

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

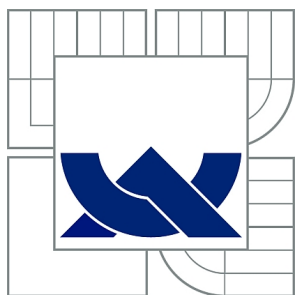
DETEKCE OBSAZENOSTI RÁDIOVÉHO KANÁLU V OBVODU FPGA

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

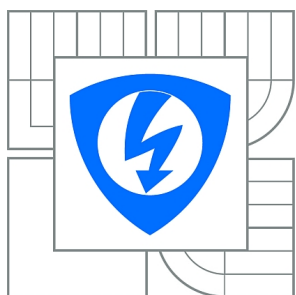
Bc. DUŠAN JURICA

BRNO 2012



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

DETEKCE OBSAZENOSTI RÁDIOVÉHO KANÁLU V OBVODU FPGA

CHANNEL SENSING DETECTION IN FPGA

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. DUŠAN JURICA

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. ROMAN MARŠÁLEK, Ph.D.

BRNO 2012



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Dušan Jurica

ID: 111060

Ročník: 2

Akademický rok: 2011/2012

NÁZEV TÉMATU:

Detekce obsazenosti rádiového kanálu v obvodu FPGA

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s metodami pro detekci přítomnosti rádiového signálu - tzv. spectrum sensing, pro aplikace v systémech dynamické alokace spektra. Různé metody vzájemně porovnejte.

V prostředí MATLAB modelujte vybrané 2 detektory přítomnosti rádiového signálu - např. signálu QAM a OFDM. Srovnajte pravděpodobnost správné detekce a falešného alarmu u obou sledovaných metod. Výsledky vyjádřete ve formě ROC křivek. Pokuste se porovnat náročnost implementace jednotlivých metod. Seznamte se s vývojovým prostředím pro práci s obvody FPGA firmy Xilinx a dostupnými knihovnamí. Navrhněte podrobné blokové schéma budoucí implementace.

Vybranou metodu implementujte ve vývojové desce s obvodem FPGA a rychlými AD převodníky. Provedte měření na reálných signálech generovaných vektorovým signálovým generátorem. Zaměřte se také na odhad efektivity implementace - rychlost detekce, využití HW a spotřebu.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] YUCEK, T.; ARSLAN, H.; A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications, IEEE Communications Surveys & Tutorials, Vol. 11, Issue 1, 2009, p. 116 - 130, ISSN 1553-877X

Termín zadání: 6.2.2012

Termín odevzdání: 18.5.2012

Vedoucí práce: doc. Ing. Roman Maršálek, Ph.D.

Konzultanti diplomové práce:

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

Předseda oborové rady

ABSTRAKT

Náplní práce je zmapování obvyklých i méně obvyklých metod detekce signálu v rádiovém kanále, počítačová simulace vybraných metod a implementace vybrané metody do obvodu FPGA

KLÍČOVÁ SLOVA

snímání spektra, korelace, energetická detekce, matlab, vhdl, fpga

ABSTRACT

The scope of this work is to map both conventional and less conventional methods of signal detection in the radio channel, computer simulation of selected methods and subsequent implementation selected method (algorithm) to FPGA chip.

KEYWORDS

spectrum sensing, correlation, energy detection, matlab, vhdl, fpga

JURICA, Dušan *Detekce obsazenosti rádiového kanálu v obvodu FPGA*: diplomová práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2012. 61 s. Vedoucí práce byl doc. Ing. Roman Maršálek, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Detekce obsazenosti rádiového kanálu v obvodu FPGA“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce 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 diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové 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.

Brno

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu diplomové práce panu doc. Ing. Romanovi Maršálkovi, Ph.D. za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy k práci.

Brno

.....

(podpis autora)

OBSAH

Úvod	12
1 Metody snímání spektra	13
1.1 Metoda energetické detekce	13
1.2 Detektor s přizpůsobeným filtrem	15
1.3 Cyklostacionární detektor	17
1.4 Eigenvalue detektor	18
2 Porovnání jednotlivých metod	20
2.1 Energetický detektor	20
2.1.1 Výhody	20
2.1.2 Nevýhody	20
2.2 Detektor s přizpůsobeným filtrem	21
2.2.1 Výhody	21
2.2.2 Nevýhody	21
2.3 Cyklostacionární detektor	21
2.3.1 Výhody	21
2.3.2 Nevýhody	21
2.4 Detektor vlastních čísel matice kovariance	22
2.4.1 Výhody	22
2.4.2 Nevýhody	22
3 Aplikace snímání spektra	23
3.1 Kooperativní snímání spektra	23
3.1.1 Centralizované snímání spektra	23
3.1.2 Distribuované snímání spektra	23
3.1.3 Externí snímání spektra	23
3.2 IEEE 802.22 WRAN	24
3.2.1 Úvod	24
3.2.2 Snímání spektra	24
3.2.3 Měření ve spektru	25
4 Počítačová analýza	26
4.1 Simulace energetického detektoru	26
4.1.1 Signál QPSK	26
4.1.2 Signál OFDM	33
4.1.3 Zhodnocení metody energetické detekce	36
4.2 Simulace detektoru vlastních čísel matice kovariance	37

4.2.1	Signál OFDM	37
4.2.2	Zhodnocení metody detekce vlastních čísel matice kovariance	38
5	Implementace	39
5.1	Úvod do FPGA a VHDL	39
5.2	Blokové schéma energetického detektoru	40
5.3	Obvodová simulace	40
5.3.1	Vstupní signál QPSK	42
5.3.2	Vstupní signál WiMAX	42
5.3.3	Nastavení IP jader	43
5.4	Implementace	45
5.4.1	Návrh řízení převodníků	46
5.4.2	Analýza dat pomocí programu ChipScope Pro	49
6	Výsledky práce	51
6.1	Výsledky simulace	51
6.2	Výsledky implementace do HW	51
7	Závěr	52
	Literatura	53
	Seznam příloh	55
A	User constraint file	56
B	Důležité části kódu	58
B.1	Zpomalení hodin pro DA převodník	58
B.2	Zpomalení hodin pro AD převodník	58
B.3	Proces bypasu dat	59
B.4	Proces uspání DA převodníku	59
C	Zapojení převodníků k pinům VHDCI konektoru	60

SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Přehled jednotlivých metod, jejich srovnání co do náročnosti a přesnosti, převzato z [1].	13
1.2	ROC křivky energetického detektoru pro různé hodnoty poměru $\frac{S}{N}$	15
1.3	Hledání signálu pomocí přizpůsobeného filtru (převzato z [3])	18
1.4	Hledání stejného signálu pomocí detekce cyklostacionarity (převzato z [3])	18
2.1	Náhled na aspekty snímání spektra (převzato z [1])	20
3.1	Zobecněný model sítě 802.22 WRAN, převzato z [?]	25
4.1	QPSK signál se SNR=20 dB	26
4.2	QPSK signál se SNR=0 dB	27
4.3	QPSK signál se SNR=-20 dB	27
4.4	ROC křivky energetického detektoru v závislosti na změně SNR	29
4.5	ROC křivky energetického detektoru v závislosti na změně délky okna M, zde SNR = 0 dB	29
4.6	ROC křivky energetického detektoru v závislosti na změně délky okna M, zde SNR = -15 dB	30
4.7	ROC křivky energetického detektoru v závislosti na změně délky okna M, zde SNR = 20 dB	31
4.8	ROC křivka krátkého QPSK signálu	32
4.9	ROC křivka dlouhého QPSK signálu	32
4.10	Reálná část OFDM signálu	33
4.11	Imaginární část OFDM signálu	34
4.12	ROC křivky reálné části OFDM signálu	34
4.13	ROC křivky imaginární části OFDM signálu	35
4.14	ROC křivky reálné části OFDM signálu, variance délky okna M	35
4.15	ROC křivky imaginární části OFDM signálu, variance délky okna M	36
5.1	Hlavní okno ISE Project Navigator	39
5.2	Blokové schéma energetického detektoru	40
5.3	Blokové schéma simulace energetického detektoru	41
5.4	Výsledek simulace nad množinou vzorků QPSK signálu	42
5.5	Výsledek simulace nad množinou vzorků signálu WiMAX	43
5.6	Okno nastavení jádra Multiply Accumulate	43
5.7	Okno nastavení jádra sčítačky	44
5.8	Vývojová deska Digilent Atlys	45
5.9	Časový diagram AD převodníku AD6645 (převzato z [14])	45
5.10	Časový diagram DA převodníku AD9764 (převzato z [15])	46
5.11	Závislost SFDR na kmitočtu (převzato z [14])	48

5.12 Signálový bypass	49
5.13 Propojení signálů AD převodníku	49
5.14 Analýza výstupu AD převodníku, $f_{in} = 1\text{ MHz}$	50
5.15 Změna výstupního kmitočtu signálu generátoru, $f_{in} = 100\text{ kHz}$	50
5.16 Výstup AD převodníku při odpojeném generátoru	50

SEZNAM TABULEK

4.1	Výsledky simulací pro různé hodnoty SNR (nízká, střední, vysoká) . .	37
C.1	Připojení pinů DA převodníku k pinům VHDCI konektoru	60
C.2	Připojení pinů AD převodníku k pinům VHDCI konektoru	61

ÚVOD DIPLOMOVÉ PRÁCE

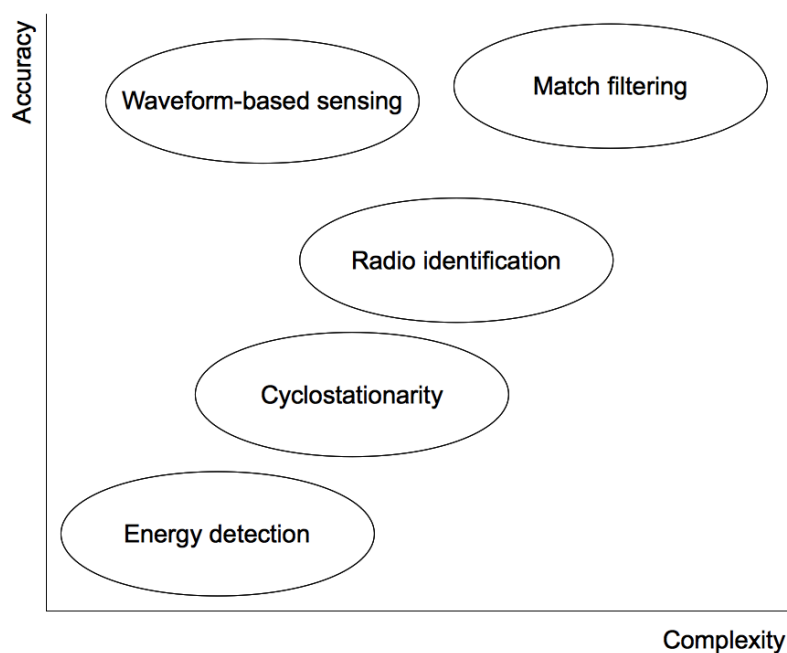
Tento text je členěn do tří, na sebe plynule navazujících, částí. V první části se čtenář seznámí s principem snímání kmitočtového spektra, dostupnými metodami, naskytne se také detailní pohled na srovnání jednotlivých metod, jejich výhod a nevýhod a případný odhad výpočetní náročnosti v obvodu FPGA.

Druhá část textu se věnuje počítačovému modelování vybraných detektorů přítomnosti signálu ve spektru pomocí nástroje MATLAB®. Výstupem těchto simulací jsou ROC křivky pravděpodobnosti přítomnosti signálu ve spektru.

Poslední kapitolou je implementace vybraného modelu detektoru signálu do vývojové desky FPGA s přídatnou kartou s rychlými převodníky. Toho bude dosaženo pomocí sady nástrojů ISE® od firmy Xilinx.

1 METODY SNÍMÁNÍ SPEKTRA

Citováno dle [1], [6] a [8]. Kmitočtové spektrum se v současnosti přirovnává k nerostnému bohatství a proto je potřeba s ním nakládat co nejehospodárněji. Z této úvahy vychází definice kognitivního rádia. Kognitivní rádio je systém, který dokáže snímat své operační elektromagnetické prostředí a umí si dynamicky změnit své parametry ku prospěchu své funkce, typicky maximalizace datové propustnosti, minimalizace vzniku interferencí a optimalizace interoperability.



Obr. 1.1: Přehled jednotlivých metod, jejich srovnání co do náročnosti a přesnosti, převzato z [1].

1.1 Metoda energetické detekce

Energetická detekce (radiometrie, periodogram) je nejpoužívanější metodou při snímání kmitočtového spektra. Výhoda spočívá ve výpočetní nenáročnosti a jednoduchosti implementace. Je také více univerzálnější, neboť nevyžaduje další znalosti parametrů signálu primárního uživatele. Signál je detekován, překročí-li výstup energetického detektoru práh šumového pozadí. Hlavními úskalími energetické detekce jsou volba prahu pro detekci primárních uživatelů, neschopnost rozlišit interference mezi jednotlivými primárními uživateli a šumem a nízká schopnost detekce signálů s nízkým poměrem S/N , z toho plyne, že energetická detekce nepřináší uspokojivé výsledky při aplikaci na signály s rozprostřeným spektrem.

Uvažujme přijatý signál

$$y(n) = s(n) + w(n), \quad (1.1)$$

kde $s(n)$ je signál, který chceme detekovat, $w(n)$ je aditivní Gaussovský šum (AWGN) a n je n -tý vzorek signálu. Pokud primární uživatel nevysílá, pak platí $s(n) = 0$. Celkovou energii M energetického detektoru lze vyjádřit jako

$$M = \sum_{n=0}^N |y(n)|^2, \quad (1.2)$$

kde N je délkou pozorovaného (vzorkovaného) vektoru kmitočtového spektra (pásma). Zda je pásmo obsazeno či nikoliv zjistíme prostým porovnáním výstupní energie M energetického detektoru s pevně nastaveným prahem λ_E . Platí dvě hypotézy, H_0 (na vstupu přijímače je pouze šum) a H_1 (na vstupu přijímače je užitečný signál + šum). Tedy

$$H_0 : y(n) = w(n), \quad (1.3)$$

$$H_1 : y(n) = s(n) + w(n). \quad (1.4)$$

Vykonávání detekčního algoritmu může být shrnuto dvěma pravděpodobnostmi : pravděpodobností detekce P_D a pravděpodobností falešného poplachu P_{FA} .

P_D vyjadřuje pravděpodobnost, že na zvoleném kmitočtu překročí rozhodovací metrika práh λ_E při předpokladu platnosti hypotézy H_1 (na vstupu zařízení je signál + šum).

$$P_D = Pr(M > \lambda_E | H_1) \quad (1.5)$$

P_{FA} vyjadřuje pravděpodobnost falešného poplachu, kdy na zvoleném kmitočtu překročí rozhodovací metrika práh λ_E při předpokladu platnosti hypotézy H_0 (na vstupu zařízení je pouze šum).

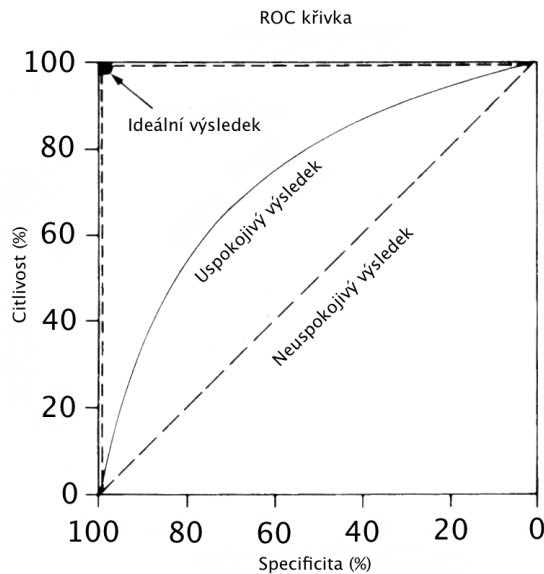
$$P_{FA} = Pr(M > \lambda_E | H_0) \quad (1.6)$$

Pravděpodobnost P_{FA} by měla zůstat co nejmenší, neboť způsobuje nedostatečné využívání možností přenosu.

Pro nalezení optimální rovnováhy mezi P_D a P_{FA} slouží práh rozhodování λ_E . To ovšem znamená nutnou znalost výkonové úrovně šumu a detekovaného signálu. Výkon šumu lze určit, ovšem výkon užitečného signálu už určit nelze, neboť se mění v závislosti na charakteristice probíhajícího přenosu a na vzdálenosti vysílače od přijímače. V praxi to znamená, že se práh rozhodování λ_E volí tak, abychom získali určitou míru pravděpodobnosti falešného poplachu P_{FA} . Z tohoto důvodu je znalost rozptylu amplitudy šumu pro volbu prahu rozhodování λ_E dostačující.

ROC - Operační křivky přijímače

Operační křivka přijímače (receiver operating curve) slouží k porovnání výkonu výpočetního algoritmu pro různé hodnoty rozhodovacího prahu λ_E . ROC křivky nám dovolují odhalit vztah mezi senzitivitou (pravděpodobnost detekce P_D) a specificitou (pravděpodobnost falešného poplachu P_{FA}) snímací metody pro různé hodnoty prahu rozhodování λ_E , což umožňuje stanovení jeho optimální hodnoty. Dle obrázku 1.2 je jasné, že přesnost algoritmu energetické detekce se s rostoucím poměrem $\frac{S}{N}$ zvyšuje.



Obr. 1.2: ROC křivky energetického detektoru pro různé hodnoty poměru $\frac{S}{N}$

1.2 Detektor s přizpůsobeným filtrem

Předem známé průběhy se obvykle používají v bezdrátových systémech především pro zajištění synchronizace nebo k obdobným účelům. Mezi takové signály se řadí

preambule OFDM, pilotní signály zvukové / obrazové složky TV vysílání, rozprostírací sekvence a podobně. Preambule je známá sekvence vysílaná před každým blokem dat (burstem). Přítomnost známé sekvence na uvažovaném kmitočtu lze ověřit korelací přijaté posloupnosti se známou šablonou (přizpůsobený filtr).

Tato metoda přináší uspokojivé výsledky pouze v systémech se známými sekvencemi, bývá často označována jako koherentní snímání spektra a svými vlastnostmi překonává (co se týče výkonu detekčního algoritmu) jak ve spolehlivosti, tak v rychlosti výpočtu. Výkon detekčního algoritmu pak dále roste s délkou známé sekvence (preambule) přímo úměrně.

Předpokládejme opět signál dle definice 1.1 na straně 14, potom výkonová úroveň na základě známé sekvence je

$$M = \Re \left[\sum_{n=1}^N y(n) \cdot s^*(n) \right], \quad (1.7)$$

kde $s^*(n)$ je komplexně sdružené. Pokud na uvažovaném kmitočtu není žádný užitečný signál, pak výkonová úroveň nabyde hodnoty

$$M = \Re \left[\sum_{n=1}^N w(n) \cdot s^*(n) \right]. \quad (1.8)$$

Podobně, bude-li na vstupu detektoru užitečný a předem známý signál, nabyde výkonová úroveň hodnoty

$$M = \sum_{n=1}^N |s(n)|^2 + \Re \left[\sum_{n=1}^N y(n) \cdot s^*(n) \right]. \quad (1.9)$$

Rozhodnout, zda je užitečný signál přítomen či nikoliv, lze opět porovnáním naměřené výkonové úrovně M s rozhodovacím prahem (výkonovou úrovní) λ_E .

Počet potřebných vzorků je nepřímo úměrný poměru S/N

$$O = \frac{1}{\frac{S}{N}} \quad (1.10)$$

Detekce přizpůsobeným filtrem je vysoce citlivá na nepřesnosti synchronizace a nelze ji použít v jiném kanále než AWGN ([4], [5]). Další omezení je spojeno s demulací přijatých signálů, tj. jejich dokonalou znalostí (nosný kmitočet, šířka pásma, typ a řád modulace, tvarování pulzů a formát rámce). S tím vším rostou

nároky na implementaci. Další nevýhodou přizpůsobené filtrace je spotřeba energie, neboť při snímání spektra se musí provést rozsáhlá sada komplexních algoritmů.

1.3 Cyklostacionární detektor

Podle zdrojů [1] a [2] se jedná o metodu detekce vysílání primárních uživatelů a využívá přitom cyklostacionárních vlastností přijatého signálu. Přestože datový tok lze považovat za stacionární proces, statistické vlastnosti modulovaného signálu (např. střední hodnota, autokorelace) se mohou v čase cyklicky měnit, tj. jsou v časovém prostoru definovány jako cyklostacionární. Tato cyklická variace je způsobena tím, že modulované signály obsahují určitou periodicitu, která je způsobena napr. neměnnou symbolovou periodou, cyklickým prefixem v systémech OFDM, periodickou změnou kmitočtu v systémech FHSS, periodicitou rozprostíracích sekvencí atd.

Uvažujme cyklostacionární signál $x(t)$ se střední hodnotou

$$m_x(t) = E[x(t)] \quad (1.11)$$

a autokorelační funkci

$$R_x(t_1, t_2) = E[x(t_1) \cdot x^*(t_2)]. \quad (1.12)$$

Dále uvažujme, že $m_x(t)$ a $R_x\left(t + \frac{\tau}{2}, t - \frac{\tau}{2}\right)$ jsou periodické v čase t s periodou T_0 . To znamená, že autokorelační funkce $R_x\left(t + \frac{\tau}{2}, t - \frac{\tau}{2}\right)$ může být v časovém prostoru reprezentována sumou Fourierových koeficientů jako

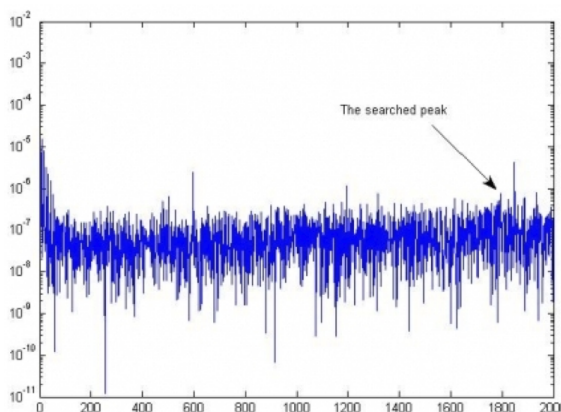
$$R_x\left(t + \frac{\tau}{2}, t - \frac{\tau}{2}\right) = \sum_{\alpha} R_x^{\alpha}(\tau) \cdot e^{j2\pi\alpha t}, \quad (1.13)$$

kde $\alpha = \frac{k}{T_0}$, $k = 0, 1, 2, \dots$

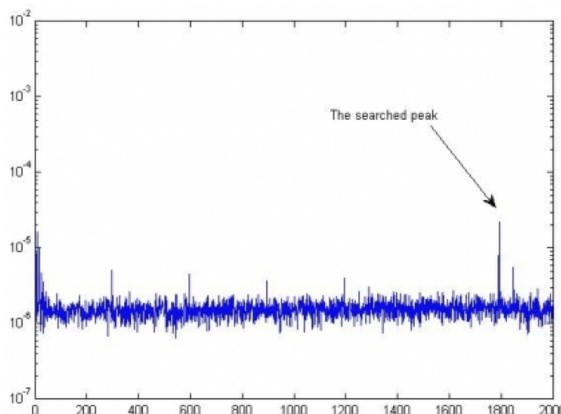
$R_x^{\alpha}(\tau)$ jsou koeficienty Fourierovy řady, neboli cyklické autokorelační funkce, jenž záleží na parametru τ . Cyklostacionární vlastnosti jsou potom ve frekvenční oblasti definované Fourierovou transformací (spektrální korelační funkcí) jako

$$S_x^{\alpha}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x^{\alpha}(\tau) \cdot e^{-j2\pi f\tau} d\tau. \quad (1.14)$$

Pro $\alpha = 0$ se spektrální korelační funkce redukuje na obecnou funkci hustoty výkonu (cyklická autokorelační funkce je zjednodušena na obecnou autokorelační funkci), zatímco pro $\alpha \neq 0$ si spektrální korelační funkci lze představit jako míru korelace mezi jednotlivými spektrálními komponenty na kmitočtech $f + \frac{\alpha}{2}$ a $f - \frac{\alpha}{2}$. Pokud je tato korelace nenulová, pak analyzovaný kmitočet obsahuje užitečný signál (platí hypotéza H_1). V takovém případě je dále možné na základě rozmístění jednotlivých spektrálních komponentů odhalit i typ použité modulace. V případě, že je $S_x^\alpha(f) = 0$ pro $\alpha \neq 0$, považujeme signál za stacionární šum bez spektrálních korelačních vlastností (platí hypotéza H_0).



Obr. 1.3: Hledání signálu pomocí přizpůsobeného filtru (převzato z [3])



Obr. 1.4: Hledání stejného signálu pomocí detekce cyklostacionarity (převzato z [3])

1.4 Eigenvalue detektor

Převzato z [7]. Tato metoda je zaměřena na vlastnosti signálu. Předpokládejme, že signál je Gaussovský šum s nulovou střední hodnotou. Pak $x \approx CN(0, R_x)$, kde

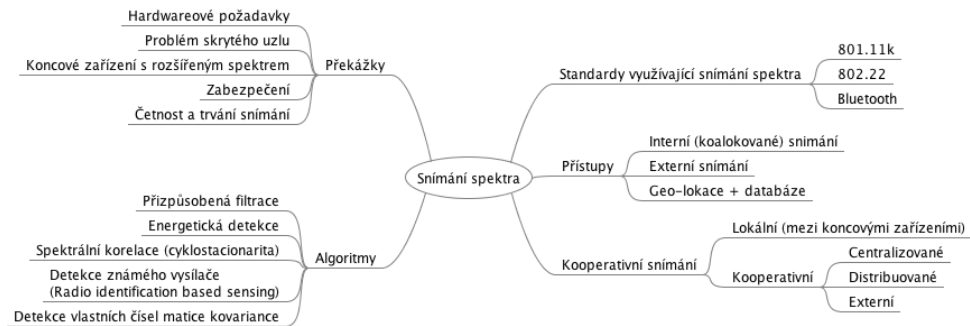
R_x je matice kovariance signálu x . Potom platí hypotézy

$$H_0 : y \approx CN(0, \sigma^2 I), \quad (1.15)$$

$$H_1 : y \approx CN(0, R_x + \sigma^2 I). \quad (1.16)$$

R_y bude matice kovariance přijatého signálu y , $R_y = E[yy^H]$. Obvykle je signál x korelovaný, takže má R_x velký rozptyl vlastních čísel. Je to případ pro obvyklý MIMO systém nebo pro signály OFDM. Pokud platí H_0 jsou všechna vlastní čísla matice kovariance R_y rovna rozptylu σ^2 , nicméně pokud platí hypotéza H_1 , pak jsou vlastní čísla R_y rovna $\delta_i + \sigma^2, i = 0, \dots, N - 1$, kde δ_i jsou vlastní čísla matice kovariance R_x . Pokud se tedy vlastní čísla matice kovariance seřídí sestupně, bude mezi největšími a nejmenšími významný rozdíl. Na základě poměru těchto čísel lze postavit účinný detektor přítomnosti signálu.

2 POROVNÁNÍ JEDNOTLIVÝCH METOD



Obr. 2.1: Náhled na aspekty snímání spektra (převzato z [1])

Každá metoda detekce signálu ve spektru s sebou nese svoje výhody i nevýhody. Pro praktickou realizaci je nutné zvážit, k jakému účelu (resp. pro jaký charakter signálu) bude detektor sloužit a zda je možno vybranou variantu detektoru implementovat do obvodu FPGA a jak bude implementace efektivní (popř. energeticky náročná).

2.1 Energetický detektor

Zda je signál detekován či nikoliv je zjištěno porovnáním výstupu algoritmu energetického detektoru a nastaveného rozhodovacího prahu. Jeho hodnota závisí na úrovni šumového pozadí.

2.1.1 Výhody

Detektor je rychlý, výpočet je HW nenáročný, dá se snadno implementovat do obvodu FPGA, nízké HW nároky umožňují zajistit ekologický provoz a šetří baterie přenosného řešení. Je-li zajištěn dostatečný poměr S/N , pak je detekce optimální a přináší uspokojivé výsledky.

2.1.2 Nevýhody

Nízký výkon detekčního algoritmu při nedostatečném poměru S/N . Energetický detektor není dále schopen detekovat signály s rozprostřeným spektrem (např. WCDMA) nebo širokopásmové modulace OFDM.

2.2 Detektor s přizpůsobeným filtrem

Vhodná metoda k detekci předem známých sekvencí (průběhů), například synchronizace v bezdrátových systémech, OFDM preamble, pilotní signály TV a jiné.

2.2.1 Výhody

Hlavní výhodou této metody je její rychlost a vysoká pravděpodobnost detekce. Délka zpracovávané sekvence ovlivňuje rychlost metody nepřímo úměrně a pravděpodobnost detekce přímo úměrně (delší sekvenci déle zpracováváme, detektor však získá více koeficientů a jeho výstup je přesnější). Nároky na implementaci se různí, je třeba zvážit, zda detektor bude detekovat pouze jeden druh sekvencí, nebo více (např. tabulka známých průběhů). Snaha o univerzálnost je vykoupena komplexností implementace.

2.2.2 Nevýhody

Metodu nelze použít k přehledové detekci (tzv. blind detection, dle [1]), nelze ji použít v jiném kanále než AWGN a pro její aplikaci je nutné dokonale znát parametry signálu (nosný kmitočet, šířku pásma, typ a řád modulace atd.). Další nevýhodou je vysoká citlivost na chyby synchronizace.

2.3 Cyklostacionární detektor

Statistické vlastnosti modulovaných signálů obsahují určitou periodicitu, detekce cyklostacionarity umožňuje detekovat a rozlišit signál primárního uživatele. Z jiného úhlu pohledu se jedná o vzájemnou spektrální korelaci.

2.3.1 Výhody

Pomocí této metody lze lépe rozlišit signál primárního uživatele v šumovém pozadí (jak ukazují obrázky ?? a ??).

2.3.2 Nevýhody

Metoda je poměrně náročná na implementaci do HW, pro její aplikaci je nutné znát nosný kmitočet a postranní pásma.

2.4 Detektor vlastních čísel matice kovariance

Metoda vhodná k detekci užitečného signálu neznámého průběhu s nízkým poměrem S/N, například signál OFDM nebo WCDMA.

2.4.1 Výhody

Použitelné k detekci signálů s nízkým SNR.

2.4.2 Nevýhody

HW nároky, nutnost počítat vlastní čísla matice vyšších řádů.

3 APLIKACE SNÍMÁNÍ SPEKTRA

Výše popsané metody nejsou jedinými metodami snímání spektra, v [1] jich lze nalézt ještě celou řadu. Jejich zkoumání je však nad rámec této práce.

Alternativními metodami mohou být např. detekce typu vysílače (radio identification based sensing), více kuželový spektrální odhad (multitaper spectral estimation), spektrální odhad pomocí vlnkové transformace (wavelet based spectral estimation), Houghova transformace nebo časofrekvenční analýza (time-frequency analysis).

3.1 Kooperativní snímání spektra

Citováno dle [1]. Pro ještě lepší detekci signálů ve spektru vzniklo kooperativní snímání spektra, kde se jednotlivé kognitivní systémy podílejí na snížení pravděpodobnosti falešného alarmu, dokážou řešit problém skrytého primárního uživatele (tzv. hidden node problem) a snižují dobu trvání detekce. Obvykle v takovém komplexním prostředí existuje kontrolní kanál, kde jednotlivé systémy sdílejí dílčí výsledky.

3.1.1 Centralizované snímání spektra

Využívá centrální jednotky, která shromažďuje informace z podřízených kognitivních systémů, které snímají spektrum. Tyto data vyhodnocuje a informace o dostupném kmitočtovém spektru posílá dalším kognitivním systémům nebo může sama řídit jejich provoz.

3.1.2 Distribuované snímání spektra

V případě distribuovaného snímání spektra kognitivní uzly (cognitive nodes) sdílejí mezi sebou informace o dostupném spektru a samy rozhodují, kterou část spektra použijí. Jedná se o decentralizované uspořádání.

3.1.3 Externí snímání spektra

Snímání spektra provádí externí zprostředkovatel (agent) a vyhodnocenou informací posílá zpět kognitivním uzlům / systémům.

3.2 IEEE 802.22 WRAN

3.2.1 Úvod

WRAN (wireless regional area network) je nejmladším přírůstkem do rodiny standardů IEEE 802. Má tendence pokrýt větší oblasti než metropolitan area network (MAN). Cílem WRAN je umět využít volné televizní kanály pro datový přenos a v rámci jednoho TV kanálu dosáhnout konektivity 19Mbit/s na vzdálenost až 30 km. Výchozí filozofie WRAN je využít v daném místě a čase nepřidělená kmitočtová pásma a snažit o jejich znovuvyužití, tzv. frekvenční oportunistus([9]). Tohoto lze dosáhnout právě kognitivním systémem, který nemá pevně definované frekvence, ale sám si je volí na základě situace v daném místě a čase, kterou neustále kontroluje.

3.2.2 Snímání spektra

Citováno dle [10]. Síť 802.22 je zodpovědná za neovlivňování přilehlých spekter. Tuto síť tvoří základnové stanice (BS - base station) a uživatelská zařízení (CPE - customer premises equipment). Aby se efektivně zajistila požadovaná minimální úroveň interferencí, tak je snímání spektra distribuováno v rámci koncových zařízení. Z toho plyne, že snímání spektra v prostoru a čase provádějí koncová uživatelská zařízení CPE a zasílají tyto informace do základnové stanice BS. Ovšem je to BS, která rozhodne, kdy je který kanál obsazen či nikoliv. Před tímto rozhodnutím ještě vstoupí do analýzy údajů informace z geo-lokační databáze. Tyto informace poskytuje entita známá jako Network manager.

Architektura 802.22 předpokládá 3 hlavní typy signálů v jejím operačním pásmu. Jsou to

- **analogová televize** - pokud signál analogové televize přesáhne hodnotu výkonu -94 dBm, 802.22 tento kanál uvolní
- **digitální televize** - stejně jako v předchozím případě, ovšem výkonová minimální výkonová úroveň je stanovena na -116 dBm.
- **FM mikrofony** - jejich formát není obecně standardizován, používají však frekvenční modulaci a šířku pásma okolo 200 kHz. 802.22 uvolní kanál, jakmile výkonová úroveň přesáhne hodnotu -107 dBm.

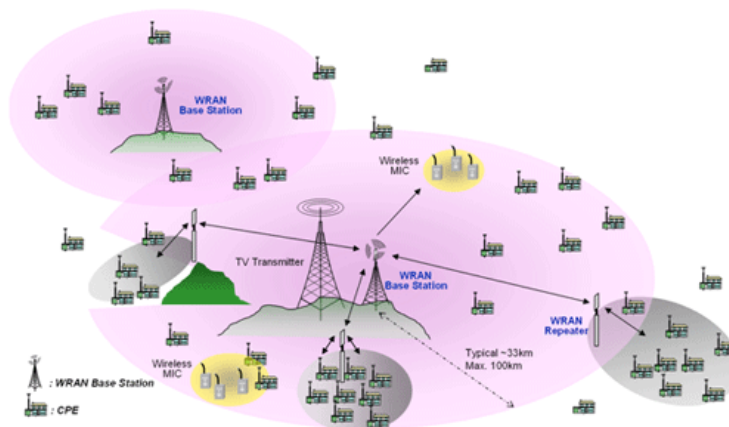
Ve své podstatě je WRAN 802.22 opravdovým kognitivním systémem, neboť provádí snímání spektra v celém svém rozsahu a přizpůsobuje se aktuálnímu dění uvnitř sítě.

3.2.3 Měření ve spektru

Citováno dle [10]. Koncová zařízení CPE plní mnoho důležitých úkolů, aby zajistila efektivní a hladké snímání spektra a přidělování kanálů. Základnová stanice BS požaduje od CPE periodické provádění měření zpravidla ve dvou formátech :

- **Snímání spektra uvnitř kanálu** - toto měření se vztahuje na kanály, které jsou přiděleny koncovým zařízením CPE základnovou stanicí BS. Toto zařízení přestane na chvíli vysílat a snímá svůj přidělený kanál. Při posuzování, zda je kanál přidělený CPE obsazen ještě dalším zařízením je nutné, aby CPE provádělo měření na velmi nízkých výkonových úrovních. Délka měření, kanály a další parametry jsou plně pod kontrolou BS. BS také může instruovat ostatní CPE, aby provedla různě dlouhá měření uvnitř kanálu. Z těchto údajů si BS sestavuje mapu obsazenosti buňky.
- **Snímání spektra vně kanálu** - koncová zařízení CPE jsou instruována ke snímání spektra mimo svůj přidělený kanál, aby se vytvořila mapa alternativních kanálů, pro případ náhlého obsazení přiděleného kanálu např. televizním vysílačem (CPE v pohybu). Sekundární efekt tohoto snímání je také zajištění dostatečně širokého ochranného pásma, je-li v sousedním kanále TV vysílač.

Koexistují-li dvě (případně více) sítě 802.22 blízko sebe, mohou jedna druhou interferovat a snímat její spektrum. Aby se zamezilo tomuto matení, kdy jedna síť snímá spektrum sítě druhé, jsou implementovány algoritmy detekce sousední sítě (adjacent network detecting algorithm). To mimojiné znamená synchronizaci tichých period, kdy dochází ke snímání spektra.



Obr. 3.1: Zobecněný model sítě 802.22 WRAN, převzato z [?]

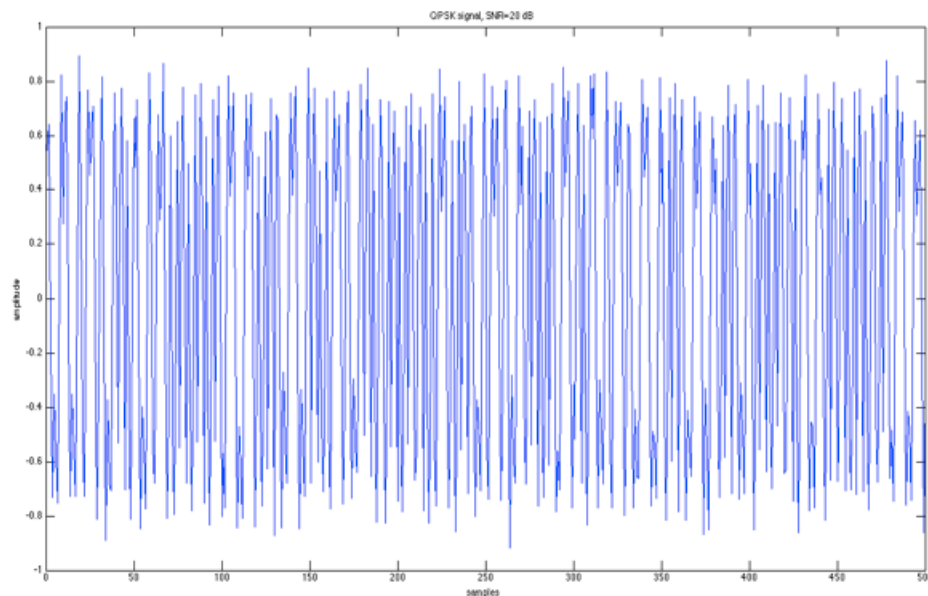
4 POČÍTAČOVÁ ANALÝZA

V prostředí MATLAB byl simulován energetický detektor, posléze pak detektor vlastních čísel matice kovariance. Jako vstupní signály posloužily náhodně vygenerované sekvence QPSK a OFDM.

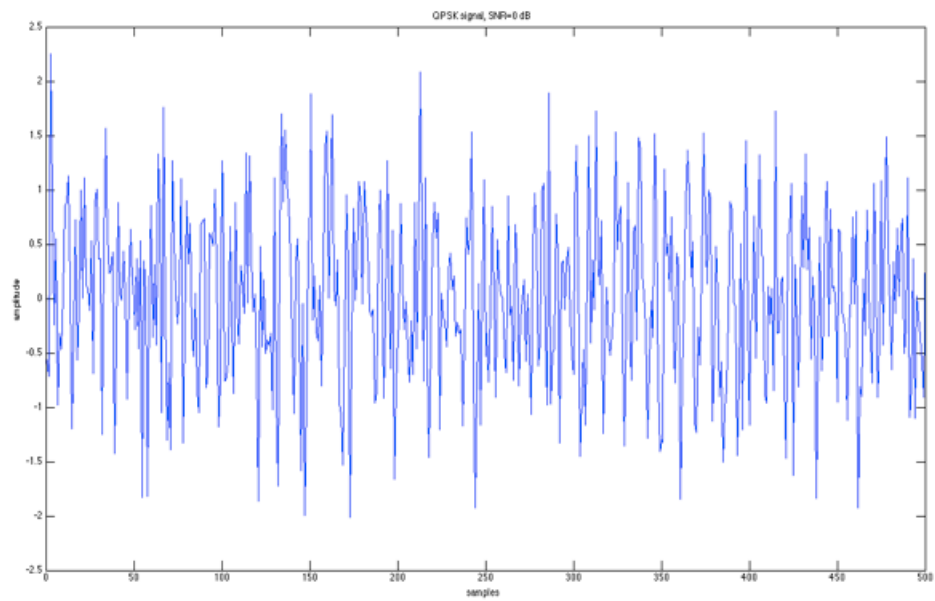
4.1 Simulace energetického detektoru

4.1.1 Signál QPSK

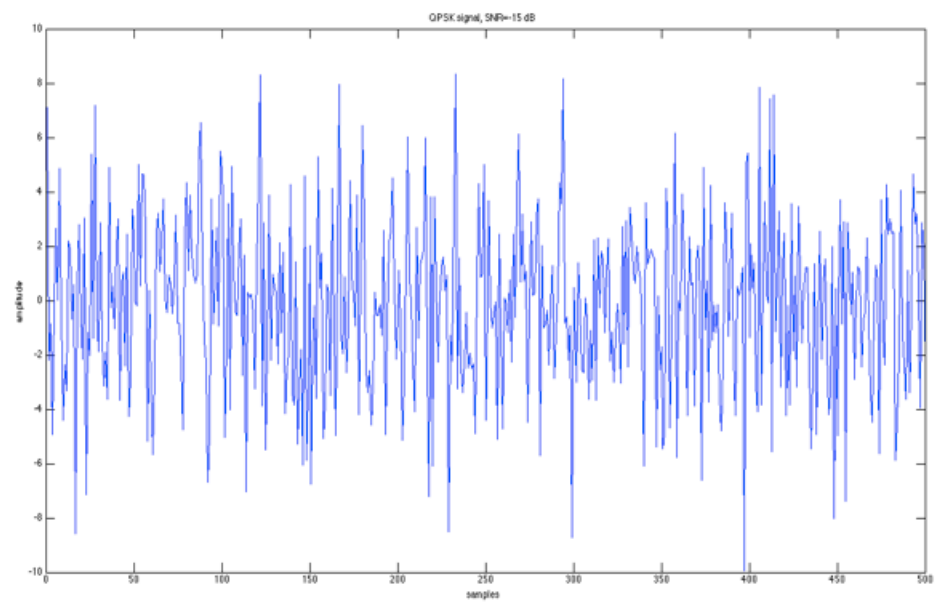
Náhodný datový tok je modulován na nosnou vlnu a posléze je k němu přičten Gaussovský šum. Výstupem funkce generátoru je tedy signál+šum a pouze šum.



Obr. 4.1: QPSK signál se SNR=20 dB



Obr. 4.2: QPSK signál se SNR=0 dB



Obr. 4.3: QPSK signál se SNR=-20 dB

Základním postup analýzy signálu je ten, že se utvoří pomyslné okno délky M , v tomto okně se sečtou energie jednotlivých vzorků (provede se součet čtverců amplitud), tato hodnota se uloží do vektoru E a celé okno se posune o jeden vzorek. Tímto způsobem okno "propluje" celým vstupním vektorem jak šumu, tak signálu + šumu.

Dalším krokem k určení, zda vstupní vektor obsahuje užitečný signál, je tzv. ladění prahu. Pokud amplituda signálu překročí jistou úroveň (práh), pak lze uvažovat nad tím, že se jedná o užitečný signál. Nepřekročí-li, pak jde pouze o šum. Připustíme tedy, že minimální hodnota prahu je nula a maximální hodnota prahu je maximální energie signálu. Za těchto okolností skript funguje tak, že nastaví práh na počáteční hodnotu a porovná počet vzorků, které překročí tuto hodnotu s celkovým počtem vzorků. Výsledný poměr je pravděpodobností detekce (příp. pravděpodobností falešného poplachu).

$$P_d = \frac{M^S}{M_{celk}^S} \quad (4.1)$$

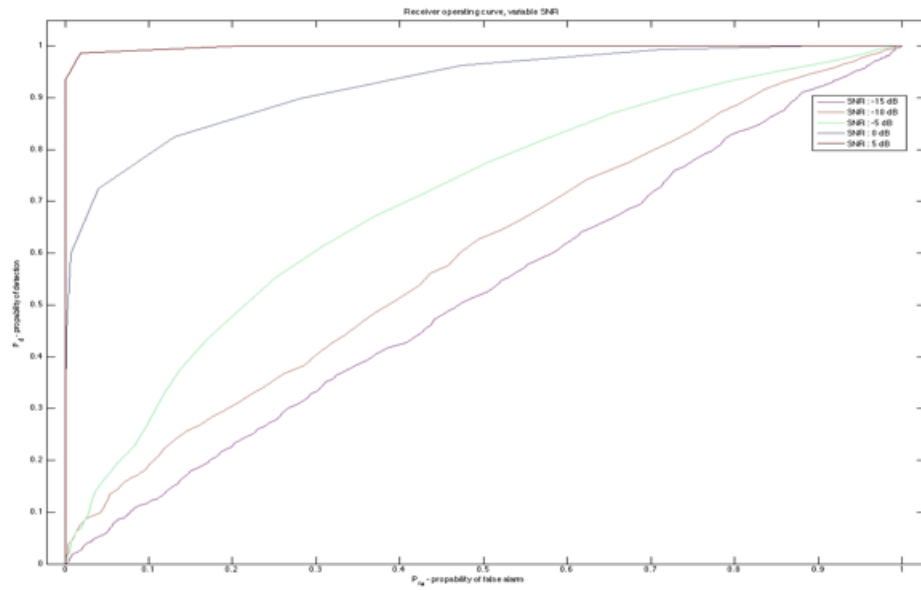
$$P_{fa} = \frac{M^N}{M_{celk}^N} \quad (4.2)$$

Pokud je krok ladění dostatečně jemný, obsahují vektory P_d a P_{fa} hodnoty korepondující s hodnotami kroků v jednotlivých iteracích. Tyto hodnoty v grafu zobrazí tzv. operační křivku přijímače (ROC křivku).

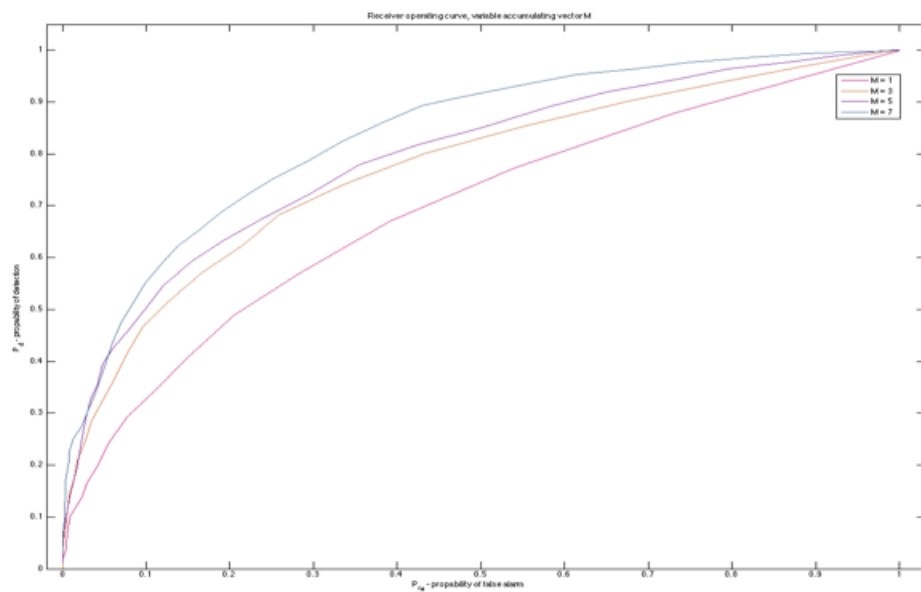
Problém metody energetické detekce je ten, že pro signály s rozprostřeným spektrem nelze aplikovat poučku o dostatečné energii signálu, resp. že energie signálu musí překonat práh λ_E .

Obrázek 4.4 ukazuje, že se zvyšujícím se SNR stoupá pravděpodobnost správné detekce P_d . ROC křivky jsou vypočteny pro SNR v intervalu od -15 do 5 dB s krokem 5 dB a pro délku okna $M = 10$ vzorků.

Experimentováním s délkou okna M bylo zjištěno, že tato ovlivňuje pravděpodobnost detekce a s tím i tvar ROC křivek a v neposlední řadě i čas potřebný k určení přítomnosti signálu (tento čas bude hrát klíčovou roli v HW implementaci).

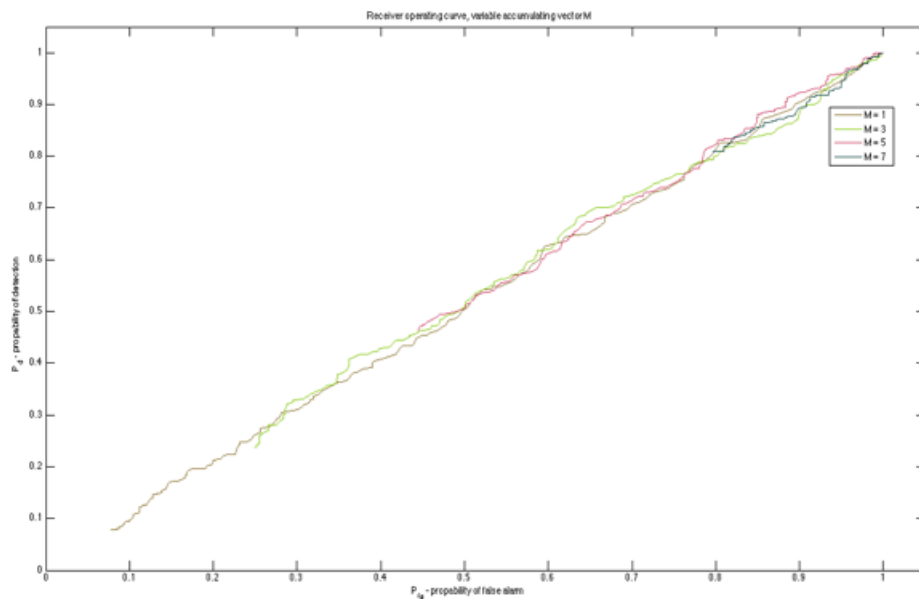


Obr. 4.4: ROC křivky energetického detektoru v závislosti na změně SNR

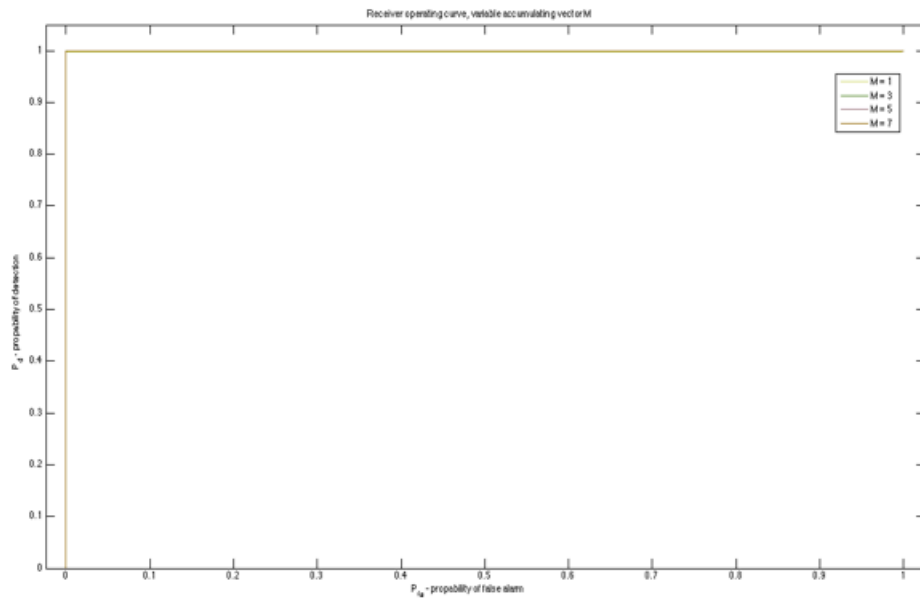


Obr. 4.5: ROC křivky energetického detektoru v závislosti na změně délky okna M , zde $\text{SNR} = 0 \text{ dB}$

Obrázek 4.5 ukazuje, jak zvýšení délky okna M zvýší pravděpodobnost správné detekce P_d . Délka okna M však není klíčovým parametrem a nehraje tak významnou roli jako SNR. Jinými slovy lze tedy říct, že bude-li nízké SNR, pak i P_d bude nízká a zvyšování délky okna M není optimální cestou k měření přítomnosti signálu. Na obrázku ?? je zachyceno zvyšování délky okna M pro QPSK signál se $\text{SNR} = 0$ dB, na obrázcích ?? a ?? je zachyceno zvyšování délky okna M pro $\text{SNR} = -15$ dB a pro $\text{SNR} = 20$ dB.



Obr. 4.6: ROC křivky energetického detektoru v závislosti na změně délky okna M , zde $\text{SNR} = -15$ dB

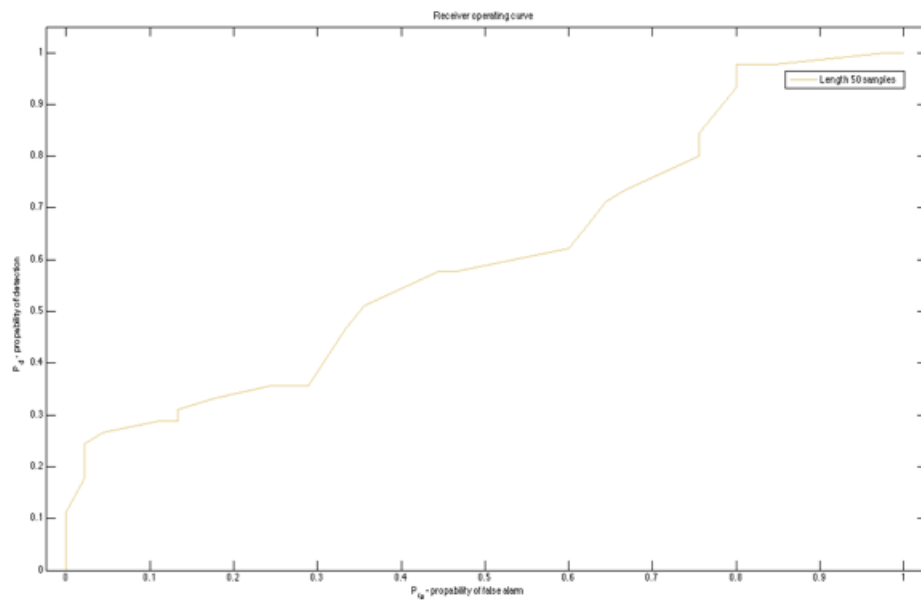


Obr. 4.7: ROC křivky energetického detektoru v závislosti na změně délky okna M , zde $\text{SNR} = 20 \text{ dB}$

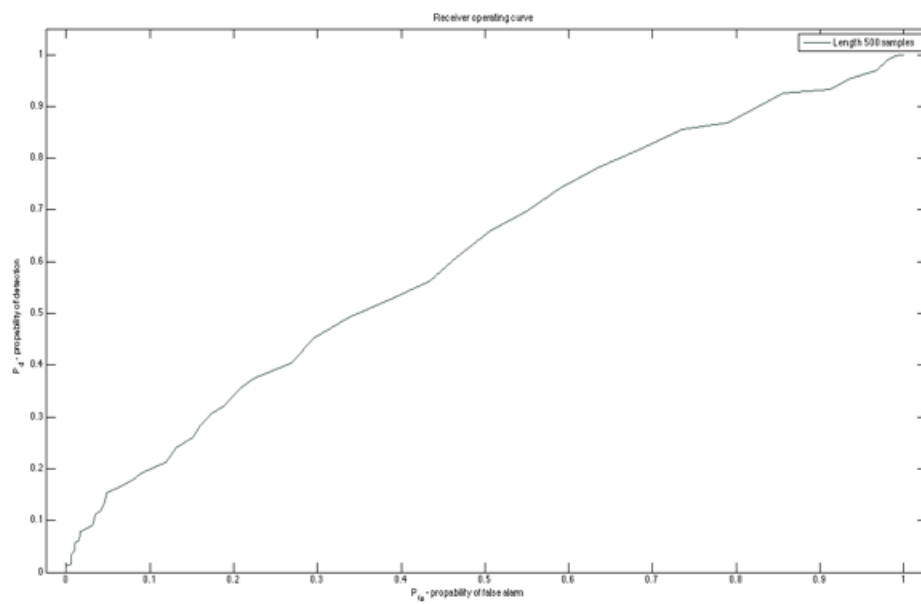
Pro signál s nadmíru velkým SNR je patrné, že bude-li délka okna $M = 1$, pak i pravděpodobnost správné detekce $P_d = 1$. Další zvyšování délky okna M již výsledek zpřesnit nemůže, ROC křivky pro vyšší M se již překrývají.

Pro signál s nízkým SNR se prodlužování délky okna M neuplatňuje jako v případě středního SNR. Jak ukazuje obrázek ??, tak ROC křivky jdou téměř identickou stopou.

Délka signálu (resp. počet vzorků) do jisté míry ovlivňuje, jak rychle detektor určí, zda je přítomen užitečný signál. Pro QPSK signál dlouhý pouze 50 vzorků je obtížnější určit P_d a P_{fa} a proto není trajektorie ROC křivky tak hladká jako v případě signálu desetinásobné délky.



Obr. 4.8: ROC křivka krátkého QPSK signálu

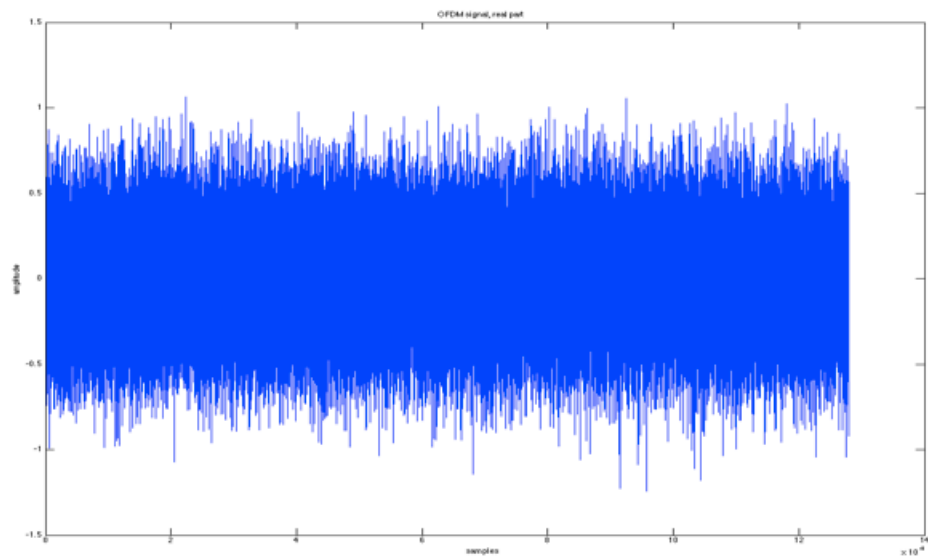


Obr. 4.9: ROC křivka dlouhého QPSK signálu

4.1.2 Signál OFDM

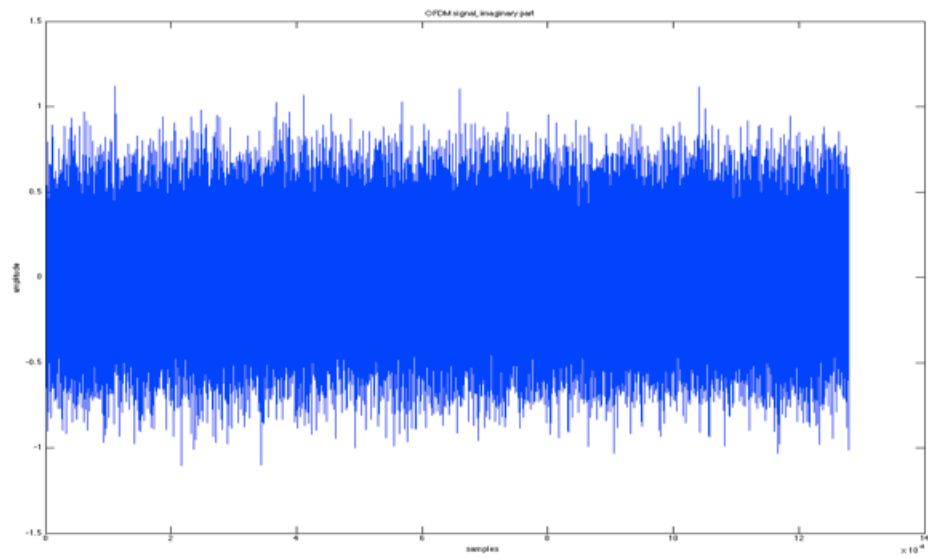
Analýza signálu OFDM metodou energetické detekce podle teoretického rozboru nemůže přinést uspokojivé výsledky, proto i testování detektoru bylo od počátku uzpůsobeno tomuto faktu.

Rozdělí-li se OFDM signál na reálnou a imaginární složku, pak lze určitým způsobem testování přítomnosti signálu ve spektru pomocí metody energetické detekce provést. Obrázky níže zachycují vygenerovanou směs užitečného signálu a šumu s poměrem $\text{SNR} = 0$ dB.

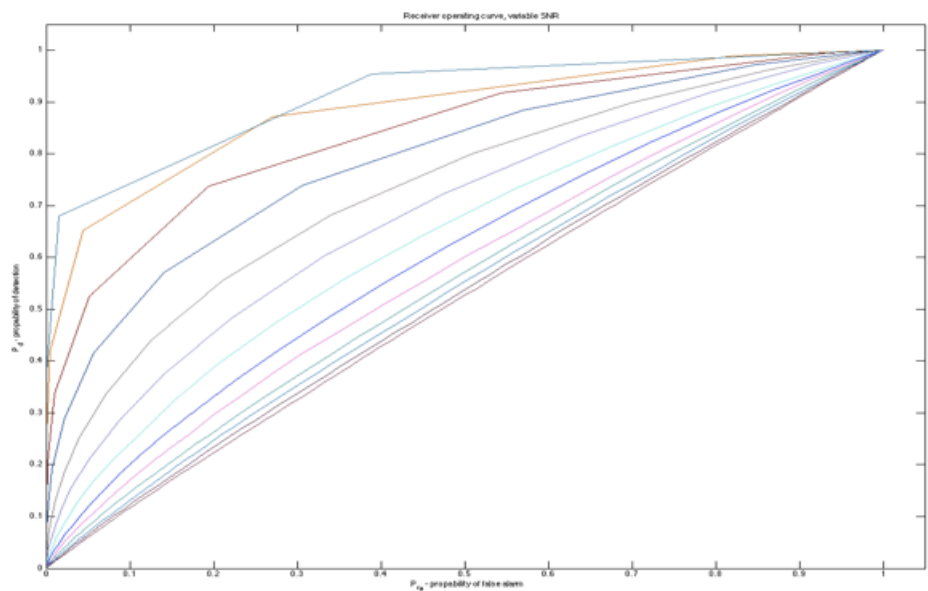


Obr. 4.10: Reálná část OFDM signálu

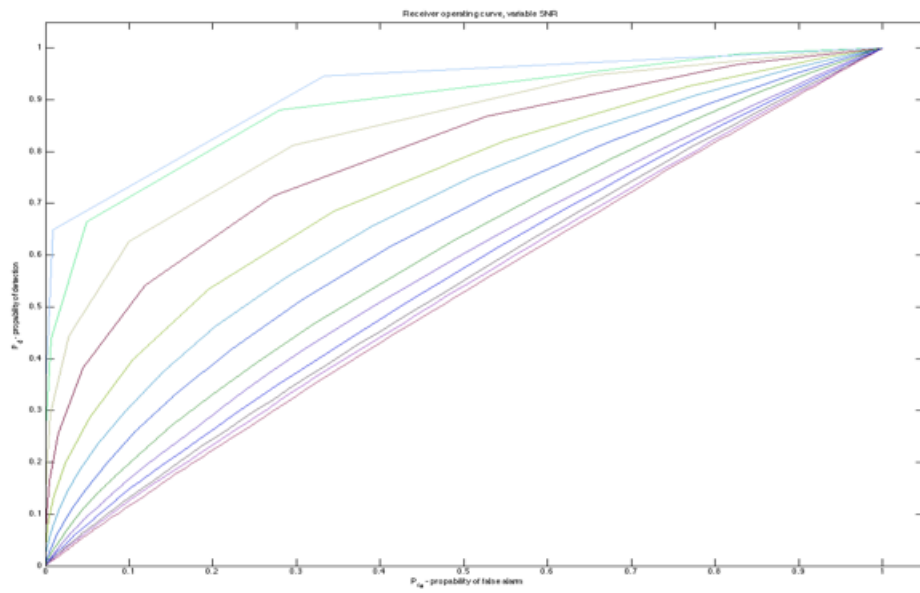
Skript byl upraven, aby pracoval jak s reálnou tak s imaginární částí signálu. Analýza stanovila výsledky, které zobrazují obrázky ?? a ??. Tyto grafy uvažují proměnné SNR.



Obr. 4.11: Imaginární část OFDM signálu

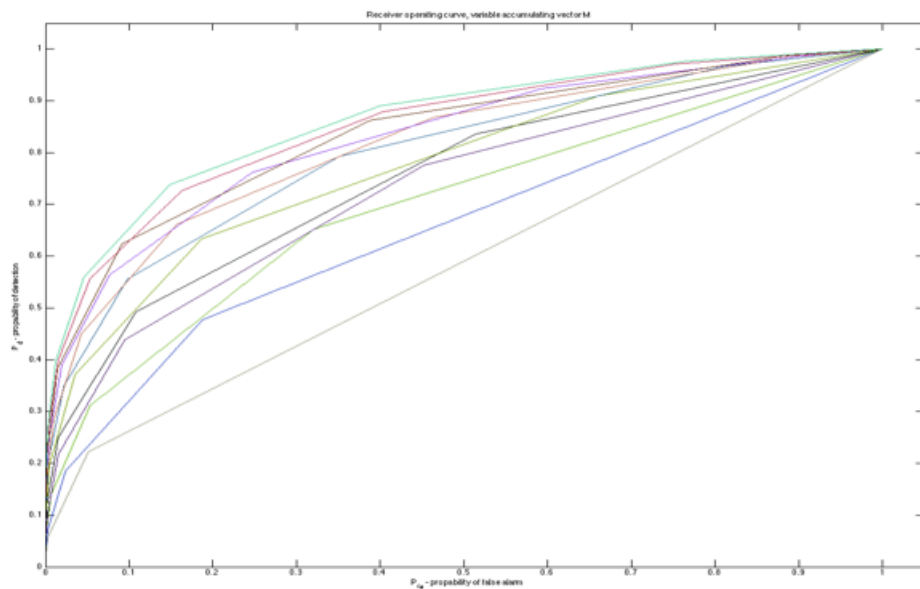


Obr. 4.12: ROC křivky reálné části OFDM signálu

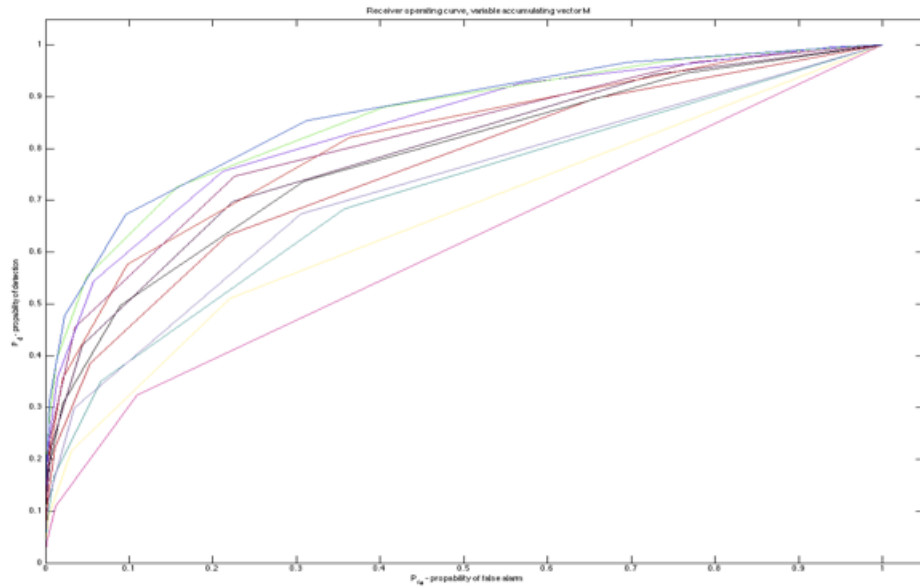


Obr. 4.13: ROC křivky imaginární části OFDM signálu

Dle poznatku v předešlé kapitole byla analýze podrobena i variance délky okna M . Výsledky prezentují grafy ?? a ??.



Obr. 4.14: ROC křivky reálné části OFDM signálu, variance délky okna M



Obr. 4.15: ROC křivky imaginární části OFDM signálu, variance délky okna M

Na první pohled se zdá, že detektor pracuje i pro signál širokopásmové modulace OFDM, nicméně ladění prahu bylo prováděno na základě hodnot signálu a k němu přičteného šumu. pro detekci signálů s rozprostřeným spektrem je nutné použít metodu jinou, jejich stručný přehled obsahuje kapitola 1, případně lze jejich specifitější výběr nalézt v [1] a v [7].

4.1.3 Zhodnocení metody energetické detekce

Dle teoretického rozboru v 1.1 jde o jednoduchou metodu, snadno realizovatelnou embedded zařízeními. Pro signály s velkým až středním SNR funguje spolehlivě, pro signály s nízkým SNR funguje nespolehlivě a pro signály s rozprostřeným spektrem nepřináší uspokojivé výsledky.

Z výsledků parciálních analýz lze sestavit robustní základ HW implementace, kde klíčovou roli bude hrát SNR přijímaného signálu, méně klíčovou pak délka plovoucího okna M a délka analyzovaného signálu.

4.2 Simulace detektoru vlastních čísel matice kovariance

Převzato z [7]. Tato metoda je zaměřena na vlasnosti signálu. Předpokládejme, že signál je Gaussovský šum s nulovou střední hodnotou. Pak $x \approx CN(0, R_x)$, kde R_x je matice kovariance signálu x . Potom platí hypotézy

$$H_0 : y \approx CN(0, \sigma^2 I), \quad (4.3)$$

$$H_1 : y \approx CN(0, R_x + \sigma^2 I). \quad (4.4)$$

R_y bude matice kovariance přijatého signálu y , $R_y = E[yy^H]$. Obvykle je signál x korelovaný, takže má R_x velký rozptyl vlastních čísel. Je to případ pro obvyklý MIMO systém nebo pro signály OFDM. Pokud platí H_0 jsou všechna vlastní čísla matice kovariance R_y rovna rozptylu σ^2 , nicméně pokud platí hypotéza H_1 , pak jsou vlastní čísla R_y rovna $\delta_i + \sigma^2$, $i = 0, \dots, N - 1$, kde δ_i jsou vlastní čísla matice kovariance R_x . Pokud se tedy vlastní čísla matice kovariance setřídí sestupně, bude mezi největšími a nejmenšími významný rozdíl. Na základě poměru těchto čísel lze postavit účinný detektor přítomnosti signálu s podobným laděním prahu, jako tomu bylo v kapitole 4.1.

4.2.1 Signál OFDM

Na základě teoretického rozboru uvedeného výše se lze domnívat, že metoda detekce vlastních čísel matice kovariance přinese velmi spolehlivé výsledky.

Vygenerovaný signál OFDM je zkrácen na délky 10 tisíc symbolů, posléze se vypočte odhad matice kovariance pro šum, dále pak pro signál + šum (zašuměný signál). Vestavěná funkce v prostředí MATLAB `eig()` spočítá vektor vlastních čísel, porovnáním jejich maximálních a minimálních hodnot získáme údaj, podle kterého rozhodneme, zda je v uvažovaném pásmu přítomen užitečný signál či nikoliv.

SNR	-50dB	0dB	50dB
Signál + šum	286406	69648	17171459
Pouze šum	-6270947259553662	-5773308006476026	-5866111155058666

Tab. 4.1: Výsledky simulací pro různé hodnoty SNR (nízká, střední, vysoká)

Experimentováním a opakovaným spouštěním simulace bylo zjištěno, že aditivní Gaussovský šum je charakterizován velmi velkým záporným číslem, zatímco signál + šum je charakterizován číslem kladným. Nebylo testováno, jaké výsledky by přinesla simulace v jiném kanále než je AWGN.

4.2.2 Zhodnocení metody detekce vlastních čísel matice kovariance

Není účelem projektu tuto metodu implementovat do HW. Nevýhodou metody detekce vlastních čísel matice kovariance je její omezení pouze na kanál AWGN a diskutabilní náročnost při implementaci do obvodu FPGA.

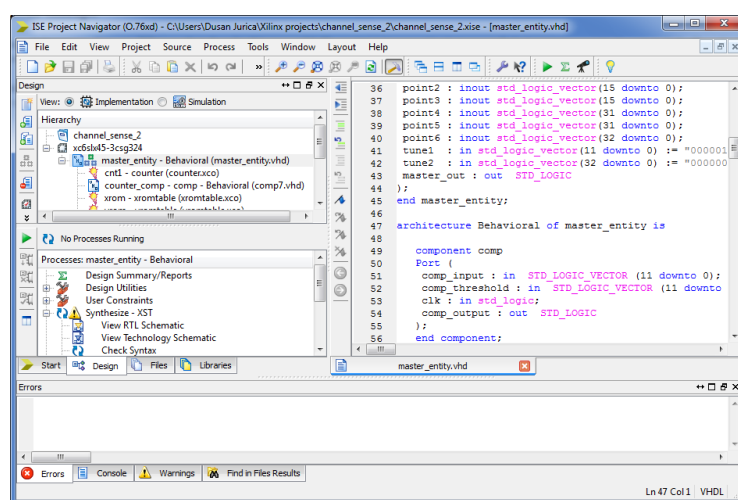
5 IMPLEMENTACE

5.1 Úvod do FPGA a VHDL

(Převzato z [12]) Programovatelná hradlová pole (Field Programmable Gate Array) jsou speciální digitální integrované obvody obsahující různě složité programovatelné bloky propojené konfigurovatelnou maticí spojů. Na rozdíl od obvodů ASIC (Application Specific Integrated Circuit) jsou obvody FPGA naprogramovatelné v zákaznické aplikaci na požadovanou funkci, jsou tedy univerzálnější. Jejich typické nasazení je v oblasti menších sérií navrhovaných zařízení, kdy se návrh obvodů ASIC ještě nevyplatí a kdy řešení s konvenčními procesory není vhodné (vektorové obvodové analyzátoři, digitální osciloskopy a jiná komplexní zařízení). Nejznámějšími představiteli rodiny FPGA jsou obvody Spartan a Virtex od firmy Xilinx, Cyclone od firmy Altera a ECP od firmy Lattice Semiconductor.

(Převzato z [13]) Programovací jazyk VHDL (standardem od roku 1987, revidován o 10 let později) spolu s jazykem Verilog se řadí k hlavním programovacím jazykům pro syntézu hradlových polí. Jedná se o typový programovací jazyk, obsahuje prostředky pro popis paralelismu, konektivity a explicitní vyjádření času.

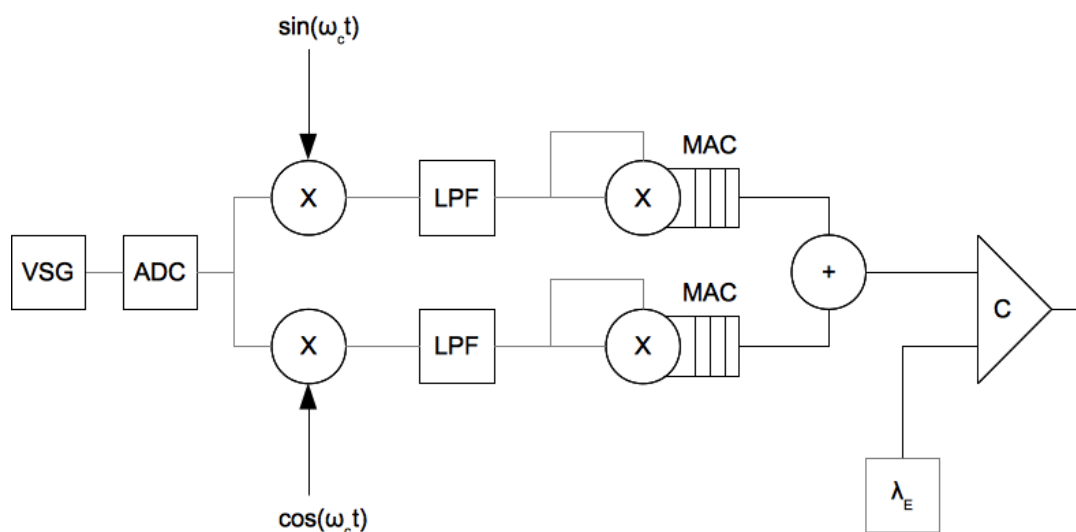
Sada softwareových nástrojů Xilinx ISE Webpack verze 14.1 obsahuje hlavní aplikaci pro kompozici kódu (Project Navigator), aplikaci pro nahrávání bitových souborů do obvodu (iMPACT), aplikaci pro manuální konfiguraci pinů hradlového pole (Plan Ahead), aplikaci pro analýzu vnitřních signálů přímo v obvodu (Chipscope), nástroj pro generování IP jader (Core generator) a další.



Obr. 5.1: Hlavní okno ISE Project Navigator

5.2 Blokové schéma energetického detektoru

Na vstupu energetického detektoru je anténa (resp. vektorový generátor), AD převodník a kvadrurní demodulátor. Spektra složek I a Q je ještě nutno omezit filtrem typu dolní propust. Jednotlivé vzorky složek I a Q jsou pak násobeny a akumulovány v blocích MAC (multiply - accumulate). Výstupy MAC bloků jsou posléze sečteny ve sčítačce, jejíž výstup porovnává komparátor s rozhodovacím prahem λ_E . Překročením prahu dojde k překlopení komparátoru a k signalizaci, že sledovaný kmitočet je již obsazen užitečným signálem.

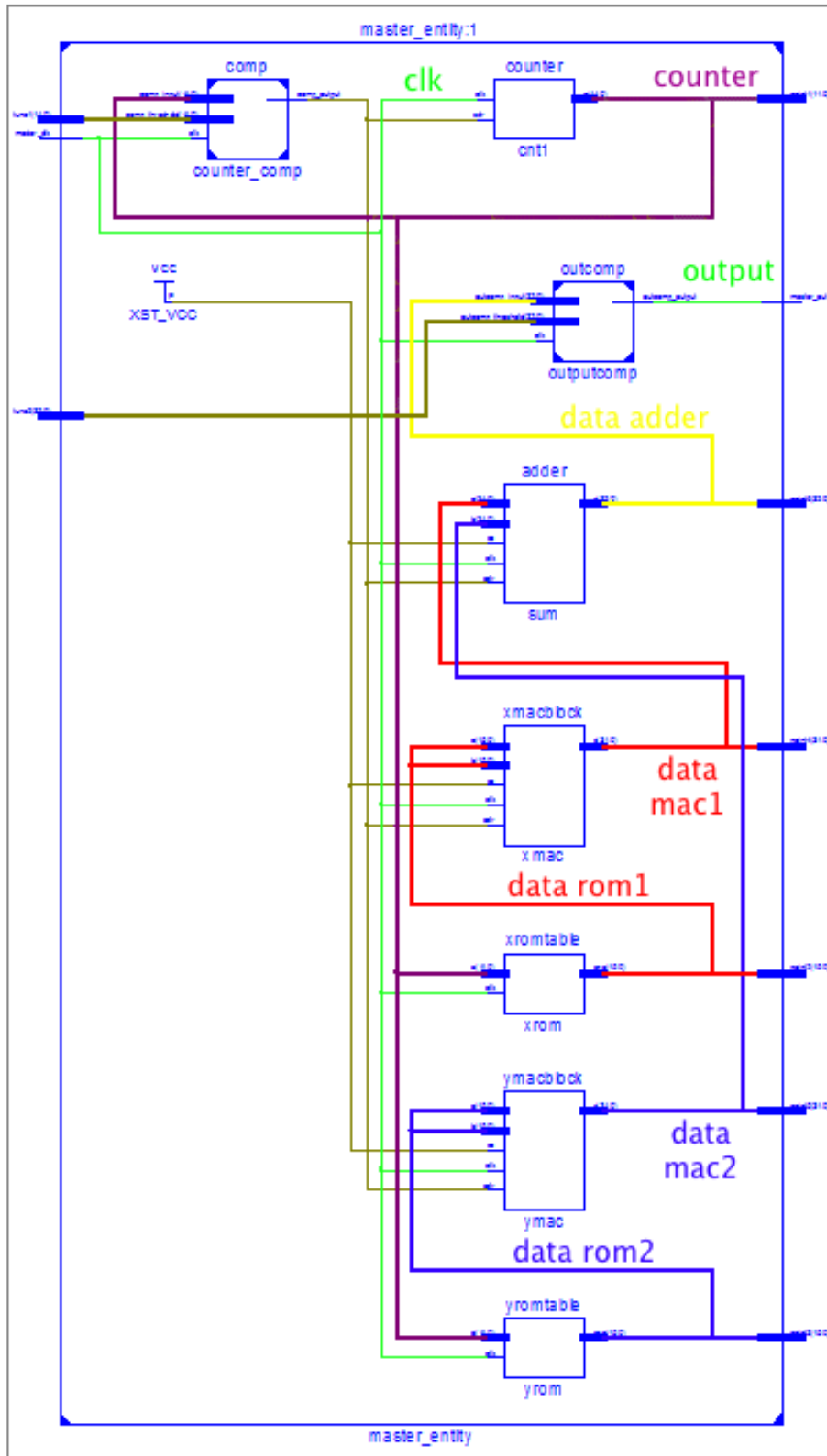


Obr. 5.2: Blokové schéma energetického detektoru

Na konci akumuláčního cyklu je na výstupu MAC bloků hodnota popsána vztahem 1.7 na straně 16.

5.3 Obvodová simulace

Simulace s reálným signálem byla uskutečněna podle zjednodušeného schématu detektoru (obr. 5.3), jehož vstupní složky I a Q jsou realizovány paměťovými bloky ROM, ve kterých jsou uloženy koeficienty reálného navzorkovaného signálu.

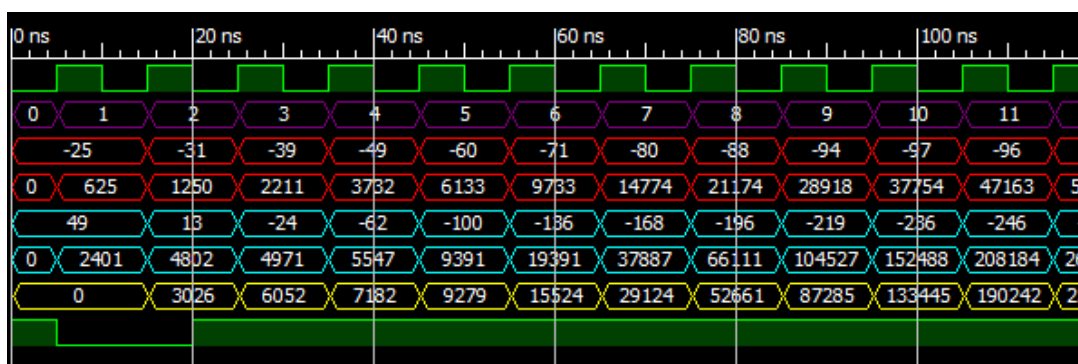


Obr. 5.3: Blokové schéma simulácie energetického detektoru

5.3.1 Vstupní signál QPSK

První zelený průběh jsou systémové hodiny. Temně fialový průběh označuje vstupní čítač, který mj. adresuje výstupní data z paměťového bloku ROM. Výstupní data zachycují průběhy 1. červený a 1. modrý. Tato data jsou následně umocněna a akumulována v bloku MAC, tj. 2. červený a 2. modrý průběh. MAC bloky pracují se zpožděním, proto je první hodnota z ROM paměti umocněna a akumulována dvakrát.

Žlutý průběh označuje výstup sčítačky, taktéž pracuje se zpožděním. Poslední zelený průběh označuje výstup detektoru, který přímo určuje, zda je pásmo obsazeno či nikoliv. V tomto případě byl rozhodovací práh překonán záhy.



Obr. 5.4: Výsledek simulace nad množinou vzorků QPSK signálu

Způsob výpočtu výstupu MAC bloku 1 (2. červený průběh) pro prvních 5 taktů hodinového signálu :

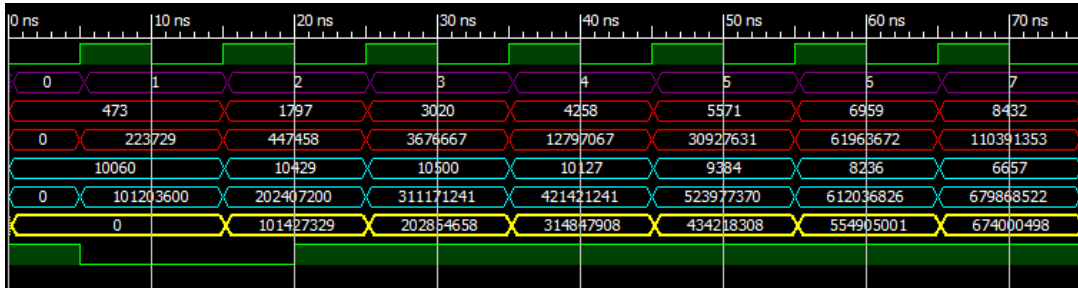
$$(-25)^2 + (-25)^2 + (-31)^2 + (-39)^2 + (-49)^2 + (-60)^2 = 9733 \quad (5.1)$$

5.3.2 Vstupní signál WiMAX

Sled signálů je stejný jako v předchozím případě. V paměti ROM jsou uloženy vzorky signálu WiMAX (I složka a Q složka). Jejich umocňování a akumulaci vystihují průběhy 2. červený a 2 modrý. Výstup ze sčítačky (žlutý) je porovnáván komparátorem s ladícím prahem. I v tomto případě byl ladící práh překonán velmi brzy.

Způsob výpočtu výstupní hodnoty MAC bloku 1 (2. druhý červený průběh) pro prvních 5 taktů hodinového signálu :

$$473^2 + 473^2 + 1797^2 + 3020^2 + 4258^2 = 30927631 \quad (5.2)$$



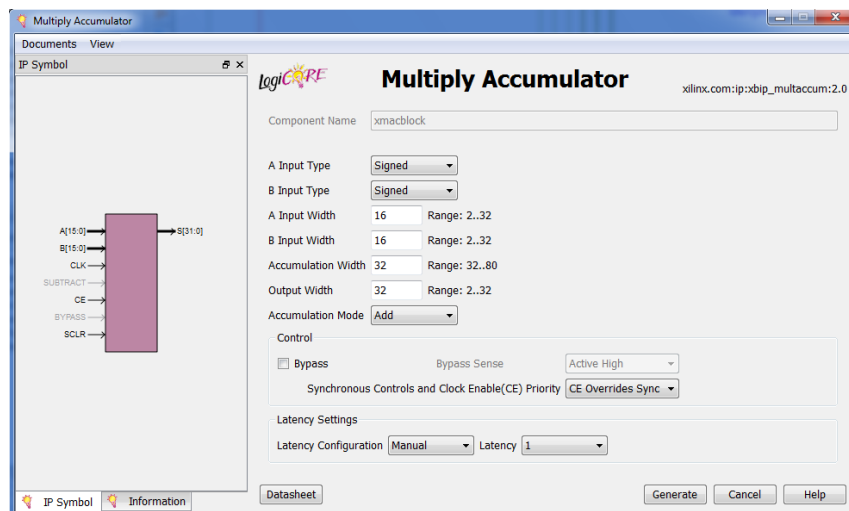
Obr. 5.5: Výsledek simulace nad množinou vzorků signálu WiMAX

Výsledky simulací splňují očekávané předpoklady.

5.3.3 Nastavení IP jader

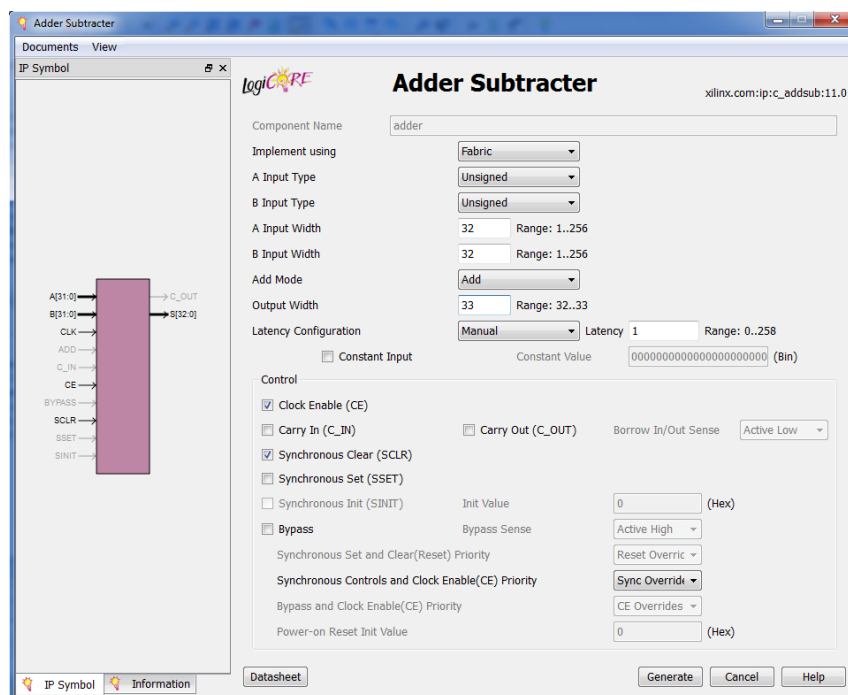
IP jádra jsou (jak uvádí [18]) funkční bloky, které jsou intelektuálním majetkem (obvykle) jejich tvůrce. Ten pak poskytuje oprávnění dalším stranám k užití těchto bloků, nikoliv však k jejich úpravě, potažmo k reverzní analýze (diskutabilní). Jsou výhodná zejména tam, kde je nutné vstoupit rychle na trh a nezabývat se vývojem již vyvinutých komponent (například jádra řadičů pro ethernet, LCD či USB, jádro audiokodeku AC97, přehrávače MP3, jádra DSP funkcí - FFT, DCT, Viterbi a mnohá další).

IP jádra použitá v simulaci jsou velmi flexibilní a obsahují širokou škálu (mnohdy nevyužitých) parametrů. Nejdůležitějším prvkem jádra energetického detektoru je blok MAC.



Obr. 5.6: Okno nastavení jádra Multiply Accumulate

Vstupy jsou koncipovány jako původně 16-ti bitové, kvůli převodníkové desce z rané fáze vývoje a jsou znaménkové (signed). Akumulační šířka byla ponechána na hodnotě 32, jedná se o vnitřní funkci (dle [17]). Šířka výstupní sběrnice, pro řádné plnění funkce násobení, je také 32-ti bitová. Důležitým signálem je SCLR (synchronous clear), zajišťující nulování akumulované hodnoty. Za zmínku stojí ještě signál BYPASS, který přemostí akumulaci logiku a z bloku se stane násobička (není použit).

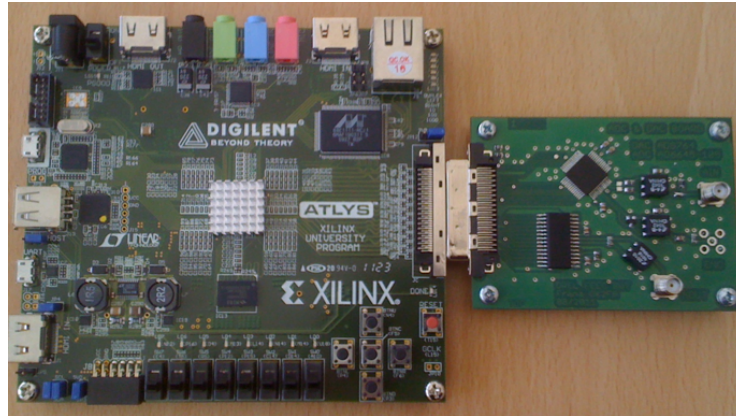


Obr. 5.7: Okno nastavení jádra sčítačky

Vstupy sčítačky tvoří 32ti bitové neznaménkové sběrnice (unsigned). Šířka výstupní sběrnice je 33 bitů, pro zajištění přenosu do vyššího řádu. Signál SCLR, stejně jako v předchozím případě slouží k nulování výstupu sčítačky.

5.4 Implemetace

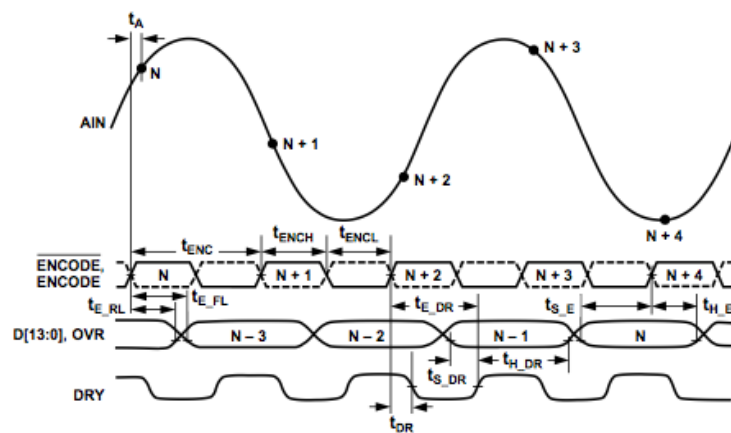
K implementaci v rané fázi vývoje sloužila vývojová deska s FPGA Spartan 3A-DSP a převodníková karta EXP HS-ADC od společnosti AVNET. Důsledkem pravděpodobně chybné interpretace vnitřních signálů a jejich propojení na rozšiřující konektor byl přechod k vývojové platformě Digilent Atlys s FPGA Spartan 6 s laboratorním převodníkovým modulem.



Obr. 5.8: Vývojová deska Digilent Atlys

AD převodník nese označení AD6645, jedná se o 14-ti bitový vysokorychlostní převodník. Pro jeho správnou funkci bylo nutné upravit systémové hodiny na požadovaný kmitočet.

Podle tabulky 4 v [dokumentace k převodníku] je třeba přivést na vstup ENCODE signál, jak ukazuje časovací diagram.

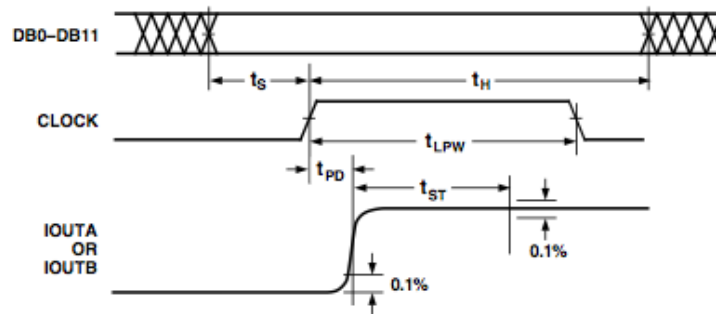


Obr. 5.9: Časový diagram AD převodníku AD6645 (převzato z [14])

Typická hodnota periody signálu ENCODE $t_{ENC} = 12,5 \text{ ns}$. Z časového diagramu převodníku dále plyne, že mezi aktivními úrovněmi signálů ENCODE a DATA READY je konstatní časová prodleva t_{DR} , typicky 2 ns. Zpoždění mezi aktivizací vzorku N a aktivní úrovní signálu DATA READY pro příslušný vzorek se dá vyjádřit jako

$$t_{N_DELAY} = 3 \cdot t_{ENC} + t_{E_DR} = 3 \cdot 12,5 + 8,25 = 45,75 \text{ ns} \quad (5.3)$$

DA převodník nese označení AD9764, jedná se o 14-ti bitový 100 MSps DA převodník, lze jej považovat za funkční komplement AD převodníku AD6645.



Obr. 5.10: Časový diagram DA převodníku AD9764 (převzato z [15])

Nejkratší přípustná doba aktivního stavu signálu CLOCK $t_{LPW} = 3,5 \text{ ns}$. Uvažováním střidy 1:1 dospějeme k minimální periodě CLOCK signálu $T_{CLOCK} = 7 \text{ ns}$, tedy maximálnímu kmitočtu 142,857 MHz.

5.4.1 Návrh řízení převodníků

Převodníková deska je spojena se základní deskou Atlys pomocí VHDCI konektoru, který byl účelně vytvořen pro vysokorychlostní aplikace. Zapojení jednotlivých pinů převodníkové desky ke konektoru VHDCI je z výroby nastaveno tak, jak popisují tabulky C.1 a C.2 v příloze, pro úpravu systémových hodin jsou důležité zejména signály DATA READY a ENCODE, napojené na piny konektoru EXP-IO10_P a EXP-IO10_N.

K těmto pinům je nutné připojit i obvod FPGA, toho se dosáhne pomocí User Constraint File. UCF soubory popisují rozmístění signálů a sběrnic na pinech obvodu FPGA. Připojení obvodu FPGA k signálům DATA READY a ENCODE zajistí následující řádky :

```
NET CLK-ENC LOC="T10";
NET DRY      LOC="R10";
```

Celý UCF soubor je v příloze A.

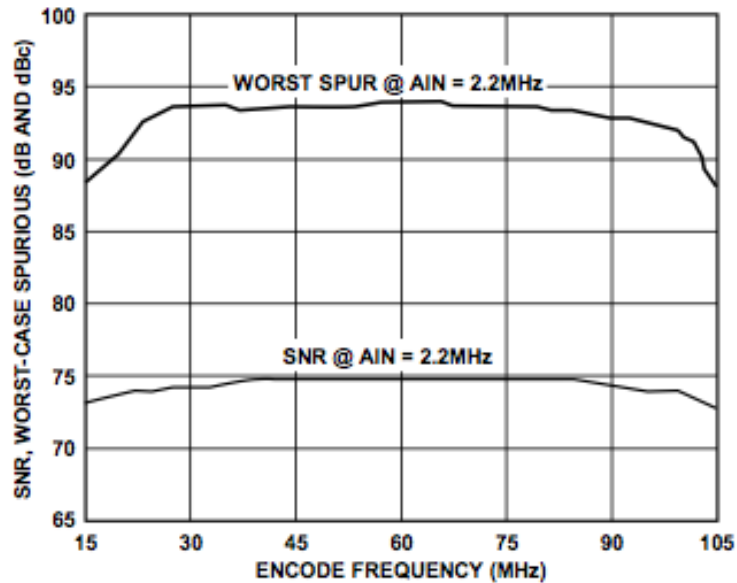
Úprava systémového hodinového signálu pro převodník je zajištěna prostým dělením dvěma. Takto upravený signál ENCODE je přiveden na AD převodník a pomocí ošetření datových výstupů jsou data z AD převodníku dále zpracována.

```
process(clk) -- cnt = 2 => 50 MHz
  variable cnt : integer := 0;
  variable last_level : boolean := false;
begin
if (clk='1' and clk'event) then
  cnt := cnt + 1;
  if (cnt=2 and last_level=false) then
    cnt := 0;
  adc_cle <= '1';
  last_level := true;
  elsif (cnt=2 and last_level=true) then
    cnt := 0;
  adc_cle <= '0';
  last_level := false;
  end if;
end if;
end process;
```

Takt signálu ENCODE je po zpomalení 50 MHz, což na jeho funkci nemá vliv. V dokumentaci lze nalézt závislost SFDR na kmitočtu signálu ENCODE, ta je tímto zpomalením ovlivněna pouze minimálně (v řádu desetin, nejvýše však jednotek dBc), jak ukazuje obrázek 5.11.

Pro ověření funkce převodníkové desky byl vytvořen signálový bypass, tedy data z AD převodníku jsou bez úpravy vysílána DA převodníkem na výstup desky a posléze ověřována osciloskopem.

Pravděpodobně nesprávným časováním DA převodníku došlo k nestandardní funkci bypassu.



Obr. 5.11: Závislost SFDR na kmitočtu (převzato z [14])

```

process(clk) -- cnt = 100 => 1 MHz
    variable cnt : integer := 0;
    variable last_level : boolean := false;
begin
    if (clk='1' and clk'event) then
        cnt := cnt + 1;
        if (cnt=100 and last_level=false) then
            cnt := 0;
            dac_clock <= '1';
            last_level := true;
        elsif (cnt=100 and last_level=true) then
            cnt := 0;
            dac_clock <= '0';
            last_level := false;
        end if;
    end if;
end process;

```

Proces získání dat z AD převodníku a jejich přeposlání na DA převodník :

```

process(adc_cle)
    variable slow : integer := 0;
begin

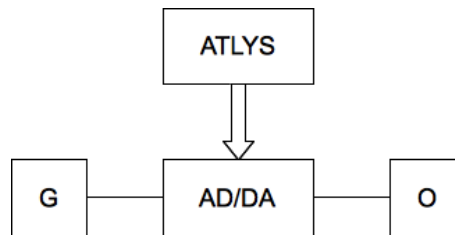
```



```

if (adc_dry = '1') then
  slow := slow + 1;
  if (slow = 50) then
    dac <= adc;
  end if;
end if;
end process;

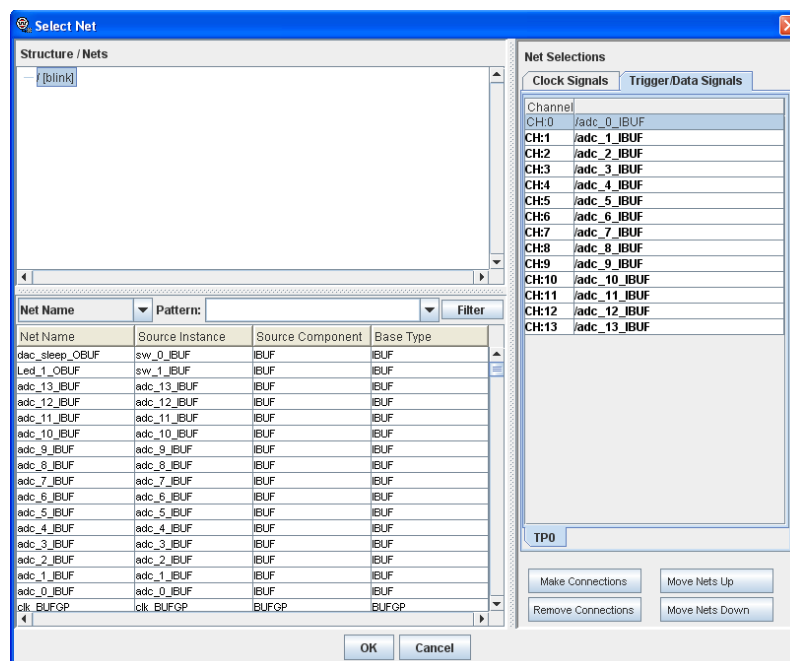
```



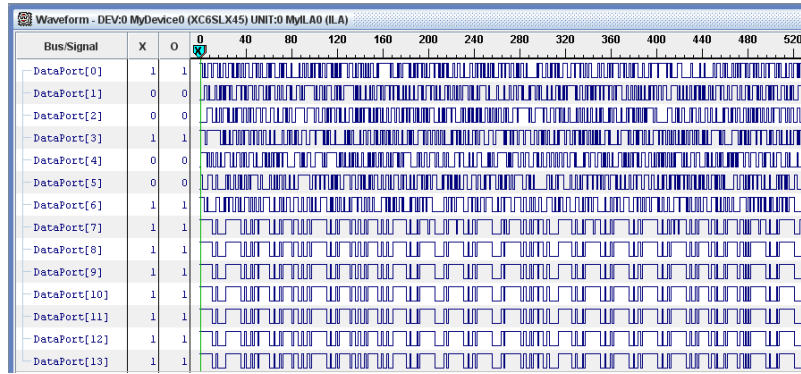
Obr. 5.12: Signálový bypass

5.4.2 Analýza dat pomocí programu Chipscope Pro

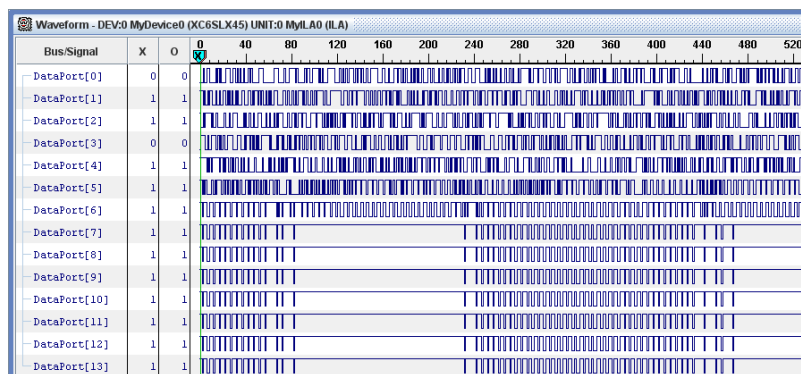
Pomocí chipscope definition file byl namapován výstupní datový port AD převodníku a následně pomocí debugovací linky analyzován v programu Chipscope.



Obr. 5.13: Propojení signálů AD převodníku

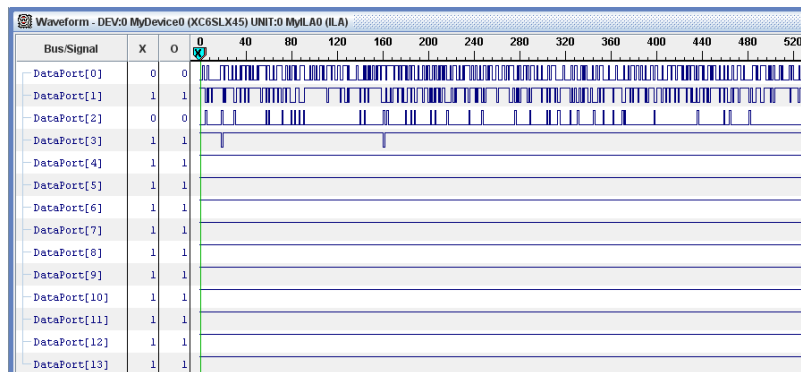


Obr. 5.14: Analýza výstupu AD převodníku, $f_{in} = 1 \text{ MHz}$.



Obr. 5.15: Změna výstupního kmitočtu signálu generátoru, $f_{in} = 100 \text{ kHz}$.

Odpojením výstupu generátoru zpracovává AD převodník pouze šumové pozadí.



Obr. 5.16: Výstup AD převodníku při odpojeném generátoru

Pomocí modulu Chipscope Pro byla provedena analýza výstupních signálů AD převodníku AD6645. Výsledky této analýzy jsou uspokojivé, AD převodník byl korektně časován.

6 VÝSLEDKY PRÁCE

6.1 Výsledky simulace

V programu ISE Project Navigator bylo sestaveno schéma pro testování energetického detektoru. Jako vstup posloužili dříve navzorkované reálné signály QPSK a WiMAX. Referenční hodnota rozhodovacího prahu λ_E vyšla z experimentu a byla stanovena podle sestaveného vztahu

$$\lambda_E = \frac{1}{K} \cdot \sum_{i=0}^K \frac{\vec{N}}{100}, \quad (6.1)$$

kde

K ... délka vektoru vzorků \vec{N} ,

\vec{N} ... vektor vzorků reálného signálu.

Tento způsob určování rozhodovacího prahu λ_E přinesl uspokojivé výsledky simulace.

6.2 Výsledky implementace do HW

Pro správnou funkci převodníkového modulu byl vytvořen UCF soubor pro propojení pinů obvodu FPGA s piny konektoru VHDCI (příloha A).

Byly vytvořeny procesy pro zpomalení systémového hodinového taktu tak, aby byla zajištěna funkce převodníků (příloha B).

Sestavený proces bypass vykazoval nestandardní funkci. Jeho úlohu částečně převzala analýza AD převodníku pomocí modulu Chipscope Pro (kapitola 5.4.2).

Proces uspání DA převodníku (SLEEP) vykázal při ověřování spolehlivou funkci.

Efektivitu implementace nebylo možné posoudit přímo, pouze z vestavěného modulu Design summary, kdy i při použití IP jader objem designu nepřesáhl 1% z dostupných logických bloků.

7 ZÁVĚR

Cílem této diplomové práce byla implementace metody energetické detekce signálu ve spektru do obvodu FPGA. V rané části vývoje sloužila k ověřování funkce deska s obvodem Spartan 3A-DSP a převodníkovými moduly EXP HS-ADC, resp. EXP HS-DAC. Důsledkem pravděpodobně chybné interpretace vnitřních signálů a jejich propojení na rozšiřující konektor byl přechod k vývojové platformě Digilent Atlys s FPGA Spartan 6 s laboratorním převodníkovým modulem.

Během návrhu řízení převodníkového modulu a jeho implementace do obvodu FPGA se bohužel vyskytly potíže, které se i přes velkou snahu nepodařilo odstranit. Jejich příčinou je pravděpodobně špatný návrh časování.

Z práce na projektu vyplynulo, že proces tvorby designu pro obvod FPGA, jeho ověření a implementace je velmi náročný a rozsáhlý, zejména časově, ale i hardwareově.

Výsledky práce shrnuje kapitola 6

LITERATURA

- [1] YÜCEK, Tevfik, ARSLAN, Hüseyin. *A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications*. IEEE Communications surveys & Tutorials [online]. 2009, 11, 1, [cit. 2012-5-18]. Dostupný z URL : <<http://bit.ly/JbmfwO>>. ISSN 1553-877X.
- [2] *Učebnice teorie rádiové komunikace* [online]. [s.l.] : [s.n.], 4.1.2011 [cit. 2012-5-18]. Dostupné z URL : <<http://bit.ly/MpxP8g>>.
- [3] Tools4sdr [online]. c2008 [cit. 2012-5-18]. *Detection of DVB-T signals (with USRP, GNU Radio and Matlab)*. Dostupné z URL : <<http://bit.ly/LhdMK7>>.
- [4] WU, YaGun. *A survey of spectrum sensing algorithm for cognitive radio applications*. In [online]. [s.l.] : [s.n.], 2009 [cit. 2012-5-18]. Dostupné z URL : <<http://bit.ly/JWnvCX>>.
- [5] SAHAI, Anant, CABRIC, Danijela. *Spectrum sensing : fundamental limits and practical challenges*. In [online]. [s.l.] : [s.n.], 2005 [cit. 2012-5-18]. Dostupné z URL : <<http://bit.ly/LhefMe>>.
- [6] SHELLHAMMER, Stephen J. *Spectrum sensing*. In [online]. [s.l.] : [s.n.], 2008 [cit. 2012-5-18]. Dostupné z URL : <<http://bit.ly/INbE8U>>.
- [7] NADLER, Boaz, PENNA, Federico, GARELLO, Roberto. *Performance of Eigenvalue-based Signal Detectors with Known and Unknown Noise Level*. [online]. 2011 [cit. 2012-05-18]. Dostupné z URL : <<http://bit.ly/J2jEQZ>>
- [8] AXELL, Erik, LEUS, Geert, LARSSON, Erik G. *Overview of spectrum sensing for cognitive radio*. In [online]. [s.l.] : [s.n.], 2010 [cit. 2012-5-18]. Dostupné z URL : <<http://bit.ly/t0JIF4>>.
- [9] PETERKA, Jiří. *emph802.22 WRAN: Počítačové sítě, část 2 - Technologie*. In: [online]. 2011 [cit. 2012-05-18]. Dostupné z URL : <<http://bit.ly/KX2gAE>>
- [10] *IEEE 802.22 Spectrum Sensing and Cognitive Network*. In: Radioelectronics.com: Resources and analysis for electronics engineers [online]. [cit. 2012-05-18]. Dostupné z URL : <<http://bit.ly/L3Sslp>>
- [11] DON, Rajesh. *IEEE 802.22 WRAN Standard*. In: [online]. 2012 [cit. 2012-05-18]. Dostupné z URL : <<http://bit.ly/Jm4B9S>>
- [12] *Programovatelné hradlové pole*. [online]. 2012 [cit. 2012-05-18]. Dostupné z URL : <<http://bit.ly/JnpZ9d>>

- [13] *VHDL*. [online]. 2012 [cit. 2012-05-18]. Dostupné z URL : <<http://bit.ly/KdyjKv>>
- [14] ANALOG DEVICES. *AD6645: 14-Bit, 80 MSPS/105 MSPS A/D Converter*. 2008. Dostupné z URL : <<http://bit.ly/mS7CFX>>
- [15] ANALOG DEVICES. *AD9764: 14-Bit, 125 MSPS High Performance TxDAC® D/A Converter*. 1999. Dostupné z URL : <<http://bit.ly/ql1nBQ>>
- [16] DIGILENT INC. *ATLYS Board: Reference manual*. 2011. Dostupné z URL : <<http://bit.ly/Jkynfb>>
- [17] XILINX. *XILINX LogiCORE IP: Multiply Accumulator*. 2011. Dostupné z URL : <<http://bit.ly/JkyPKi>>
- [18] *Semiconductor intellectual property core*. In: Wikipedia: the free encyclopedia [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2012-05-18]. Dostupné z URL : <<http://bit.ly/9aZEho>>

SEZNAM PŘÍLOH

A	User constraint file	56
B	Důležité části kódu	58
B.1	Zpomalení hodin pro DA převodník	58
B.2	Zpomalení hodin pro AD převodník	58
B.3	Proces bypasu dat	59
B.4	Proces uspání DA převodníku	59
C	Zapojení převodníků k pinům VHDCI konektoru	60

A USER CONSTRAINT FILE

```
# Master clock
net "clk" loc="L15";

# Mapovani LED diod na desce Digilent ATLYS
NET "Led<0>" LOC = "U18";
NET "Led<1>" LOC = "M14";
NET "Led<2>" LOC = "N14";
NET "Led<3>" LOC = "L14";
NET "Led<4>" LOC = "M13";
NET "Led<5>" LOC = "D4";
NET "Led<6>" LOC = "P16";
NET "Led<7>" LOC = "N12";

# Mapovani pinu DA prevodniku
net "dac<13>" loc="V10";
net "dac<12>" loc="R8";
net "dac<11>" loc="T8";
net "dac<10>" loc="M8";
net "dac<9>" loc="U8";
net "dac<8>" loc="U7";
net "dac<7>" loc="V7";
net "dac<6>" loc="N7";
net "dac<5>" loc="P8";
net "dac<4>" loc="T6";
net "dac<3>" loc="R7";
net "dac<2>" loc="N6";
net "dac<1>" loc="U5";
net "dac<0>" loc="P7";
net "dac_clock" loc="U10";
net "dac_sleep" loc="V5";

# Mapovani pinu AD prevodniku
net "adc<13>" loc="U11";
net "adc<12>" loc="N9";
net "adc<11>" loc="M10";
net "adc<10>" loc="P11";
net "adc<9>" loc="N10";
```



```
net "adc<8>" loc="T12";
net "adc<7>" loc="R11";
net "adc<6>" loc="N11";
net "adc<5>" loc="M11";
net "adc<4>" loc="V13";
net "adc<3>" loc="U13";
net "adc<2>" loc="U15";
net "adc<1>" loc="U16";
net "adc<0>" loc="V16";
net "adc_dry" loc="R10";
net "adc_ovr" loc="V15";
net "adc_cle" loc="T10";
```

#Ostatni piny

```
net "sw<0>" loc="A10";
net "sw<1>" loc="D14";
```

B DŮLEŽITÉ ČÁSTI KÓDU

B.1 Zpomalení hodin pro DA převodník

```
process(clk) -- 100 => 1 MHz
  variable cnt : integer := 0;
  variable last_level : boolean := false;
begin
  if (clk='1' and clk'event) then
    cnt := cnt + 1;
    if (cnt=100 and last_level=false) then
      cnt := 0;
      dac_clock <= '1';
      last_level := true;
    elsif (cnt=100 and last_level=true) then
      cnt := 0;
      dac_clock <= '0';
      last_level := false;
    end if;
  end if;
end process;
```

B.2 Zpomalení hodin pro AD převodník

```
process(clk) -- 2 => 50 MHz
  variable cnt : integer := 0;
  variable last_level : boolean := false;
begin
  if (clk='1' and clk'event) then
    cnt := cnt + 1;
    if (cnt=2 and last_level=false) then
      cnt := 0;
      adc_cle <= '1';
      last_level := true;
    elsif (cnt=2 and last_level=true) then
      cnt := 0;
      adc_cle <= '0';
      last_level := false;
    end if;
  end if;
end process;
```

```
    end if;  
end if;  
end process;
```

B.3 Proces bypasu dat

```
process(adc_cle)  
    variable slow : integer := 0;  
begin  
if (adc_dry = '1') then  
    slow := slow + 1;  
    if (slow = 50) then  
        dac <= adc;  
    end if;  
end if;  
end process;
```

B.4 Proces uspaní DA převodníku

```
process(sw) begin  
    if (sw(0)='1') then  
        dac_sleep <= '1';  
        Led(0) <= '1';  
    else  
        dac_sleep <= '0';  
        Led(0) <= '0';  
    end if;  
end process;
```

C ZAPOJENÍ PŘEVODNÍKŮ K PINŮM VHDCI KONEKTORU

Pin převodníku	Pin VHDCI	Lokace FPGA
dac<13>	EXP-IO11_N	V10
dac<12>	EXP-IO12_P	R8
dac<11>	EXP-IO12_N	T8
dac<10>	EXP-IO13_P	M8
dac<9>	EXP-IO14_P	U8
dac<8>	EXP-IO15_P	U7
dac<7>	EXP-IO15_N	V7
dac<6>	EXP-IO16_P	N7
dac<5>	EXP-IO16_N	P8
dac<4>	EXP-IO17_P	T6
dac<3>	EXP-IO18_P	R7
dac<2>	EXP-IO19_P	N6
dac<1>	EXP-IO20_P	U5
dac<0>	EXP-IO19_N	P7
dac_clock	EXP-IO11_P	U10
dac_sleep	EXP-IO20_N	V5

Tab. C.1: Připojení pinů DA převodníku k pinům VHDCI konektoru

Pin převodníku	Pin VHDCI	Lokace FPGA
adc<13>	EXP-IO9_P	U11
adc<12>	EXP-IO8_N	N9
adc<11>	EXP-IO8_P	M10
adc<10>	EXP-IO7_N	P11
adc<9>	EXP-IO7_P	N10
adc<8>	EXP-IO6_P	T12
adc<7>	EXP-IO5_P	R11
adc<6>	EXP-IO4_N	N11
adc<5>	EXP-IO4_P	M11
adc<4>	EXP-IO3_N	V13
adc<3>	EXP-IO3_P	U13
adc<2>	EXP-IO2_P	U15
adc<1>	EXP-IO1_P	U16
adc<0>	EXP-IO1_N	V16
adc_dry	EXP-IO10_P	R10
adc_ovr	EXP-IO2_N	V15
adc_cle	EXP-IO10_N	T10

Tab. C.2: Připojení pinů AD převodníku k pinům VHDCI konektoru