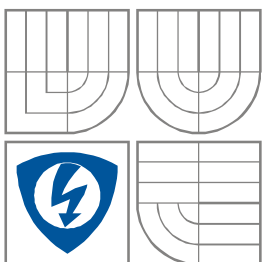


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



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

ZKRÁCENÁ VERZE PHD THESIS

DIZERTAČNÍ PRÁCE
DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Ing. Karel Povalač

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

doc. Ing. Roman Maršálek, Ph.D.

BRNO, 2011

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.

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.

DIZERTAČNÍ PRÁCE JE ULOŽENA:

Ústav radioelektroniky

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií

Vysoké učení technické v Brně

Purkyňova 118

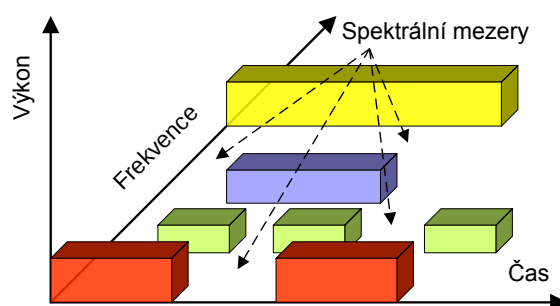
612 00 Brno

OBSAH

1. ÚVOD	1
2. ROZBOR SOUČASNÉHO STAVU	2
2.1. Metody sledování spektra a testování statistických hypotéz	3
2.1.1. Energetická detekce	3
2.1.2. Přizpůsobený filtr a detekce cyklostacionarity	4
2.2. Metody optimalizace OFDM	5
2.2.1. Greedy algoritmus	5
2.2.2. Optimalizace využívající roje částic	6
3. ENERGETICKÁ DETEKCE VE FREKVENČNÍ OBLASTI	7
3.1. Metoda periodogramu	7
3.2. Popis simulací a implementace	7
3.3. Výsledky simulací & implementace	8
4. VYUŽITÍ KOLMOGOROVA - SMIRNOVA TESTU PRO DETEKCI V ČASOVÉ OBLASTI	9
4.1. Kolmogorovův - Smirnovův test	9
4.2. Statistická detekce pomocí K-S testu	11
4.3. Energetická detekce s využitím K-S statistického testu	15
5. OPTIMALIZACE PARAMETRŮ OFDM	16
5.1. Optimalizace OFDM pomocí PSO a greedy algoritmu	17
5.2. Využití parametru EVM pro optimalizace PSO a greedy	20
6. OPTIMALIZACE KOMUNIKAČNÍHO SYSTÉMU S VÍCE NOSNÝMI S VYUŽITÍM NEPŘESNÉ INFORMACE O SLEDOVÁNÍ SPEKTRA	22
6.1. Nastavení maximálního počtu stavů modulace pomocí metriky ξ s jednou rozhodovací úrovní detektoru	22
6.2. Nastavení více rozhodovacích prahů detektoru podle Kolmogorova – Smirnova testu	23
7. ZÁVĚR	25
8. VYBRANÁ LITERATURA	26

1. ÚVOD

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], [3]. 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 nevyužitě nebo málo využitě 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 [4]. 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 [5].

Základní parametry, které mohou být měněny při vysílání, jsou: vysílací výkon, frekvence přenosu, technika přenosu – použitý druh modulace, směrové vyzářovací 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.

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 [4]. 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 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. 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, IEEE 802.16 (WiMAX) [6] nebo DVB-T/T2.

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, kde je definován provoz kognitivního rádia v televizních pásmech uvolněných při přechodu na vysílání DVB-T.

Hlavní cíle dizertační práce lze shrnout do následujících bodů:

- 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.

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.

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:

$$\begin{aligned} H_0: x(n) &= v(n) \\ H_1: x(n) &= v(n) + s(n), \quad n = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (2.1)$$

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 [7] (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.

2.1.1. ENERGETICKÁ DETEKCE

Energetický detektor bývá realizován formou periodogramu. Jedná se o nejběžnější způsob sledování kmitočtového spektra, protože metoda je nízké výpočtově náročná a vhodná pro implementaci [8], [9]. 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 [5]:

$$T(x) = \sum_{n=1}^N |x(n)|^2. \quad (2.2)$$

Testová statistika má rozložení hodnot chí-kvadrát [10] 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. [9], [5]). S využitím tohoto předpokladu je pak možné definovat další parametry u energetického detektoru.

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 [8].

Jednou z nejdůležitějších věcí u detekce založené na energetickém detektoru je nastavení rozhodovacího prahu. K této problematice může být přistupováno 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 [7]. 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 [10]. 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 výkonu je definováno distribuční funkcí chí-kvadrát s druhým stupněm volnosti [11]. 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 4.1.

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 rozloženími, 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.

2.1.2. PŘÍZPŮSOBENÝ FILTR A DETEKCE CYKLOSTACIONARITY

Metoda využívající přizpůsobeného filtru je nejvíce vhodná v případech, kdy je předem znám časový průběh signálu od primárního uživatele [12]. 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, preamble, 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 [5]:

$$T(x) = \sum_{n=1}^N x(n)s^*(n), \quad (2.3)$$

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 [5].

Metoda založená na detekci cyklostacionarity využívá unikátního charakteru signálu k detekování jeho přítomnosti [8]. Modulované signály používané v primárních rádiových sítích vykazují různé periodicity a podobné statistické vlastnosti [13]. 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 [14]. 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 a jsou uvedeny v článku [5].

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

2.2. METODY OPTIMALIZACE OFDM

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 jakékoliv změně je nutné spustit algoritmus znovu.

2.2.1. GREEDY ALGORITHMUS

Patří mezi základní techniky optimalizace komunikačního systému s více nosnými [15]. 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 [15] (jedná se o tzv. variantu bit filling):

$$\Delta P_n^+ = \frac{2^{b_n}}{g_n}, \quad \forall b_n: 0 \leq b_n < \overline{b_n}. \quad (2.4)$$

Výkon, ušetřený odebráním jednoho bitu z tohoto subkanálu, je definován jiným vztahem uvedený v [15]. Symbolem g_n je označován poměr výkonové kanálové frekvenční odezvy k výkonu šumu na n -té subnosné a je definován:

$$g_n = \frac{|H_n|^2}{N_n}, \quad (2.5)$$

kde H_n značí přenos komunikačního kanálu a N_n značí výkon šumu. Metoda doplní další přídavný bit na subnosnou s nejmenší hodnotou ΔP_n^+ nebo odstraní. 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.

2.2.2. OPTIMALIZACE VYUŽÍVAJÍCÍ ROJE ČÁSTIC

Globální optimalizace využívající roje částic (*Particle Swarm Optimization* - PSO) byla původně navržena k použití v prostoru reálných čísel [16]. Speciální diskretní forma PSO s využitím v kognitivním rádiu byla uvedena v článku [17].

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 [16] počítána podle následující rovnice:

$$v_{id}^t = v_{id}^{t-1} + c_1 r_1 (p_{id}^{t-1} - x_{id}^{t-1}) + c_2 r_2 (p_{gd}^{t-1} - x_{id}^{t-1}), \quad (2.6)$$

kde r_1 a r_2 jsou náhodně generovaná kladná čísla z intervalu $\langle 0,1 \rangle$. 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 [16] počítána podle následujícího vztahu:

$$x_{id}^t = x_{id}^{t-1} + v_{id}^t. \quad (2.7)$$

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 diskretních krocích. Proto byla použita diskretní verze optimalizace PSO. Částice reprezentují binární proměnné místo reálných čísel. Rychlost částice byla změněna na pravděpodobnost vyjadřující šanci, že binární proměnná nabude hodnoty 1. To jsou dva základní rozdíly mezi spojitou a diskretní 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 [17]. Několik těchto funkcí je složeno do hlavní kriteriální funkce f_{krit} :

$$f_{krit} = \sum_k w_k f_k, \quad (2.8)$$

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.

3. 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.

3.1. 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 použití DFT na tyto vzorky [18]. 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:

$$P_{PER}(f) = \frac{1}{N} \left| \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j2\pi f n} \right|^2. \quad (3.9)$$

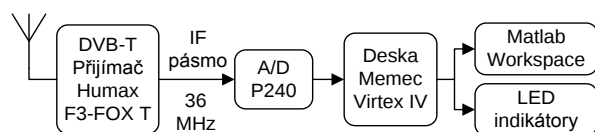
Vypočítané výkonové úrovně odpovídají jednotlivým frekvenčním složkám. Metoda periodogramu se potýká s několika problémy, jako např. velký rozptyl a malá vyhlazenost kmitočtového spektra, které je možno redukovat rozdělením dat do několika segmentů a použitím váhovacího okna, z čehož vychází Bartlettova a Welchova metoda [18]. Kvalita odhadu spektra (kmitočtová rozlišitelnost) také záleží na počtu vzorků signálu.

3.2. POPIS SIMULACÍ A IMPLEMENTACE

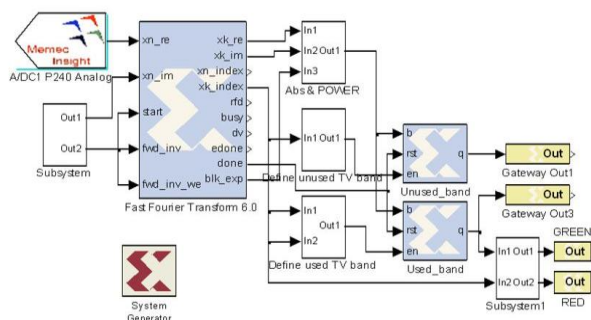
Zmíněné metody byly nejdříve simulovány v prostředí Matlab a poté byla metoda periodogramu implementována na FPGA Virtex IV (xc4vsx35). Implementace byla vytvořena v prostředí Xilinx System Generator. Pro implementaci, běžící v reálném čase, byla vybrána vývojová deska Memec Virtex IV MB Development KIT s analogovým modulem P240.

Blokové uspořádání celkové realizace je zobrazeno na obr. 3.1. 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. 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.



Obr. 3.1 Blokové schéma implementace energetického detektoru v reálném čase.



Obr. 3.2 Zjednodušené schéma FPGA implementace [v1].

Zjednodušené blokové uspořádání implementovaného algoritmu je zobrazeno na obr. 3.2. 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.

3.3. 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.

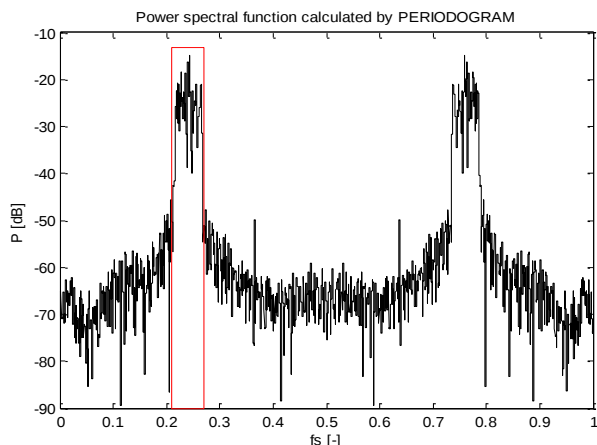
Tab. 2 Porovnání simulací různých energetických detektorů v prostředí Matlab [v1].

	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

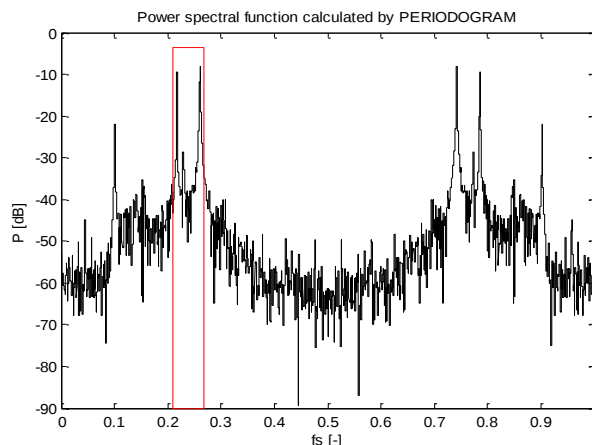
Je nutné poznamenat, že testované signály pro simulace i implementaci byly získány z mezifrekvenčního výstupu zmíněného přijímače pomocí vzorkovací karty CompuScope 12400. Největší rozdíl mezi energií v obsazeném a volném pásmu dosahovala Welchova metoda. Délka FFT byla nastavena na 1024 vzorků. Metody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

Výsledky implementace byly získány při zapojení podle obr. 3.1. 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. 3.3 [v1]. 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. 3.3 Výkonové frekvenční spektrum počítané v FPGA (DVB-T vysílání v testovaném kanálu).



Obr. 3.4 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. 3.4 [v1]. 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 předpokládány, nebyly přesně měřeny. Televizní kanál obsazen pouze šumem zde není zobrazen, ale při implementaci byl také vyhodnocován.

4. VYUŽITÍ KOLMOGOROVA - SMIRNOVA 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 [19], 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 popsany 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.

4.1. KOLMOGOROVŮV - SMIRNOVŮV TEST

Tento test umožňuje testování shody empirické a teoretické distribuční funkce F , přičemž parametry rozdělení jsou předem známy. 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:

$$F(x) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathbb{I}(x_n \leq x), \quad (4.10)$$

kde $\mathbb{I}$ 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 [20]:

$$T = \sup_{x \in \mathbb{R}} \{|F(x) - G(x)|\}, \quad (4.11)$$

kde $G(x)$ je teoretická kumulativní distribuční funkce. V praxi je tento vztah zjednodušen jako [7]:

$$T = \max_i \{|F(x_i) - G(x_i)|\}, \quad (4.12)$$

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:

$$k(\alpha, N) = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot N} \ln\left(\frac{2}{\alpha}\right)}. \quad (4.13)$$

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 .

Hlavní myšlenka, jak využít Kolmogorův - Smirnovův statistický test při energetické detekci, vychází z informací, které byly uvedeny v kapitole 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

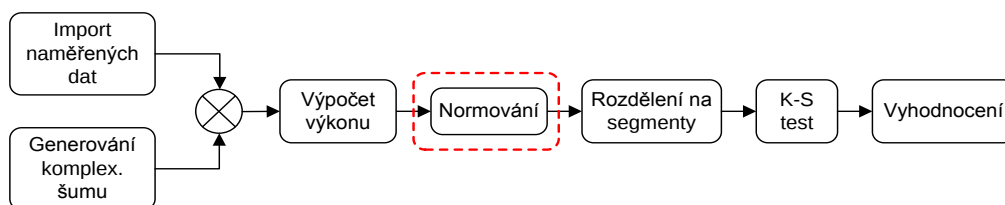
nutnosti uvažování nashromážděné energie z daných vzorků. Normováním dat lze energii signálu potlačit a uvažovat pouze o statistickém rozložení těchto vzorků.

Simulace a testy byly prováděny na různých reálných signálech získaných pomocí vektorového signálového generátoru Rohde & Schwarz SMU 200A. Výstupem byly signály ve tvaru komplexní obálky určené pro testování úspěšnosti statistické metody K-S testu a energetické detekce využívající K-S statistického testu. 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. 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. U všech modulací byl na vektorovém generátoru nastaven výstupní filtr Raised-cosine s roll-off faktorem 0,35.

4.2. STATISTICKÁ DETEKCE POMOCÍ K-S TESTU

Následující kapitola je zaměřena na statistickou detekci signálu pomocí Kolmogorova – Smirnova testu (popsaného v kapitole 4.1) a její ověření na získaných datech. V rovnici 4.12 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 .

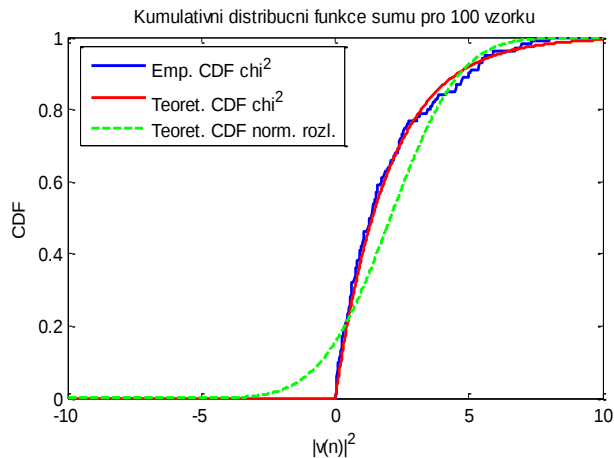
Nejprve byly jednotlivé vzorky komplexního signálu degradovány podle hodnoty požadovaného (resp. nastaveného) poměru SNR. Tato data poškozená šumem byla poté normována, aby jejich průměrný výkon (přes všechny vzorky) měl stejnou hodnotu, jako průměrný výkon samotného šumu v případě platnosti hypotézy 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. 4.1.



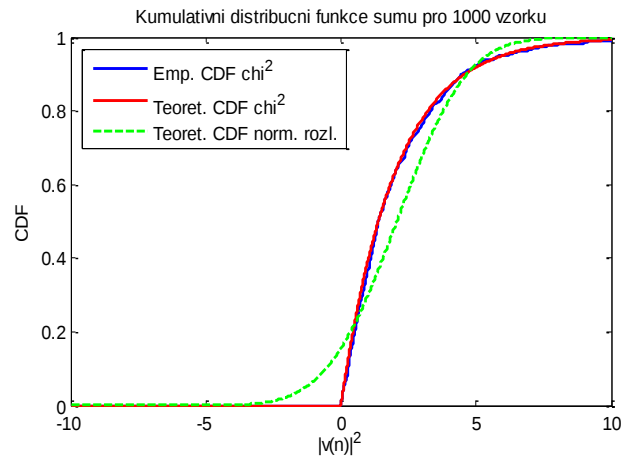
Obr. 4.1 Základní blokové schéma průběhu Kolmogorova - Smirnova testu na získaných datech.

Výsledky simulací ukazují nejprve kumulativní distribuční funkci výkonu šumu pro 100 a 1000 vzorků (obr. 4.2 a obr. 4.3). Z grafů 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.



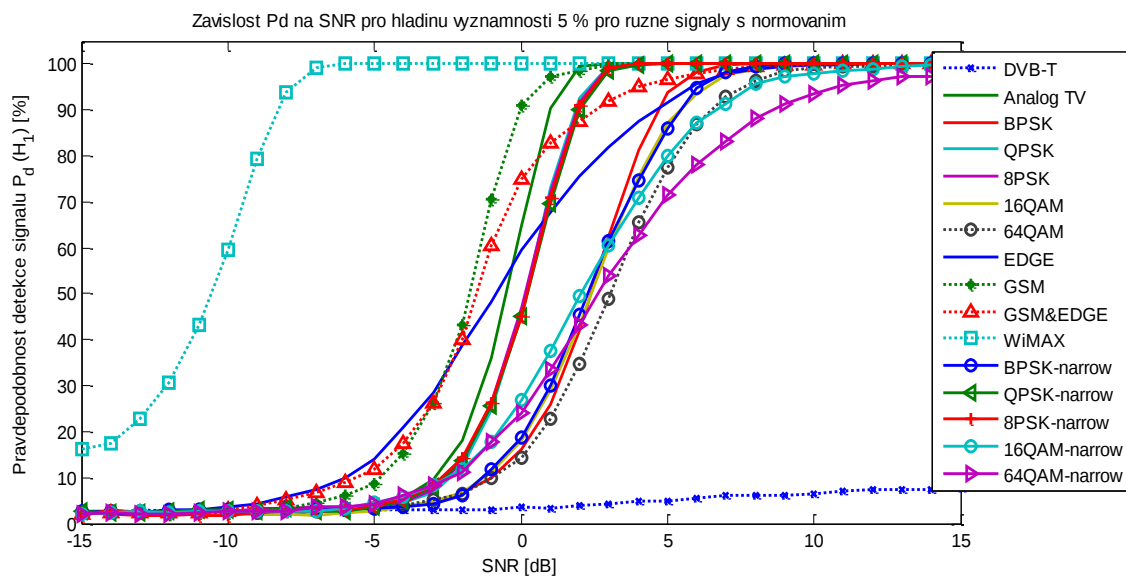
Obr. 4.2 Kumulativní distribuční funkce šumu pro 100 vzorků signálu.



Obr. 4.3 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 $N(\mu, \sigma^2)$.

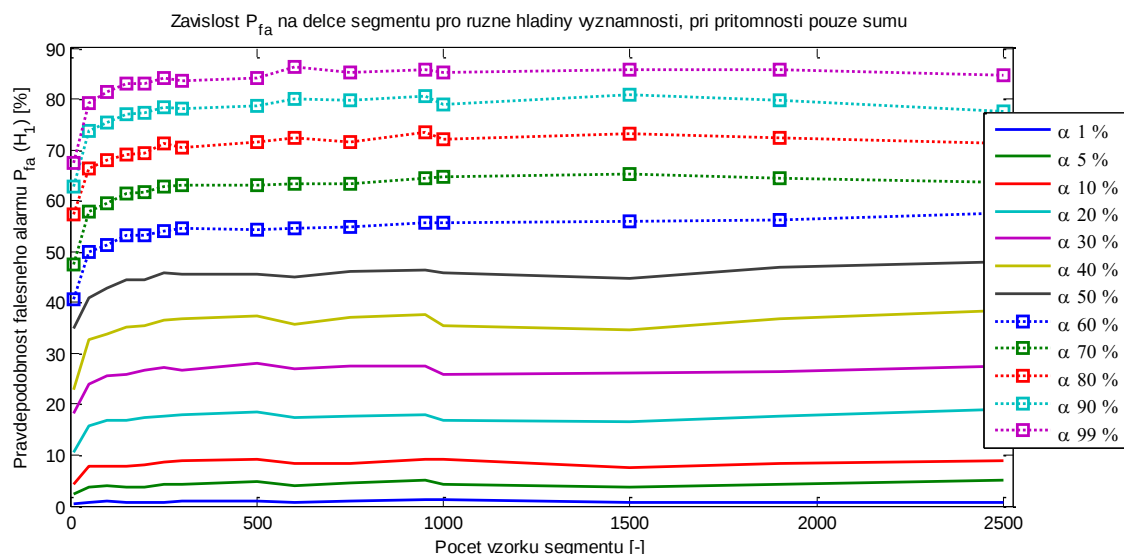
Na základě výše popsaného postupu byla vynesena závislost správné detekce signálu P_d na velikosti poměru signálu k šumu SNR. Výsledky pro různé signály jsou zobrazeny na obr. 4.4.



Obr. 4.4 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 [21]. 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.

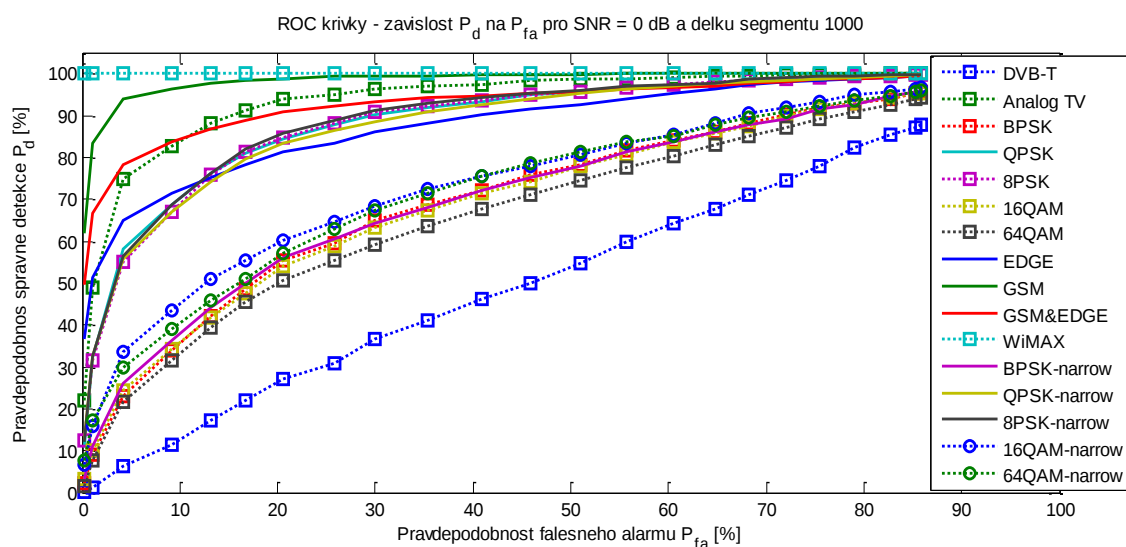


Obr. 4.5 Závislost pravděpodobnosti falešného alarmu na počtu vzorků segmentu pro různé hladiny významnosti.

Závislost pravděpodobnosti falešného alarmu P_{fa} na počtu vzorků segmentu je zobrazena na obr. 4.5. 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.

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

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 článku [3] 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.



Obr. 4.6 ROC křivky pro různé vstupní signály a SNR = 0 dB.

ROC křivky pro SNR 0 dB jsou graficky zachyceny na obr. 4.6. Velmi dobré detekovatelnosti pro dané SNR 0 dB a malou pravděpodobnost falešného alarmu je možné dosáhnout u signálů WiMAX, 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.

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. 3. Pro srovnání jsou uvedeny hodnoty pro dvě délky segmentu - 1000 a 5000 vzorků.

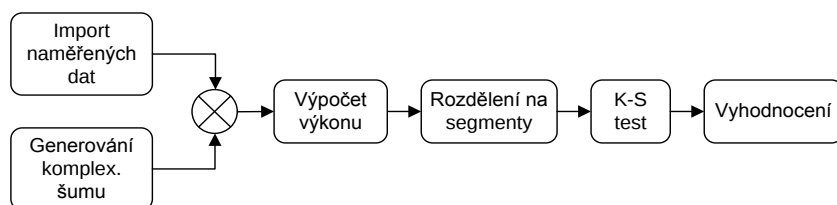
Tab. 3 Minimální hodnoty SNR pro dodržení podmínky $P_{fa} = 0,1$, $P_d = 0,9$ a informace o signálech.

Druh signálu	Minimální SNR pro del. seg. 1000 [dB]	Minimální SNR pro del. seg. 5000 [dB]	Šířka pásma [MHz]	Filtr
DVB-T	-	-	8	Raised-cosine $\beta = 0,35$
Analogové TV	0,5	-2	8	
BPSK	4,5	1	6	Raised-cosine $\beta = 0,35$
QPSK	1,5	-1	6	Raised-cosine $\beta = 0,35$
8PSK	1,5	-1	6	Raised-cosine $\beta = 0,35$
16QAM	5	0,5	6	Raised-cosine $\beta = 0,35$
64QAM	7	1	6	Raised-cosine $\beta = 0,35$
EDGE	3	-0,5	0,2	Gauss
GSM	-1	-2,5	0,2	Gauss
GSM & EDGE	2	-1,5	0,2	Gauss
WiMAX	-6	-11	1,75	Raised-cosine $\beta = 0,35$
BPSK _{narrow}	4,5	0	1,2	Raised-cosine $\beta = 0,35$
QPSK _{narrow}	2	-0,5	1,2	Raised-cosine $\beta = 0,35$
8PSK _{narrow}	1,5	-1	1,2	Raised-cosine $\beta = 0,35$
16QAM _{narrow}	5,5	0	1,2	Raised-cosine $\beta = 0,35$
64QAM _{narrow}	7	0,5	1,2	Raised-cosine $\beta = 0,35$

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.

4.3. 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 4.2. 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. 4.7. Toto blokové schéma se od schématu na obr. 4.1 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.



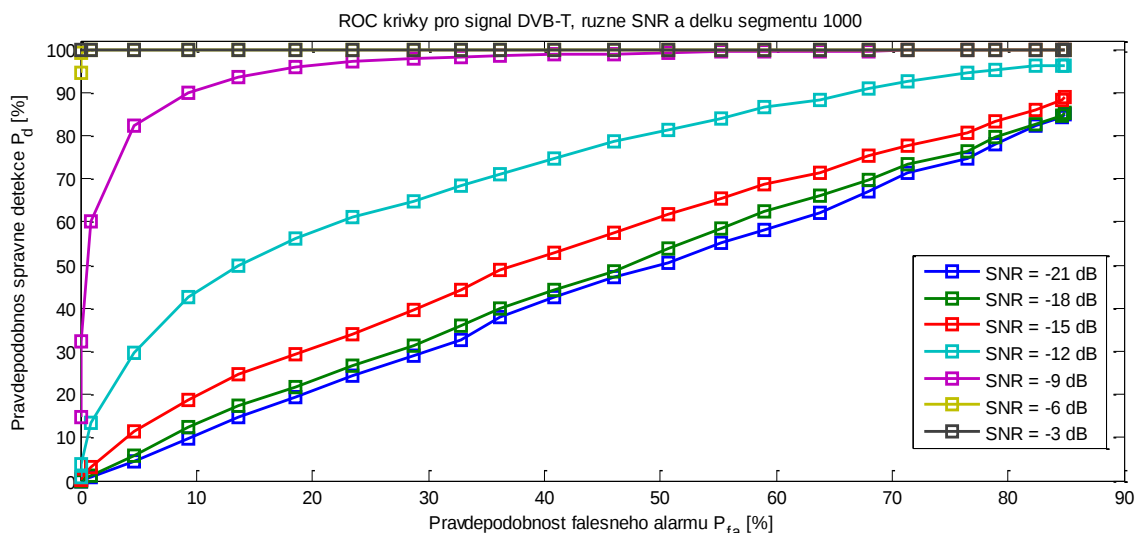
Obr. 4.7 Základní blokové schéma průběhu energetické detekce s vyhodnocením Kolmogorova - Smirnova testu na získaných datech.

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. roztazením) 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 [22]. Přesnost aproximace je vždy dána množstvím dostupných vzorků šumu. Pro estimaci parametrů GMM je možno použít např. algoritmus *Expectation Maximization* (EM) [22]. Ve statistice se algoritmus EM požívá 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 [19]).

Podobně, jako tomu bylo v předchozích případech, lze výkonnost energetického detektoru s K-S rozhodováním nejlépe charakterizovat pomocí ROC křivek. Z informací, získaných simulací

vyplývá, že metoda je téměř nezávislá na druhu signálu, protože pro všechny zkoumané navzorkované signály vychází průběh ROC křivek téměř totožně. Při hodnotě $\text{SNR} = -9$ dB je ve většině případů i splněna 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.

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. 4.8.



Obr. 4.8 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.

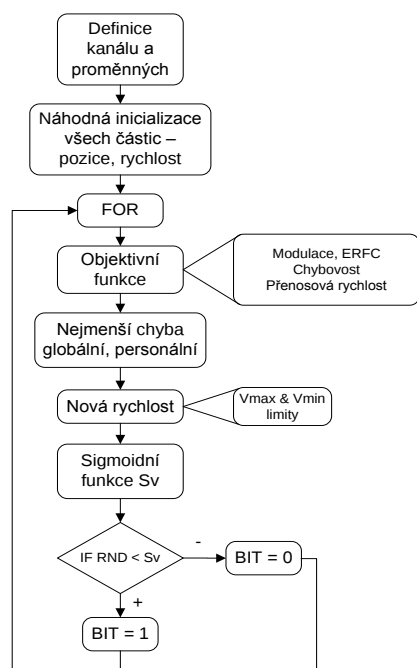
5. OPTIMALIZACE PARAMETRŮ OFDM

Následující část popisuje publikované výsledky práce během prováděného výzkumu v dané oblasti. Výsledky se týkají zejména simulací v programu Matlab. Základní přístup a funkce optimalizace využívající roje částic byla popsána v kapitole 2.2.2. Simulace založená na optimalizaci PSO se řídila podle blokového uspořádání na obr. 5.1.

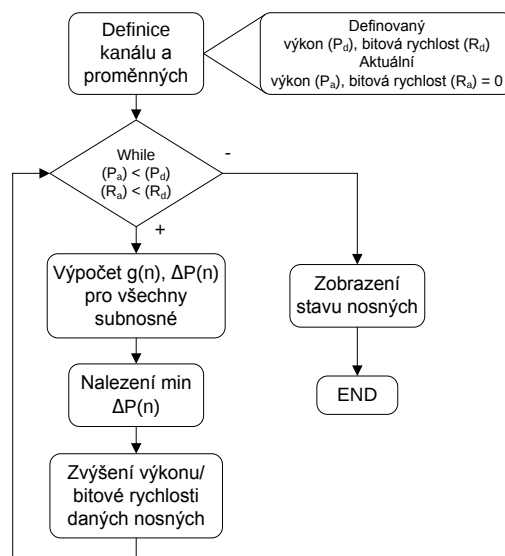
Druhá kritériální funkce, uvedená v [v2], byla nahrazena námi navrhovaným a pro náš případ vhodnějším vztahem, který byl publikován v [v3]. Vztah byl odvozen za účelem dosažení předem definované přenosové rychlosti. Rovnice je definována jako:

$$f_2 = f_{DATA} = 1 - \left| \frac{T^{-1} \sum_{n=1}^N \log_2 M_n - R_d}{R_d} \right|, \quad (5.14)$$

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



Obr. 5.1 Blokové schéma simulace algoritmu optimalizace využívající roje částic.



Obr. 5.2 Blokové schéma simulace greedy algoritmu.

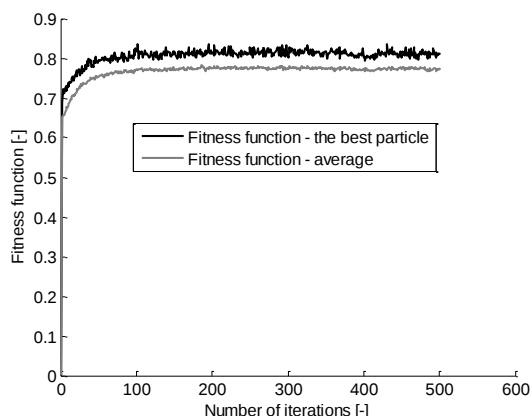
Princip greedy algoritmu a vysvětlení jeho funkce je uvedeno v kapitole 2.2.1. Simulovaná metoda, založená na greedy algoritmu, se řídila podle blokového uspořádání na obr. 5.2.

5.1. OPTIMALIZACE OFDM POMOCÍ PSO A GREEDY ALGORITMU

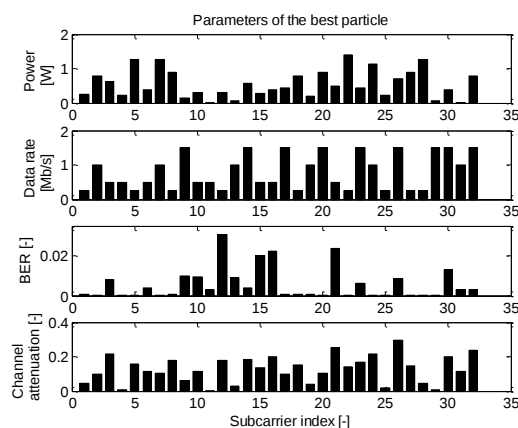
Získané výsledky byly prezentovány ve sborníku [v3]. Optimalizace byla aplikována na systém využívající OFDM s 32 nosnými frekvencemi s nastavením inspirovaným článkem [17]. Každá nosná mohla být modulována jinou modulací (BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM).

Následně bylo zavedeno nové optimalizační kritérium, které bylo navrženo s cílem dosažení předem definované přenosové rychlosti oproti ve článku [17] použitým kritériu její maximalizace (viz. rovnice 5.14). Důležitým parametrem vytvořených simulací byl aktuální stav komunikačního kanálu, který byl v tomto případě reprezentován náhodně generovanými hodnotami v intervalu $(0; 0,3)$. 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. 5.3). Počet částic (agentů) byl nastaven na 50 a počet běhů optimalizace byl 500. V ideálním případě by měla být hodnota kritériální funkce rovna jedné. Výsledky optimalizace s cílem minimalizace chybovosti BER, jsou zobrazeny na obr. 5.4. V grafu 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.



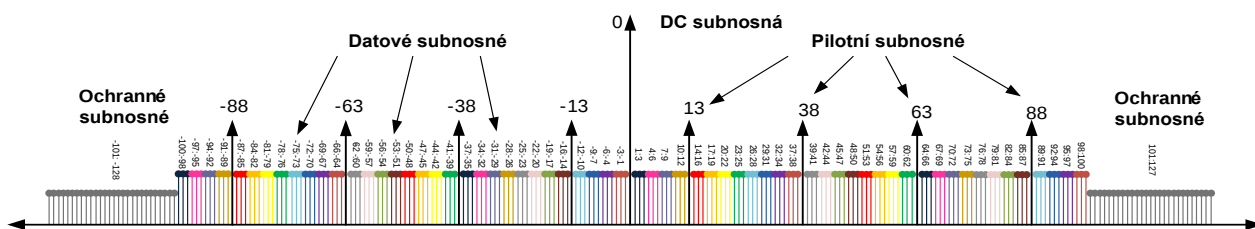
Obr. 5.3 Závislost kritériální funkce na počtu iterací [v3].



Obr. 5.4 Výsledky optimalizace – minimalizace chybovosti BER [v3].

Základní principy PSO a greedy algoritmu lze využít i v systémech pracujících s větší šířkou frekvenčního spektra. Jedná se zejména o systémy Multi - Band OFDM (MB – OFDM). Při těchto aplikacích je nezbytné rozdělení nosných do několika segmentů. Jako vhodné se osvědčilo volit velikosti segmentů po maximálně 32 subnosných. Při tomto nastavení optimalizace PSO 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 publikováno ve článku [v4] připraveného ve spolupráci s univerzitou v Buckinghamu ve Velké Británii. Výchozím bodem byl standard [6] pro systém Fixed WiMAX s 256 nosnými frekvencemi.

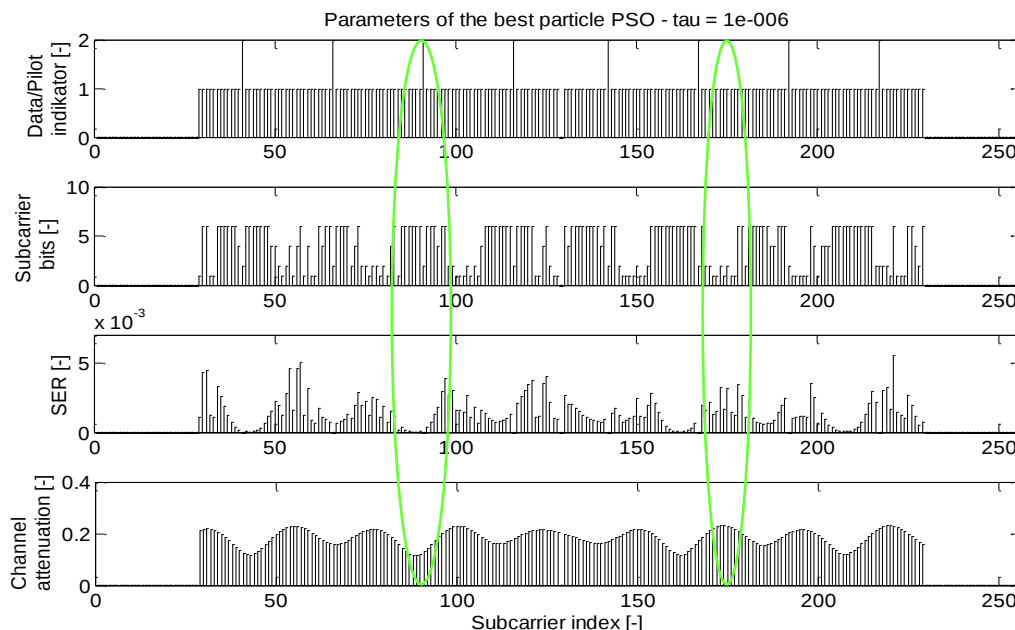


Obr. 5.5 Rozdělení nosných kmitočtů systému WiMAX dle [6].

Pozice subnosných, které odpovídají jednotlivým uživatelům, v segmentech nejsou spojitě. Tímto způsobem je umožněna eliminace frekvenčně selektivního úniku. Nastavení pilotních subnosných a jejich pozic je standardem přesně definováno [6]. Popsaná situace je zobrazena na obr. 5.5., kde jsou barevně rozlišeny subnosné 16 segmentů s číslováním jednotlivých nosných. Výsledky jednoho běhu optimalizace jsou zobrazeny na obr. 5.6. V obrázku je zobrazeno uspořádání jednotlivých nosných, alokované bity jednotlivým subnosným, symbolová chybovost SER a útlum přenosového kanálu. Z grafu vyplynulo, že počet bitů alokovaných jednotlivým subnosným inverzně odpovídá útlumu kanálu, což je zeleně zvýrazněno.

Za účelem odhadu výkonnosti a srovnání optimalizace PSO s greedy algoritmem byl vytvořen model přenosového kanálu pro bezdrátové aplikace podle standardu *Stanford University Interim* –

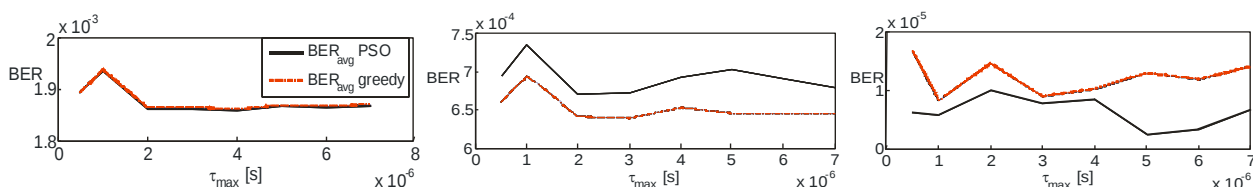
SUI [23]. V simulacích byly použity modely SUI – 4 a SUI – 3. Jedná se o modely frekvenčně selektivního kanálu. Trvání OFDM cyklického prefixu bylo $8 \mu\text{s}$. Oba modely SUI používaly maximální rozptyl zpoždění $4 \mu\text{s}$ a $1 \mu\text{s}$ s K faktorem rovným 1. Podrobně jsou získané výsledky popsány v [v2].



Obr. 5.6 Výsledky optimalizace PSO pro modelový kanál SUI – 3 [v4].

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.

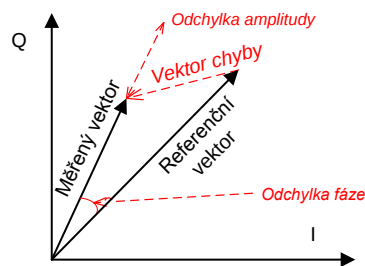
Průměrná chybovost pro obě metody je zobrazena na obr. 5.7. Metoda PSO překonala greedy algoritmus v případě nižší požadované přenosové rychlosti. Naopak při přenosové rychlosti rovné 70 % dosahovala greedy metoda menší chybovost. Obě metody vykazovaly stejné výsledky v případě maximálního využití přenosové kapacity (nebyla jiná možnost než použít modulaci 64QAM na všech subnosných). 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.



Obr. 5.7 Průměrná chybovost ve srovnání metody PSO a greedy algoritmu, jako funkce maximální hodnoty časového rozšíření kanálu pro rozdílné přenosové rychlosti 100, 70 a 25 % [v4].

5.2. 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 [24]. Vektor chyby je v I-Q rovině definován jako odchylka naměřeného konstelačního bodu od polohy ideálního konstelačního bodu. Náznorně je popsána situace ukázána na obr. 5.8. Ve většině případů a stejně tak tomu bylo i v předchozích úvahách dizertační práce, je chybovost BER stanovena jako přímý následek několika dalších parametrů, např. přenosu komunikačního kanálu a poměru SNR.



Obr. 5.8 Definice EVM.

Hodnota EVM je definována jako průměrný vektor chyby vztažený 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 [24]. EVM je definováno jako efektivní hodnota (*Root Mean Square* - RMS) skupiny měřených symbolů porovnanými s ideálními symboly. Matematicky lze EVM zapsat [24]:

$$EVM_{RMS} = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |S_{ideal,n} - S_{meas,n}|^2}{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |S_{ideal,n}|^2}}, \quad (5.15)$$

kde $S_{meas,n}$ je symbol (s vykompenzovaným zesílením, fází a DC offsetem) 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 .

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 [25]:

$$P_b = \frac{2 \left(1 - \frac{1}{L}\right)}{\log_2 L} Q \left[\sqrt{\left(\frac{3 \log_2 L}{L^2 - 1}\right) \frac{2E_b}{N_0}} \right]. \quad (5.16)$$

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 uvedenou v [26].

Ze získaných informací je patrné, že EVM je normalizovaná chyba mezi měřeným a ideálním konstelačním bodem. Pro Gaussovský model šumu komunikačního kanálu je možné získat výsledný tvar vztahu [27]:

$$EVM_{RMS} \approx \sqrt{\frac{1}{SNR}} = \sqrt{\frac{N_0}{E_s}}. \quad (5.17)$$

Podrobnější informace o odvození jsou uvedeny v [v2]. Pravděpodobnost chyby v závislosti na EVM je poté možno přímo vyjádřit vztahem:

$$P_b \approx \frac{2 \left(1 - \frac{1}{L}\right)}{\log_2 L} Q \left[\sqrt{\left(\frac{3 \log_2 L}{L^2 - 1}\right) \frac{2}{EVM_{RMS}^2 \cdot \log_2 M}} \right] \quad (5.18)$$

Cílem další práce bylo využít parametr EVM při optimalizaci komunikačního systému pomocí metody PSO a poté následně i greedy algoritmu. 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. Chybovost každé subnosné je pro M -stavové modulace počítána ze vztahu 5.18. a pro dvoustavovou modulaci BPSK z rovnice uvedené v [v2]. Výsledky simulací optimalizace PSO jsou uvedeny v dizertační práci [v2]. Průměrná chybovost přes všechny subnosné dosahovala hodnoty $1,3 \cdot 10^{-3}$.

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 2.5. Je opět výhodné se vyhnout výpočtu na základě znalosti stavu komunikačního kanálu. Z informací uvedených v [28] lze odvodit vztah:

$$SNR = P_n \frac{|H_n|^2}{N_n}, \quad (5.19)$$

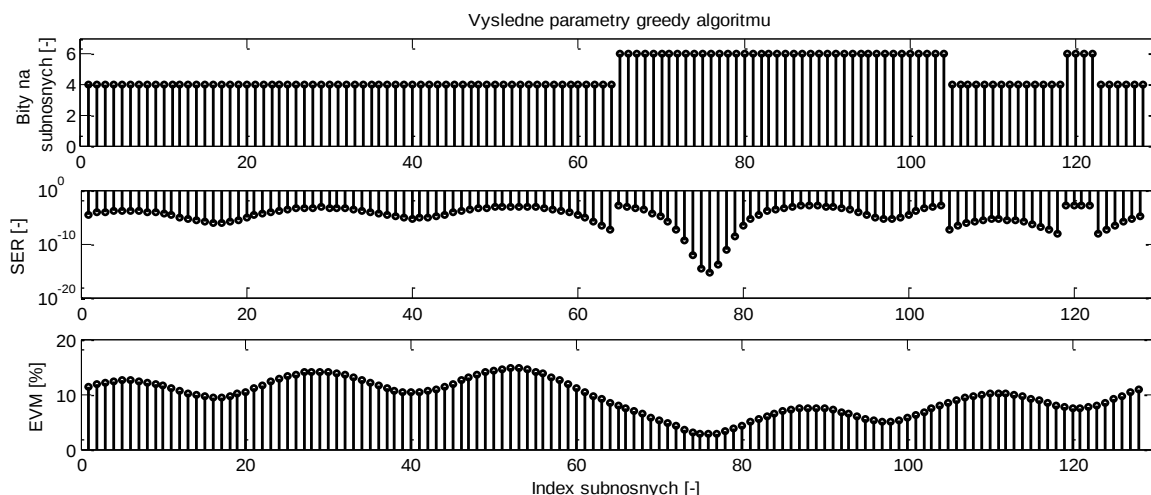
kde P_n je alokovaný výkon signálu, H_n je přenos kanálu a N_n je výkon šumu na n -té subnosné. Poměr $\frac{|H_n|^2}{N_n}$ je právě zmiňovaný g_n z rovnice 2.5. Za předpokladu, že bude vysíláno konstantním výkonem o hodnotě 1 W na všech subnosných, je možné říci, že g_n je rovno SNR (pokud bude výkon 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 $SNR \approx \frac{1}{EVM^2}$. Výsledný odvozený vztah má tedy tvar:

$$g_n = \frac{1}{EVM^2}. \quad (5.20)$$

Algoritmus dále pokračuje výpočtem vztahu 2.4 a další kroky zůstávají beze změny.

Optimalizace byla pro srovnání nastavena podobně, jako optimalizace PSO v dizertační práci [v2]. 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. 5.9. Algoritmus v místech, kde se vyskytuje menší hodnota EVM přímo nastavuje modulace s vyšším počtem stavů.



Obr. 5.9 Výsledky greedy algoritmu s využitím znalostí EVM (vertikální osa SER je v log měřítku) [v5].

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.

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

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 2 modifikované verze greedy algoritmu.

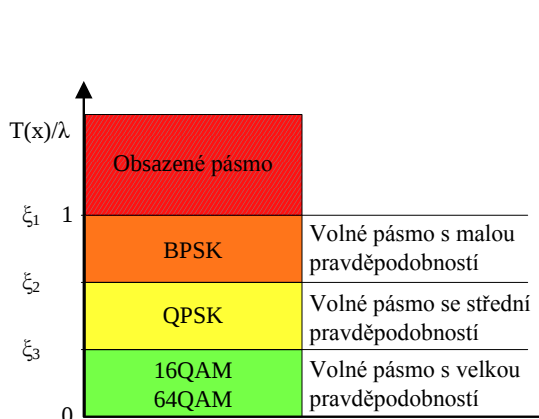
6.1. NASTAVENÍ MAXIMÁLNÍHO POČTU STAVŮ MODULACE POMOCÍ METRIKY ξ S JEDNOU ROZHODOVACÍ ÚROVNÍ DETEKTORU

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

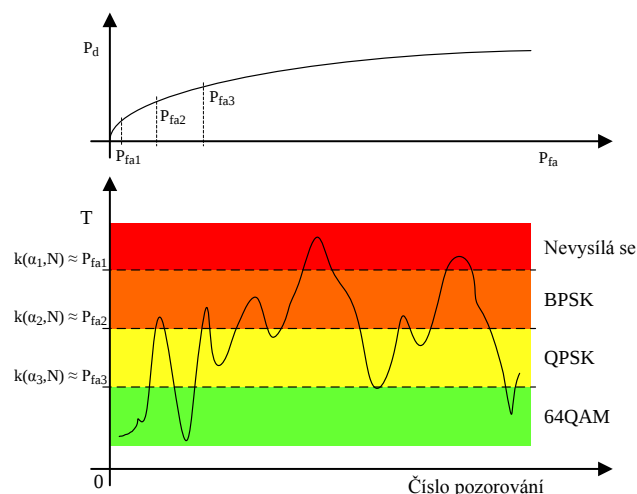
$$\xi = \frac{T(x)}{\lambda}. \quad (6.21)$$

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 nespojitě. OFDM systém s některými nevyužitými subnosnými je někdy označován jako nespojitě OFDM (*Non-Contiguous OFDM*) [29].



Obr. 6.1 Názorná ilustrace modifikované verze greedy algoritmu s využitím metriky ξ [v6].



Obr. 6.2 Názorná ilustrace modifikované verze greedy algoritmu s využitím rozhodovacích prahů podle K-S testu.

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 $\xi_1, \xi_2, \xi_3 \dots$). Ilustrativně tuto situaci zachycuje obr. 6.1. Pokud je metrika ξ blízká nulové hodnotě, je velká pravděpodobnost, že komunikační kanál je skutečně volný. V tomto případě pracuje greedy algoritmus dle informací popsanych v kapitole 2.2.1. 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.

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

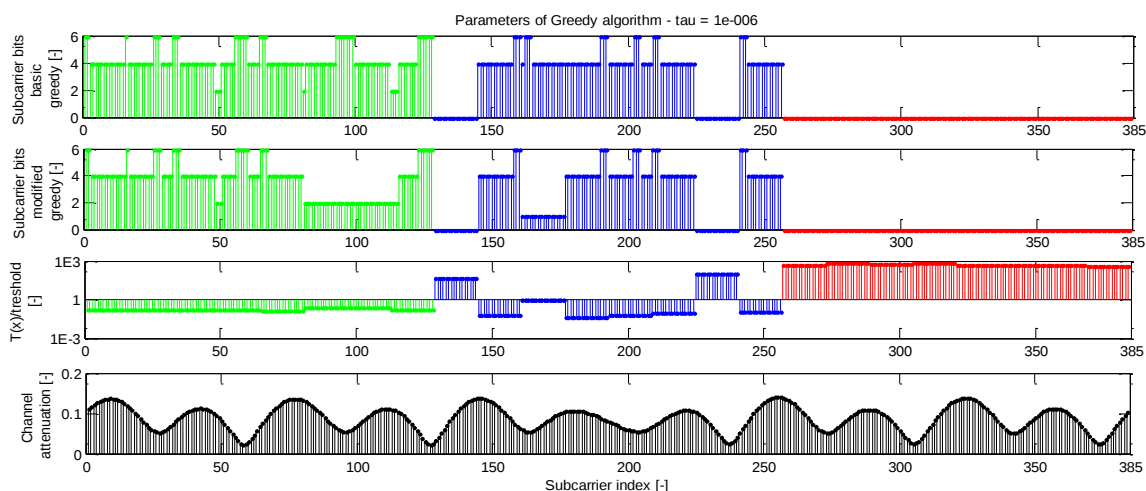
Další možnost, jak lze nastavovat rozhodovací prahy mezi jednotlivými pásmy u modifikovaného greedy algoritmu, je založena na využití Kolmogorova - Smirnova testu. Obor hodnot testové statistiky T z rovnice 4.12 je možno rozdělit do několika oblastí oddělených zvolenými kritickými hodnotami $k(\alpha, N)$ z rovnice 4.13 odpovídajících pravděpodobnostem falešného alarmu P_{fa} (hladiny významnosti α). Ilustrační znázornění tohoto principu pro 3 zvolené kritické hodnoty je na obr. 6.2. V případě, že hodnota testové statistiky přesáhne nejvyšší zvolenou kritickou hodnotu, je pásmo považováno za obsazené. Naopak, pokud hodnota testové statistiky nedosáhne ani nejnížší 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.

Simulace modifikované metody z kapitoly 6.1 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 . Cílem bylo ukázat výkonnost metody ve třech možných situacích.

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.

Hlavní výsledky pro tři rozdílné vstupní signály jsou zobrazeny na obr. 6.3. 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 zabráněno 8 subkanálům a metrika je v těchto případech větší než hodnota 1. Podle zadaných kritérií na těchto 8 subkanálech není povoleno vysílání.



Obr. 6.3 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 [v6].

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.

7. 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. Dále jsou popsány metody optimalizace parametrů systému s více nosnými jako je 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).

Dílečí 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 [v3]) a během stáže na ESIEE Paris byla provedena implementace detekce přítomnosti signálu TV vysílače (analogové i digitální vysílání) v obvodu FPGA (publikováno příspěvkem [v1]). 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 universitou Buckingham započata implementace obou výše zmíněných adaptivních optimalizačních algoritmů v obvodu FPGA a byla vytvořena společná publikace [v4] analyzující možnost jejich využití v OFDM systému typu WiMAX. Důležitým přínosem byla v kapitole 5.2 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 [v5].

Optimalizace systému OFDM s přihlédnutím k nepřesné informaci o sledování spektra byla řešena ve 6. 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 v příspěvku [v6]. 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 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 informaci by přinesla i analýza výpočetní náročnosti jednotlivých metod a případná další implementace na hradlovém poli FPGA.

8. VYBRANÁ LITERATURA

VLASTNÍ PUBLIKACE

- [v1] 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.
- [v2] POVALAČ, K. *Sledování spektra a optimalizace systémů s více nosnými pro kognitivní rádio*. Dizertační práce. Brno: FEKT VUT v Brně, 2011. 80 stran, 1 příloha.
- [v3] 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.
- [v4] 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.
- [v5] 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. Sep. 4 - 6, 2011. Odesláno do recenzního řízení.
- [v6] 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.

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] WYGLINSKI, A. M., NEKOVEE, M., HOU, Y. T. *Cognitive Radio Cummunications and Networks: Principles and Practice*. Burlington: Elsevier, 2010. 736 s. ISBN 978-0-12-374715-0.
- [4] MILOTA, J., et al. Cognitive Radios: Making Software Radios more Personal. *IEEE Personal Communications*, vol. 6, no. 4, Aug. 1999.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] KAY, S. M. *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Detection Theory*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1998. 672 s.
- [11] KAY, S. *Intuitive Probability and Random Processes Using MATLAB*. New York, USA: Springer, 2006, 833 s. ISBN 978-0-387-24157-9.

- [12] PROAKIS, J. G., *Digital Communications*, 4th ed. McGraw-Hill Higher Education, 2001. 1002 s. ISBN: 0-07-232111-3.
- [13] GARDNER, U., Exploitation of spectral redundancy in cyclostationary signals. *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 8, no. 2, pp. 14 – 36, 1991.
- [14] 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.
- [15] 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.
- [16] 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.
- [17] 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>>.
- [18] MADISETI, V. et al. *The digital signal processing handbook*. USA: CRC Press, 1998. 1776 s. ISBN 0-8493-8572-5.
- [19] 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.
- [20] CONOVER, W. *Practical Nonparametric Statistics*, 3rd Edition. John Wiley and Sons, 1999, 592 s. ISBN: 978-0-471-16068-7.
- [21] BARKAT, M. *Signal Detection and Estimation*. Artech House Publishers, 2nd edition, Norwood, August 2005. ISBN 1-58053-070-2.
- [22] 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.
- [23] IEEE 802.16.3c-01/29r4, “Channel Models for Fixed Wireless Applications,” [online] <<http://www.ieee802.org/16>>.
- [24] 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.
- [25] HANZO, L., WEBB, W., KELLER, T. *Single and Multi-Carrier Quadrature Amplitude Modulation*. Wiley, Chichester, 2nd edition, 2000, 762 s. ISBN: 0471492396.
- [26] GOLDSMITH, A. *Wireless Communications*. Cambridge University Press, Stanford University, 1st edition, 2005, 672 s. ISBN: 9780521837163.
- [27] 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.
- [28] 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.
- [29] 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.

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, Formica, CAD - basics
Simulating programs: Matlab, ModelSim, PsPice, Femlab
Software package: Microsoft Office, Adobe
Programming: C, VHDL, Asembler, HTML

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 kritériální 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.

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.