69] Testing and Troubleshooting Digital RF Communications Receiver Designs. In *Testing and Troubleshooting Digital RF Communications Receiver Designs* [online]. USA : Agilent Technologies, Inc., 2002 [cit. 2011-03-10]. Dostupné z WWW: <<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5968-3579E.pdf>>.

- [70] MWANGOKA, J. W., LETAIEF, K. B., CAO, Z. Statistical resource allocation for multi-band cognitive radio systems. *Physical Communication*. Vol. 2, No. 1 - 2, March - June 2009, s. 116 - 126.
- [71] THOMSON, D. J. Spectrum estimation and harmonic analysis. In *Proceedings of IEEE*, vol. 70, s. 1055 – 1096, September 1982.
- [72] ULOVEC, K. Recognition of OFDM Modulation Method. *Radioengineering*, vol. 17, No. 1, s. 50 -55, April 2008.
- [73] RAJBANSHI, R., WYGLINKSI, A. M., MINDEN, G. J. An Efficient Implementation of NC-OFDM Transceivers for Cognitive Radios. *1st International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications, 2006*. s.1 - 5, 8 - 10 June 2006.
- [74] SHICHANG, Z., JUN, W., SHAOQIAN, L. A channel estimation method for NC-OFDM systems in cognitive radio context. *11th IEEE Singapore International Conference on Communication Systems, 2008. ICCS 2008*. s. 208 - 212, 19 - 21 November 2008.

Ing. Karel POVALAČ

Curriculum Vitae

Personal information

Date of birth

10. 1. 1984

Address

Horní Lideč 61, 756 12, Czech Republic

Email

povalack@gmail.com

Education

2008 – 2011

Ph.D. study program on the Department of Radio Electronics, BUT. Doctoral thesis – Spectrum Sensing and Multicarrier Systems Optimization for Cognitive Radio

2003 - 2008

Brno University of Technology, Department of Radio Electronics. Master's degree program – graduated with honors in July 2008

1999 – 2003

High School of Electrotechnic in Rožnov pod Radhoštěm. High School ended with leaving examination and excellent study results

Work experience

2011

Freescale Semiconductor - System application engineer

9/2006 – 12/2006

DAXO s. r. o. – Installation and service of satellite and antenna technics. Contact person: Ing. Pavel Bednář, bednar@daxo.cz

6/2004 – 8/2004

Asupport s. r. o. Service engineer of Acer and BenQ products

Personal skills

Languages

English – advanced
Czech – native language
Finnish – basics

PC

Operation systems: Windows - administrative level
Design systems: Xilinx ISE, OrCad, Agilent VEE, Eagle
Simulating programs: Matlab, ModelSim, PsPice
Software package: Microsoft Office, Adobe
Programming: C, VHDL, Asembler, HTML