

UNIVERZITA PARDUBICE
Fakulta elektrotechniky a informatiky

Vytvoření modelu bistatického clutteru

Autor práce: Bc. Jan Půlpán

Vedoucí práce: Ing. Jan Pidanič Ph.D.

Diplomová práce
2014

Univerzita Pardubice
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Akademický rok: 2013/2014

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Jan Půlpán**
Osobní číslo: **I12451**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Komunikační a řídicí technologie**
Název tématu: **Vytvoření modelu bistatického clutteru**
Zadávací katedra: **Katedra elektrotechniky**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

Tématem diplomové práce bude vytvoření modelu bistatického clutteru v systému MATLAB. Teoretická část bude obsahovat popis bistatického radaru, radarovou rovnici a vlastní clutter. V praktické části bude vytvořen model bistatického clutteru na základě experimentálních dat a model přijatého signálu. Součástí práce bude i filtrace signálu obsahujícího simulovaný clutter.

Rozsah grafických prací:

Rozsah pracovní zprávy:

Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

1. WILLIS, N. J. Bistatic Radar. 2nd ed. Raleigh: SciTech Pub, 1995. ISBN 18-911-2145-6.
2. WILLIS, Nicholas J a H GRIFFITHS. Advances in bistatic radar. 2nd ed. Raleigh, NC: SciTech Pub., c2007, xiv, 493 p. ISBN 18-911-2156-1.
3. CHERNIAKOV, M. Bistatic radar: principles and practice. Chichester, England: John Wiley, 2007. ISBN 978-047-0026-304.8
4. ŽALUD, V. Moderní radiotechnika. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2006, 767 s. ISBN 80-730-0132-2.
5. BEZOUŠEK, P. a P. ŠEDIVÝ. Radarová technika. Vyd. 1. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2004, vi, 217 s. ISBN 80-010-3036-9.

Vedoucí diplomové práce:

Ing. Jan Pidanič, Ph.D.

Katedra elektrotechniky

Datum zadání diplomové práce:

31. října 2013

Termín odevzdání diplomové práce:

16. května 2014



A handwritten signature in blue ink, appearing to read "Simeon Karamazov".

prof. Ing. Simeon Karamazov, Dr.
děkan

L.S.

A handwritten signature in blue ink, appearing to read "Zdeněk Němec".

Ing. Zdeněk Němec, Ph.D.
vedoucí katedry

V Pardubicích dne 15. listopadu 2013

Prohlášení autora

Prohlašuji, že jsem tuto práci vypracoval samostatně. Veškeré literární prameny a informace, které jsem v práci využil, jsou uvedeny v seznamu použité literatury.

Byl jsem seznámen s tím, že se na moji práci vztahují práva a povinnosti vyplývající ze zákona č. 121/2000 Sb., autorský zákon, zejména se skutečností, že Univerzita Pardubice má právo na uzavření licenční smlouvy o užití této práce jako školního díla podle § 60 odst. 1 autorského zákona, a s tím, že pokud dojde k užití této práce mnou nebo bude poskytnuta licence o užití jinému subjektu, je Univerzita Pardubice oprávněna ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které na vytvoření díla vynaložila, a to podle okolností až do jejich skutečné výše.

Souhlasím s prezenčním zpřístupněním své práce v Univerzitní knihovně.

V Pardubicích dne 03. 09. 2014

Jan Půlpán

Poděkování

Poděkování patří především vedoucímu bakalářské práce Ing. Janu Pidaničovi Ph.D. a Prof. Ing. Pavlovi Bezouškovi CSc. za cenné rady a pomoc s řešením problematických úloh práce. Poděkování patří také Ing. Matěji Petkovovi za pomoc s prvními kroky v grafickém rozhraní Matlabu a v neposlední řadě také všem, které jsem byl při psaní práce nucen zanedbávat.

Anotace

Clutter je směs nežádoucích odrazů užitečného signálu radaru. Tyto nežádoucí odrazy komplikují detekci pohyblivých cílů a je nutno je z přijatého signálu odstranit. Tato práce se zabývá analýzou clutteru bistatického radarového systému s jeho parametry a vlastnostmi. Na základě analyzovaných vlastností je vytvořen matematický model bistatického clutteru v programu Matlab. Odstranění clutteru je otestováno pomocí metody lineární ekvalizace a pomocí metody nejmenších čtverců.

Klíčová slova

Clutter, bistatický radar, pasivní radar, model clutteru, odstranění clutteru, ekvalizace

Title

The model of bistatic clutter.

Annotation

Clutter is a mixture of unwanted reflections of radar signal. These reflections complicate the detection of moving targets and that is why it is necessary to eliminate them. This thesis deals with an analysis of the bistatic clutter and with bistatic clutter parameters and properties. Based on this analysis, a mathematical model of the bistatic clutter is created in the Matlab software. This model is tested by a method of the linear equalization and by a method of least mean squares.

Keywords

Clutter, bistatic radar, passive radar, clutter model, clutter filtering, equalization

Obsah

Seznam zkratek	8
Seznam obrázků	9
Seznam tabulek.....	10
Úvod.....	11
1 Bistatický radar	12
1.1 Monostatický Radar	12
1.2 Bistatický radar	12
1.3 Multistatický radar a PCL	14
2 Clutter	16
2.1 Vznik clutteru	16
2.2 Rozložení clutteru	17
2.3 Přijatý výkon a kanály systému.....	18
2.4 Filtrace signálu	18
2.5 Dopplerův posun	18
2.5 Dopplerovské zpracování – Vzájemná funkce neurčitosti.....	18
3 Analýza clutteru	21
3.1 Použitý signál	21
3.2 Směry antén a jejich natočení.....	21
3.3 Decimace signálu	23
3.4 Potlačení postranních laloků	23
3.5 Volba vzdálenosti pro analýzu	24
3.6 Výpočet replik – výkonu clutteru.....	25
3.6.1 Odvození výpočtu vektoru F	26
3.6.2 Matice Y.....	26
3.6.3 Matice A	27
3.7 Vypočítané repliky v jednotlivých kanálech	28
3.8 Zbytkové signály	30
4 Model clutteru	33
4.1 Trend	33
4.2 Spiky.....	40
4.3 Převod z decibelů na amplitudy	45
4.4 Komplexní amplitudy.....	46
4.5 Matice A	46
4.6 Přidání šumu.....	48
4.7 Přímý signál.....	49
4.8 Grafické rozhraní pro generování clutteru	56
5 Metody adaptivní filtrace	66
5.1 Metoda nejmenších čtverců.....	66
5.2 LMS v programu Matlab.....	68
5.3 Výsledky LMS metody pro originální signál	69
5.4 Výsledky LMS metody pro generovaný signál.....	73
Závěr.....	79
Literatura.....	80
Příloha 1 – CD	82

Seznam zkratk

PCL	Passive Coherent Location – Pasivní koherentní lokace
CAF	Cross Ambiguity function – Vzájemná funkce neurčitosti
GUI	Graphic User Interface – Grafické uživatelské rozhraní
LMS	Least Mean Squares – Metoda nejmenších čtverců
NLMS	Normalised Least Mean Squares
RLS	Recursive Least Squares

Seznam obrázků

Obrázek 1 - Bistatický radar [9]	13
Obrázek 2 - Multistatický radar.....	15
Obrázek 3 - Vznik clutteru	16
Obrázek 4 - Výsledek výpočtu CAF s clutterem[11].....	19
Obrázek 5 - Výsledek výpočtu CAF bez clutteru[11].....	20
Obrázek 6 - Směry antén před natočením soustavy	22
Obrázek 7 - Směry antén po natočení soustavy	22
Obrázek 8 - Celkové přijaté výkony před natočením soustavy.....	22
Obrázek 9 - Celkové přijaté výkony po natočení soustavy	23
Obrázek 10 - Celkové přijaté výkony v kanálech 1 - 8.....	24
Obrázek 11 - Celkové přijaté výkony v kanálech 2 - 8.....	24
Obrázek 12 - Vzdálenost - Výkon.....	25
Obrázek 13 - Repliky referenční kanál	28
Obrázek 14 - Průměr referenční kanál	29
Obrázek 15 - Repliky pracovní kanál 2.....	29
Obrázek 16 - Průměr pracovní kanál 2.....	30
Obrázek 17 - Zbytkové výkony 100km.....	31
Obrázek 18 - Průměrné zbytkové výkony 100 km.....	31
Obrázek 19 - Zbytkové výkony 50 km.....	32
Obrázek 20 - Průměrné zbytkové výkony 50 km.....	32
Obrázek 21 - Aproximace 5. Řád.....	34
Obrázek 22 - Aproximace 4. Řád.....	34
Obrázek 23 - Aproximace 3. Řádem.....	35
Obrázek 24 - Generátor 1 - správně	36
Obrázek 25 - Generátor 1 - špatně	37
Obrázek 26 - Generátor 2 - špatně	39
Obrázek 27 - Generátor 3 - správně	40
Obrázek 28 - Spiky.....	41
Obrázek 29 - Histogram odchylek	42
Obrázek 30 - Normální rozdělení pravděpodobnosti	42
Obrázek 31 - Logistické rozdělení pravděpodobnosti.....	43
Obrázek 32 - Generované repliky	45
Obrázek 33 - Amplitudy replik	46
Obrázek 34 - Generovaný vstupní signál	48
Obrázek 35 - Generovaný vstupní signál včetně šumu	49
Obrázek 36 - Originální signál v kanálu 1	50
Obrázek 37 - Generování přímého signálu	51
Obrázek 38 - Generování přímého signálu - spektrum	51
Obrázek 39 - Generování přímého signálu - filtr	52
Obrázek 40 - Generování přímého signálu - spektrum po vynásobení.....	52
Obrázek 41 - Generování přímého signálu - časový průběh po vynásobení.....	53
Obrázek 42 - Charakteristiky normovaného generovaného signálu	54
Obrázek 43 - Periodicita v časové oblasti	55
Obrázek 44 - Periodicita ve frekvenční oblasti	55
Obrázek 45 - Porovnání signálů	56
Obrázek 46 - Náhled GUI	57
Obrázek 47 - GUI - načti.....	57

Obrázek 48 - GUI - Intervaly	58
Obrázek 49 - GUI - Koeficienty	59
Obrázek 50 - GUI - spiky	60
Obrázek 51 - GUI - analýza	60
Obrázek 52 - GUI - histogram.....	61
Obrázek 53 - GUI - Trend	62
Obrázek 54 - GUI - Spiky	63
Obrázek 55 - GUI - amplitudy	63
Obrázek 56 - GUI - Generovaný Signál bez šumu.....	64
Obrázek 57 - GUI - Generovaný signál se šumem.....	65
Obrázek 58 - GUI - uložit.....	65
Obrázek 59 - LMS algoritmus.....	66
Obrázek 60 - Originální clutter - První kanál - LMS	70
Obrázek 61 - Originální clutter - První kanál - Metoda lineární ekvalizace	70
Obrázek 62 - Originální clutter - Druhý kanál - LMS.....	71
Obrázek 63 - Originální clutter - Druhý kanál - Metoda lineární ekvalizace.....	71
Obrázek 64 - Originální clutter - Zbytkové signály - LMS.....	72
Obrázek 65 - Originální clutter - Zbytkové signály - Metoda lineární ekvalizace.....	72
Obrázek 66 - Porovnání obou metod - repliky	73
Obrázek 67 - Porovnání obou metod - zbytkové signály	73
Obrázek 68 - Původní repliky vygenerované v kanálu 2	74
Obrázek 69 - Generovaný clutter - Druhý kanál - LMS hrubý krok	74
Obrázek 70 - Generovaný clutter - Druhý kanál - LMS jemný krok	75
Obrázek 71 - Generovaný clutter - Druhý kanál - Metoda lineární ekvalizace	75
Obrázek 72 - Generovaný clutter - Zbytkové signály - LMS hrubý krok	76
Obrázek 73 - Generovaný clutter - Zbytkové signály - LMS jemný krok	76
Obrázek 74 - Generovaný clutter - Zbytkové signály - Metoda lineární ekvalizace	77
Obrázek 75 - Porovnání vypočítaných replik.....	77
Obrázek 76 - Porovnání vypočítaných zbytkových signálů.....	78

Seznam tabulek

Tabulka 1 - Seznam koeficientů polynomů 3. řádu.....	35
Tabulka 2 - Intervaly koeficientů pro 3. řád polynomu	36
Tabulka 3 - Parametry rozdělení pravděpodobnosti	43

Úvod

Tato práce se zabývá analýzou a modelováním clutteru. Signál přijatý na přijímači radaru obsahuje kromě odrazů od pohyblivých cílů také odrazy od okolního prostředí. Tyto odrazy od prostředí mohou značně komplikovat detekci pohyblivých cílů a je proto nutné je v signálu přijatém na přijímači radaru potlačit. Tyto nežádoucí odrazy od terénu se nazývají clutter.

Na problematiku clutteru existuje mnoho publikací, téměř všechny se ale zabývají clutterem u monostatických radarů. Analýza clutteru bistatického radaru a vytvoření jeho základního modelu může být dobrým odrazovým můstkem pro další práci v této zajímavé oblasti.

V první části této diplomové práce jsou připomenuty základní principy radarových systémů, charakteristiky bistatických radarů, rozdíly mezi monostatickým a bistatickým radarem a jsou nastíněny funkce multistatického radarového systému a pasivní koherentní lokace.

V druhé kapitole nalezneme úvod do problematiky clutteru, příčiny jeho vzniku a jeho rozložení v závislosti na prostředí. Dále pak rozdělení kanálů u bistatického radaru a je zde také nastíněna Dopplerovská filtrace a výpočet vzájemné funkce neurčitosti.

Třetí kapitola diplomové práce se zabývá analýzou, rozborem a generováním bistatického clutteru. Clutter v této práci je analyzován na základě reálných dat, která byla poskytnuta společností ERA a.s. Analýza dat a clutteru v této práci je provedena na základě metody lineární ekvalizace, která je jednou ze základních metod potlačení clutteru.

Ve čtvrté části je na základě analýzy těchto dat v programu Matlab vytvořen generátor clutteru. Tento generátor je pomocí několika nastavitelných parametrů schopen generovat clutter v různých prostředích. Ke generátoru clutteru je vytvořeno i grafické rozhraní pro snadnější a přehlednější ovládání.

Poslední, pátá kapitola práce se zabývá potlačením clutteru. V úvodu této kapitoly je vysvětlena metoda nejmenších čtverců (adaptivní LMS filtr) a to jak obecně tak v prostředí Matlab. Následně tato metoda otestována na originálních i vygenerovaných datech a je porovnána s metodou lineární ekvalizace.

1 Bistatický radar

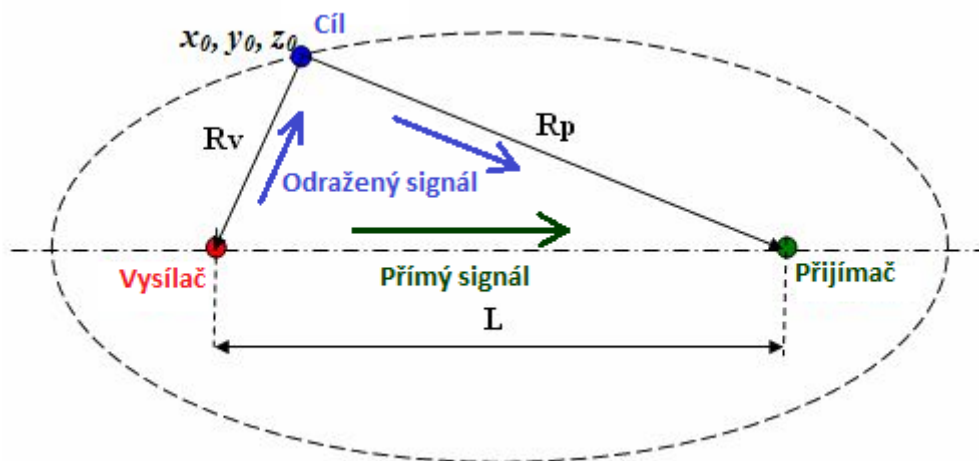
V radarové technice existuje několik typů radarů. Základní principy detekce u radarů jsou založeny na odrazu vysílaného signálu od cíle a jeho příjmu. Liší se ale rozmístěním přijímačů, vysílačů, použitým signálem pro detekci cílů a rozdílným signálovým zpracováním. Tato kapitola se zabývá základním popisem jednotlivých typů radarů, konkrétně radarem monostatickým, bistatickým a multistatickým. Radarové systémy lze pak dále dělit na radary aktivní a pasivní, které jsou v této kapitole také popsány.

1.1 Monostatický Radar

Zkratka RADAR pochází z anglického „RADio Detecting And Ranging“. Základním typem radarů je monostatický radar [1], [6] u kterého se přijímací i vysílací anténa nachází na stejném místě. Radar vysílá signál, který se odráží od objektů v jeho zorném poli. Tento signál se odráží zpět k radaru a pomocí výpočtu zpoždění mezi vyslaným a přijatým signálem je možno určit vzdálenost objektů od radaru. Výpočet vzdálenosti je realizován výpočtem vzájemné korelační funkce mezi přijatým a vyslaným signálem. Pokud se objekt pohybuje, detekce je obtížnější, protože odrazy od pohybujících se cílů jsou slabší a velikost těchto odrazů se velmi rychle mění. K určení radiální rychlosti pohybujících se cílů se využívá Dopplerovská filtrace. Naopak odrazy od velkých statických cílů jsou velké a v čase neměnné. Použitím vhodných metod filtrace je ale možné rozlišit pohyblivé a nepohyblivé objekty. Nepohyblivé objekty, které komplikují detekci užitečných cílů, je pak možno vhodným signálovým zpracováním odstranit. Pozice nepohyblivých cílů nás zajímají například pro účely generování clutteru, kterým se tato práce zabývá. Signálové zpracování u monostatického radaru je jednodušší, než u radaru bistatického, protože odpadá složitá synchronizace vysílací a přijímací antény. Celá tato práce se zabývá bistatickým radarem a bistatickým clutterem. Monostatický radar je zde uveden pro připomenutí základních principů detekce a pro naznačení rozdílů mezi monostatickým a bistatickým radarem.

1.2 Bistatický radar

Hlavním znakem bistatického radaru [3], [4] je umístění přijímače a vysílače na dvou rozdílných místech – odtud bistatický. Přijímač a vysílač bistatického radaru si lze představit jako ohniska elipsy. Od vysílače k přijímači přichází signál přímý a signály odražené od cílů. Signály odražené od cílů, které leží na jedné elipse dané ohnisky přijímač – vysílač, přichází k přijímači se stejným zpožděním. Jedno zpoždění tedy definuje elipsu (v prostoru elipsoid), na které se cíl nachází. Pro určení azimutu cíle využívá bistatický radar směrových antén.



Obrázek 1 - Bistatický radar [9]

L	vzdálenost přijímač – vysílač
R_v	vzdálenost vysílač – cíl
R_p	vzdálenost cíl – přijímač
$R_v + R_p$	bistatická vzdálenost
x_0, y_0, z_0	poloha cíle v prostoru

Vztahy znázorněné na Obrázku 1 lze vyjádřit pomocí radarové rovnice (1). Radarová rovnice vyjadřuje vztah mezi výkonem signálu přijatého na přijímači P_P a výkonem signálu vysílaného P_V . Výkon přijatého signálu také závisí na přijímací anténě (G_P), směrové charakteristice přijímací antény ($f_P^2(\Phi, \Theta)$), vysílací anténě (G_V), směrové charakteristice vysílací antény ($f_V^2(\Phi, \Theta)$), vlnové délce použitého signálu (λ), tvaru odrazujícího objektu (σ), vzdálenosti (R_V, R_P) a ztrátách při šíření prostorem (L_{VP}).

$$P_P = P_V G_V G_P \frac{f_V^2(\Phi, \Theta) f_P^2(\Phi, \Theta) \lambda^2 \sigma}{(4\pi R)^3 R_P^2 R_V^2 L_{VP}}, \quad (1)$$

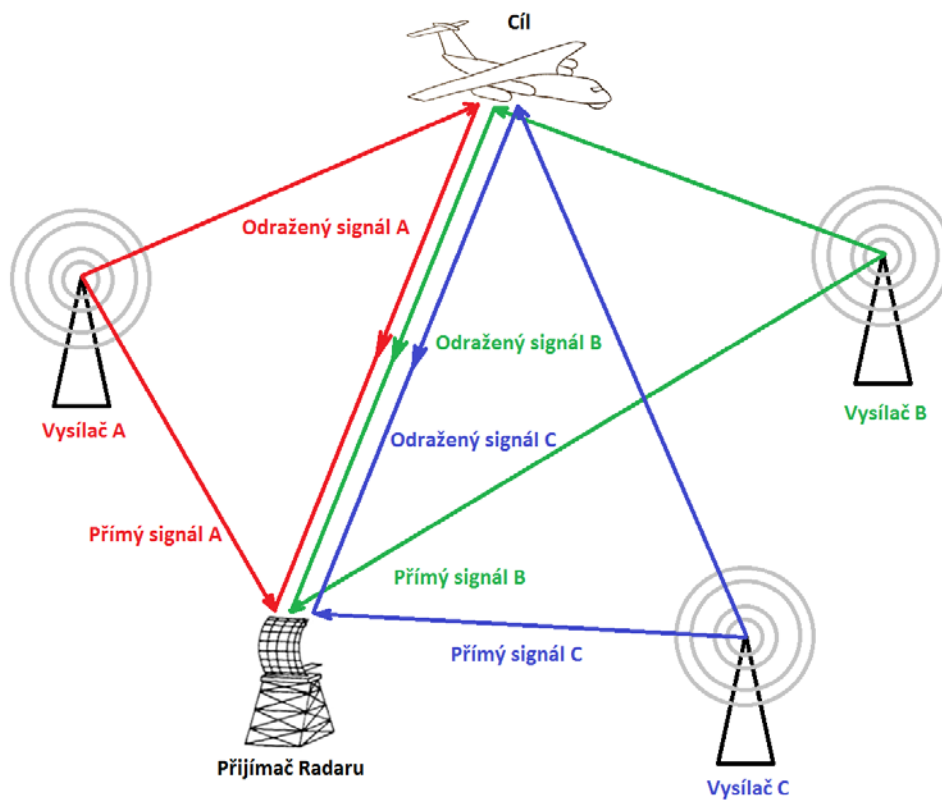
P_P	přijatý výkon,
P_V	vysílaný výkon,
G_P	zisk vysílací antény,
G_V	zisk vysílací antény,
$f_V^2(\Phi, \Theta)$	výkonová charakteristika vysílací antény,
$f_P^2(\Phi, \Theta)$	výkonová charakteristika přijímací antény,
λ	vlnová délka signálu,
σ	efektivní odrazná plocha cíle,
R_V	vzdálenost vysílač – cíl,
R_P	vzdálenost cíl – přijímač,
L_{VP}	ztráty na cestě vysílač – cíl – přijímač.

Protože jeden bistatický radar (dvojice přijímač – vysílač) je schopen určit elipsoid, na kterém se může cíl vyskytovat (bistatickou vzdálenost), potřebujeme pro přesné určení polohy cíle minimálně tři bistatické radary (tři elipsoidy). Poloha cíle se pak určí jako společný průsečík všech tří elipsoidů.

Aktivní bistatický radar využívá pro detekci vlastní vysílače, pasivní bistatický radar využívá pro detekci signály již se vyskytující v prostředí (vysílače TV, rozhlasové, GSM, atd.). Výhodou pasivního systému je možnost absence vlastního vysílače radaru, čímž je téměř nemožné tento typ radarového systému detekovat, a možnost využívat většinu již fungujících vysílačů v dosahové vzdálenosti přijímače radaru. Absence vysílače také šetří náklady na výstavbu radarového systému a díky menším rozměrům mohou být přijímače bistatických radarů mobilní. Nevýhodou tohoto systému v porovnání s radary, které využívají svoje vysílače, je využívání signálů již se vyskytujících v prostředí (TV, GSM, atd.), které nemají vhodné vlastnosti pro detekci cílů. S využíváním nespolupracujících vysílačů, je proto také spojeno složitější signálové zpracování. Další nevýhodou je nulová kontrola nad vysílaným signálem (z hlediska přijímače se jedná o náhodný signál) a nemožnost ovlivnit případné výpadky nespolupracujících vysílačů. Situace je lepší u širokopásmových systémů (DVB-T, DAB, atd.).

1.3 Multistatický radar a PCL

Při použití více párů přijímač – vysílač se již nejedná o radar bistatický, ale o radar multistatický [5], který je tvořen několika bistatickými radary. Jeden přijímač může přijímat signál od více vysílačů. Stejně tak jeden vysílač může vysílat signál, který přichází na více přijímačů. Páry přijímač – vysílač je tedy možno tvořit téměř libovolně. V případě multistatického radaru, je nutná časová synchronizace celého systému. U multistatického radaru také záleží na geometrii radarového systému, což významně ovlivňuje oblast pokrytí radarovým systémem. Multistatický radar může být tvořen i kombinacemi monostatických a bistatických radarů. Vždy platí, že je nutná časová synchronizace systému a zpracování přijatých signálů ze všech částí multistatického radaru dohromady. Obrázek 2 ukazuje příklad multistatického radaru, který využívá tři vysílače a jeden přijímač. Jsou zde tedy tři bistatické radary (tři páry přijímač – vysílač) pracující společně.



Obrázek 2 - Multistatický radar

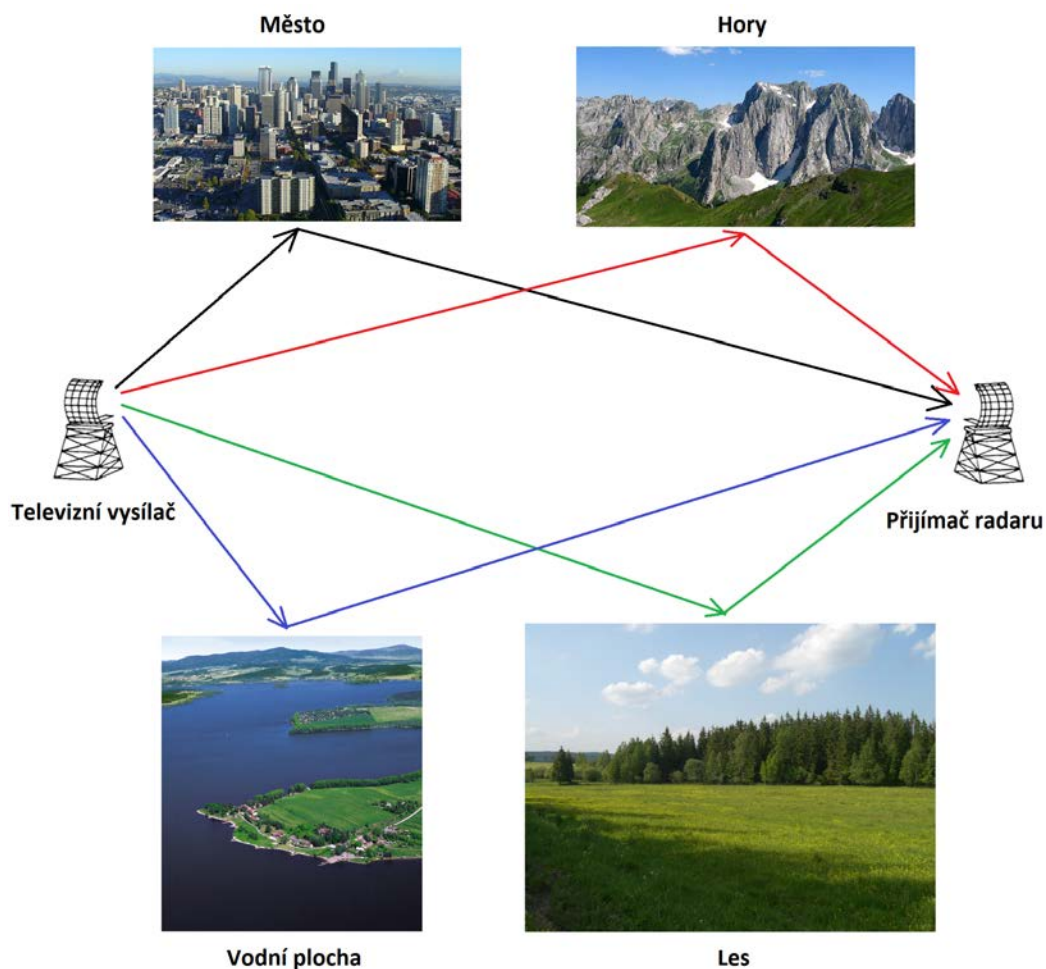
Při použití nespolupracujících vysílačů (DVB-T, FM,...) se jedná o pasivní koherentní lokaci (PCL – Passive Coherent Location) [11].

2 Clutter

Clutter v radarové technice označuje nežádoucí odrazy signálu od prostředí. Příčin nežádoucích odrazů je celá řada. Nejčastějšími příčinami jsou odrazy od terénu, vodní hladiny, lesních ploch, pohoří, deště, zvířat a podobně. Tyto odrazy komplikují detekci cílů a je nutno je z přijatého signálu vhodně odstranit. Tato kapitola se zabývá popisem clutteru [2], [7].

2.1 Vznik clutteru

Radar vysílá signál za účelem detekce rozličných cílů. Tento signál se však odráží nejen od těchto cílů, ale také od všech terénních útvarů, budov, lesů, polí, vodních ploch a dalších objektů. Všechny tyto nežádoucí odrazy přichází zpět na přijímač radaru a tvoří clutter (v literatuře [1] také tzv. závoj).



Obrázek 3 - Vznik clutteru

Clutter je tedy směs odrazů od prostředí a můžeme ho chápat jako jakýsi „obraz“ krajiny a terénu v okolí radaru. Signál, který přichází zpět k přijímači radaru, obsahuje odrazy od cílů a odrazy od okolního prostředí. Odrazy od cílů jsou řádově menší než odrazy od okolního prostředí (clutteru) a díky tomu je detekce pohyblivých cílů velmi obtížná. Je tomu tak proto, že efektivní odrazná plocha pohyblivého cíle je často malá a navíc se v čase velmi rychle mění. Odrazy od pohyblivých cílů jsou tedy v porovnání s odrazy od statických cílů

nepravidelné a malé. Oproti tomu, odrazy od různých terénních útvarů, či budov mohou být větší a jejich časová proměnlivost je minimální a závisí na konkrétním odrážejícím objektu či útvaru. Efektivní odrazná plocha budov tak v čase zůstává neměnná, ale například listy stromů ve větru efektivní odraznou plochu v průběhu času mění. Efektivní odraznou plochu cíle dělíme podle jejího chování do kategorií SW0 až SW4 (Swerling) [8]. Odrazy od pohyblivých cílů se tedy mohou ve směsi těchto nežádoucích odrazů velmi snadno ztratit. Pro správnou detekci žádaných, pohyblivých cílů je tedy nutné clutter vhodnými způsoby eliminovat.

2.2 Rozložení clutteru

Jak bylo řečeno výše, clutter vyjadřuje obraz prostředí v okolí radaru. Rozložení clutteru bude tedy záviset na vlastnostech tohoto prostředí. Tento obraz prostředí je na přijímači radaru zobrazen ve formě signálu, který obsahuje odrazy různých velikostí s různými časy příchodů (s různými zpožděními) a v případě pohyblivého clutteru (např. větrné elektrárny), také s různými fázovými posuny. Zjednodušeně můžeme tedy říci, že tyto odrazy jsou zmenšené a zpožděné kopie vysílaného signálu. Jeden samostatný odraz signálu, lze vyjádřit pomocí (2).

$$s_{Pk}(t) = a * s_V(t - \tau), \quad (2)$$

$s_{Pk}(t)$	přijatý signál – jedna replika,
a	konstanta zmenšení oproti originálnímu signálu,
$s_V(t - \tau)$	originální signál zpožděný o dobu τ .

Protože rovnice (2) zachycuje pouze jeden odraz vysílaného signálu, podává o clutteru pouze minimální informaci. Clutter jako takový bude suma všech těchto přijatých odrazů (3).

$$s_P(t) = \sum_{k=1}^K a_k s_V(t - t_k), \quad (3)$$

$s_P(t)$	celkový přijatý signál za čas t ,
a_k	konstanta zmenšení oproti původnímu signálu pro různé zpoždění t_k ,
$s_V(t - t_k)$	originální signál zpožděný o dobu t_k .

Velikost odrazů závisí na velikosti odrážejících objektů a na jejich vlastnostech (odrazy od budov jsou jiné, než odrazy od polí). Rovnice (2) v této jednoduché formě platí i pro odrazy od pohyblivých předmětů, u nich se ale navíc uplatňuje Dopplerův jev.

U bistatického radaru se častěji než s pojmem odraz setkáváme s pojmem replika. Na přijímači bistatického radaru přichází signál po přímé cestě od vysílače a signály odražené od objektů v dosahu radaru. Tyto odražené signály jsou tedy repliky přímého signálu. Repliky, stejně jako odrazy u radaru monostatického, přicházejí na přijímač zmenšené a s určitým zpožděním. Oproti monostatickému radaru však doba zpoždění nedefinuje kružnici okolo radaru, ale elipsu, jejíž ohniska jsou přijímač a vysílač bistatického radaru (viz. Obrázek 1). Clutter budeme v této práci tedy chápat jako repliky přímého signálu.

2.3 Přijatý výkon a kanály systému

Zásadním problémem u bistatického radaru je dynamika přijatých signálů. Přímý signál a signály odražené od velkých statických cílů jsou mnohem větší (řádově o desítky dB) než signály odražené od pohyblivých cílů. Přijímač bistatického radaru má zpravidla více antén. Antény jsou směrové a každá anténa pokrývá určitou část prostoru. Počet antén na přijímači bistatického radaru se může lišit systém od systému. Jednotlivé antény přijímače bistatického radaru pak bereme jako jeho kanály. Kanál, na který přichází pouze (v ideálním případě) přímý signál, nazýváme kanálem referenčním. Ostatní kanály jsou kanály pracovní. Prvním krokem při práci bývá potlačení přímého signálu v pracovních svazcích, což má za následek zlepšení dynamiky celého systému. Dalším krokem je odstranění clutteru (také filtrace, nebo ekvalizace). Tyto postupy jsou rozpracovány v kapitole 3. Data využívaná v této práci jsou z přijímače osmi kanálového. Tento přijímač je majetkem společnosti ERA.

2.4 Filtrace signálu

Odrazy od statických cílů jsou přijímány s neměnnou frekvencí (viz. Dopplerův posun) a po integraci jsou mnohem větší, než měnící se odrazy od cílů pohyblivých [1]. Znalost těchto skutečností nám umožňuje tyto odrazy od nepohyblivých cílů z integrovaného signálu odstranit. Toto realizuje ekvalizační filtr. V přijatém signálu pak zůstanou mírně se měnící odrazy od pohyblivých cílů, zbytky odrazů od statických cílů a šum. Metod výpočtu odstranění clutteru je několik (LMS, NLMS, RLS, ...). Základní metodou, která je použita v kapitole tři, je metoda lineární ekvalizace. V Kapitole 5 bude vysvětlena také metoda LMS a bude porovnána s metodou lineární ekvalizace. Poté následuje dopplerovské zpracování signálu (přizpůsobená filtrace). Dopplerovské zpracování signálu je realizováno pomocí výpočtu vzájemné funkce neurčitosti (CAF – Cross Ambiguity Function).

2.5 Dopplerův posun

Dopplerův jev [16] je změna frekvence vlnění v důsledku vzájemného pohybu dvou objektů. Praktické příklady tohoto jevu známe ze všedního života. Jedním z nich může být siréna projíždějícího vozu záchranné služby. Ve fázi kdy se k nám vůz přibližuje, slyšíme vyšší tóny sirény a od okamžiku kdy nás mine a vzdaluje se, slyšíme tóny nižší. Dopplerův jev se významně uplatňuje také v radarové technice. Vztah pro jeho výpočet je:

$$f = f_0 \left(1 - \frac{v_r}{c} \right), \quad (4)$$

f	frekvence přijímaného signálu,
f_0	frekvence vysílaného signálu,
v_r	relativní rychlost cíle vůči přijímací stanici,
c	rychlost světla.

2.5 Dopplerovské zpracování – Vzájemná funkce neurčitosti

Odrazy od statických cílů přicházejí na přijímač radaru se stejnou frekvencí, s jakou byl vyslán originální signál. Odrazy od pohyblivých cílů však, díky Dopplerově posunu, přicházejí s posunutou frekvencí. Pro správnou detekci Dopplerovsky posunutých signálů

musí radar mít časově, frekvenčně a fázově synchronizovaný přijímač a vysílač, což bylo v dřívějších dobách komplikované. Problém byl zejména u bistatických radarů. Dnes je však toto díky dobře zvládnutým technikám signálového zpracování již vyřešeno. Díky Dopplerovu posunu je možno rozlišit pohyblivé cíle od statických a díky tomu určit rychlosti pohyblivých cílů.

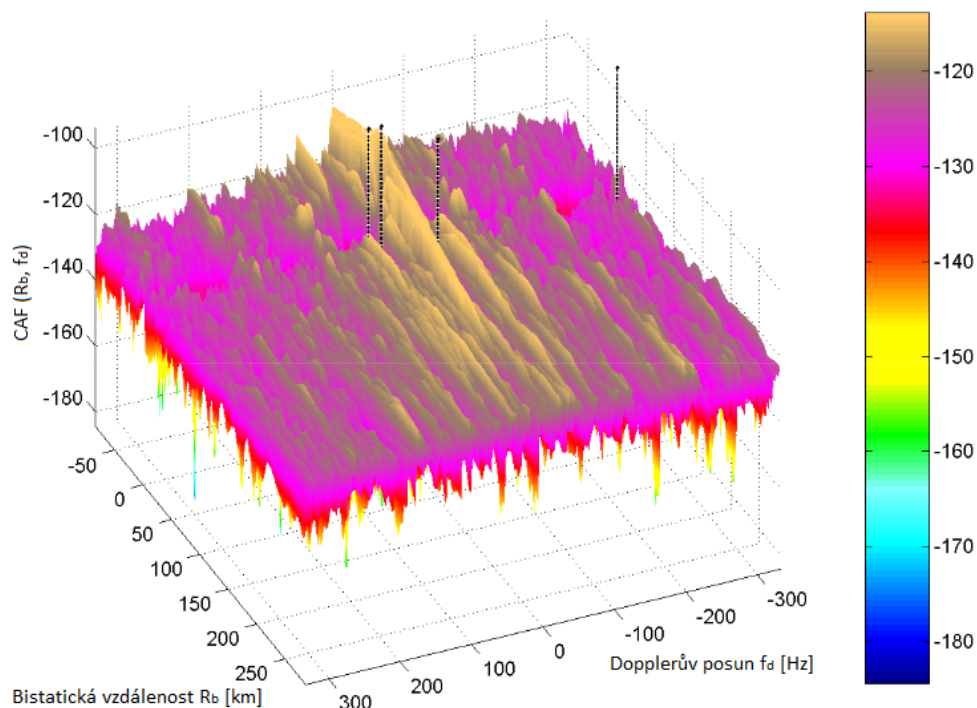
Vzájemná funkce neurčitosti (CAF) slouží u bistatického radaru k výpočtu bistatické vzdálenosti a dopplerovské rychlosti cílů. Jedná se o vzájemnou korelační funkci mezi signálem přímým (referenčním) a signálem odraženým (pracovním). Její výpočet ukazuje (5).

$$CAF(\tau, \omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_T^*(t) s_R(t + \tau_D) e^{j\omega t} dt, \quad (5)$$

$s_T(t)$ vysílaný signál,
 $s_R(t + \tau_D)$ přijatý signál posunutý o čas τ_D ,
 ω Dopplerův kmitočet.

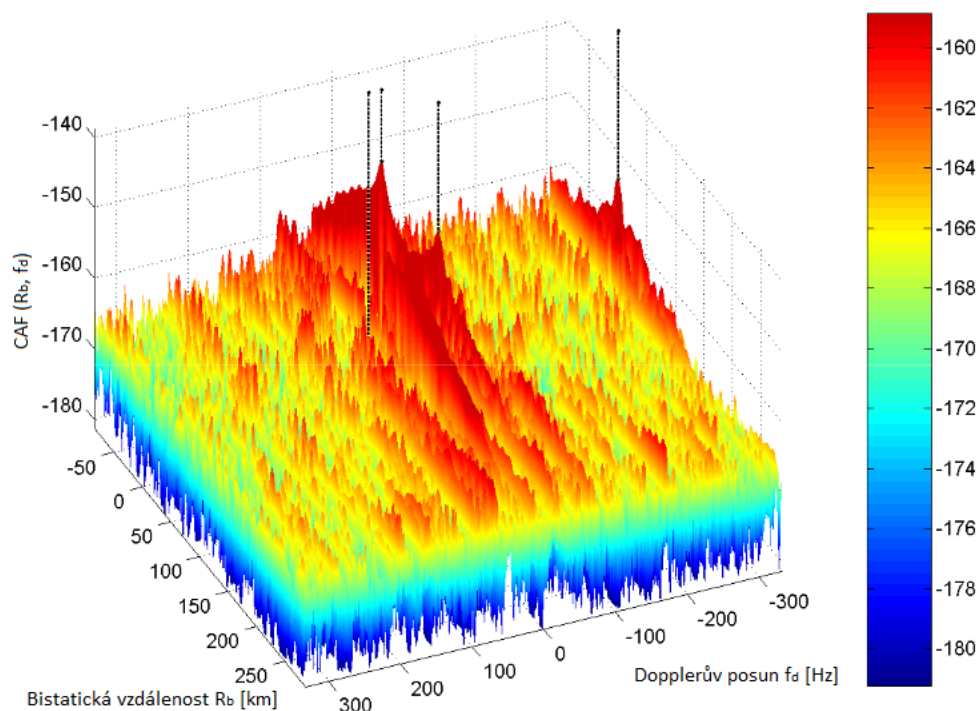
Korelační funkce jsou postupně počítány pro různé frekvenční posuvy signálů. Tyto výpočty nám umožňují zjistit, v jaké vzdálenosti jsou jaké cíle a s jakým dopplerovským posunem.

CAF se vyhodnocuje pro každý bistatický radar zvlášť a hledají se její lokální maxima, ve kterých se mohou nacházet pohyblivé cíle. Pro správnou detekci pohyblivých cílů po výpočtu CAF je nutné správné odstranění clutteru. Výsledné rozlišení výpočtu CAF, jako dvourozměrné funkce je dáno šířkou pásma použitého signálu a dobou integrace na přijímači radaru. Podrobnou analýzu a výpočtem CAF se zabývá např. [10]. Obrázek 4 ukazuje výsledek výpočtu CAF s clutterem (clutter neodstraněn) a Obrázek 5 výsledek výpočtu CAF bez clutteru (clutter odstraněn).



Obrázek 4 - Výsledek výpočtu CAF s clutterem[11]

Na Obrázku 4 můžeme vidět, že lokální maxima, tedy pravděpodobné výskyty cílů, jsou velmi špatně rozpoznatelné.



Obrázek 5 - Výsledek výpočtu CAF bez clutteru[11]

Po odstranění clutteru (Obrázek 5) jsou maxima, a tedy i pravděpodobné cíle, lépe rozpoznatelné.

Po výpočtu CAF ze všech bistatických radarů přichází na řadu jejich hromadné zpracování. To znamená rozhodování, zda jsou cíle na předpokládaných místech skutečně přítomny, nebo se jedná o tzv. falešné popluchy. Pro toto rozhodování existuje několik metod, jednou z nich je například metoda CFAR (Constant False Alarm Ratio) [1], [17]. Tato metoda podle přijímaného signálu počítá hranici, jejíž překročení určuje, zda v daném místě cíl je nebo není přítomen.

3 Analýza clutteru

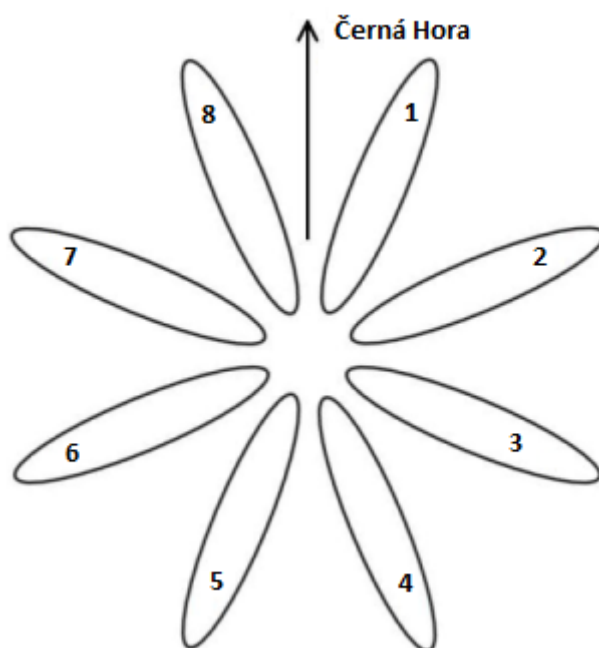
Clutter, jako každý signál, má své vlastnosti a parametry. Tato kapitola se zabývá jeho získáním, rozbořem a analýzou. K určení parametrů clutteru je použit reálný úsek signálu dodaný společností ERA. Signál je zpracováván v programu Matlab [18], [19].

3.1 Použitý signál

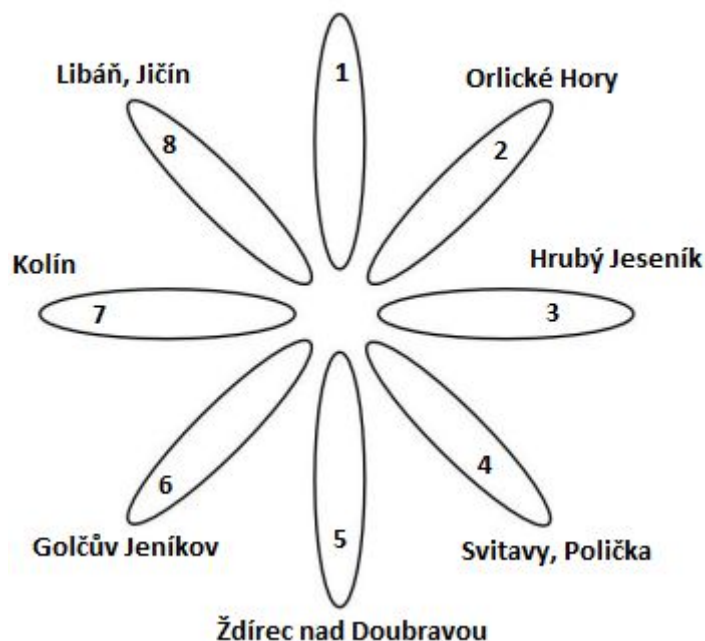
Signál použitý k analýze clutteru má délku trvání zhruba jednu vteřinu a obsahuje 239 940 vzorků. Anténní pole, z kterého pochází, má osm antén, celkový počet vzorků signálu je tedy $8 \times 239\,940$, což je celkem 1 919 520 vzorků. Antény jsou umístěny v kruhu (viz Obrázek 6) a směry maximálních zisků jednotlivých antén jsou otočeny vždy o 45 stupňů. Je tak zajištěno pokrytí celého okolí v 360 stupních. Vstupní signál je tedy matice o rozměrech 8 sloupců a 239 940 řádků. Každý sloupec matice představuje časový průběh komplexní obálky signálu přijatý na jedné anténě. Přijímač byl umístěn v areálu společnosti ERA v Pardubicích. V dalších podkapitolách bude podrobně rozepsáno celé zpracování signálu, které je realizováno programem ekvaltest3.m (Příloha 1 – CD). Autorem hlavní části skriptu je prof. Ing. Pavel Bezoušek CSc. Při práci se signálem jsou na několika místech použita určitá nezbytná zjednodušení a předpoklady. To nám umožňuje odhadnout parametry modelu jinak velice komplexního signálu.

3.2 Směry antén a jejich natočení

Směr vysílače Černá Hora leží téměř přesně mezi anténními svazky jedna a osm. Pro další práci se signálem provedeme natočení celé soustavy o 22,5 stupně vlevo. Docílíme tak nasměrování anténního svazku jedna přímo do směru příchodu přímého signálu z vysílače Černá Hora. To nám usnadní další práci se signálem, protože kanál jedna pak můžeme považovat za referenční, na který by v ideálním případě přicházel pouze přímý signál bez odrazů. Na Obrázku 6 můžeme vidět směry antén před natočením soustavy a na Obrázku 7 směry antén po natočení soustavy.

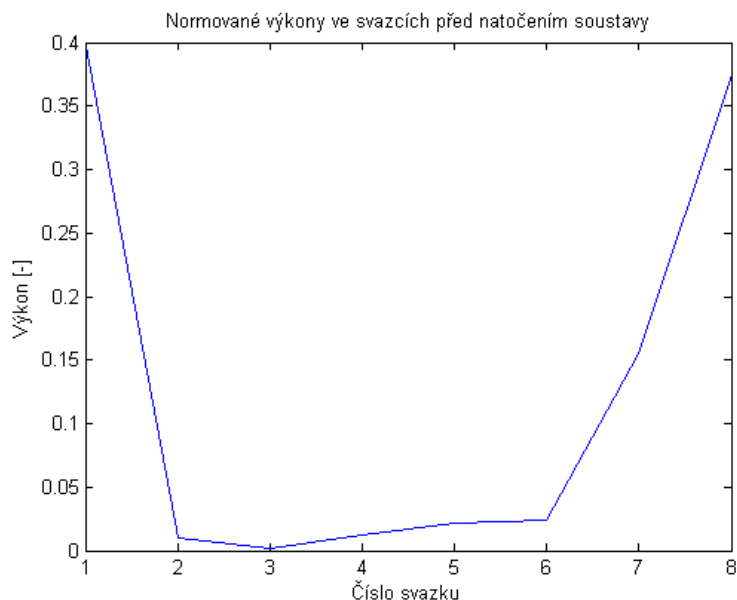


Obrázek 6 - Směry antén před natočením soustavy
Černá Hora

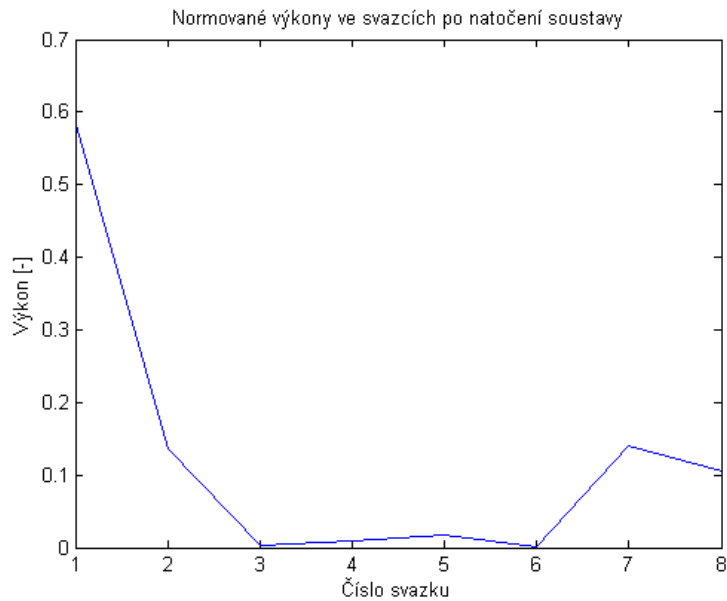


Obrázek 7 - Směry antén po natočení soustavy

Na Obrázku 8 vidíme přijaté výkony na anténách před natočením soustavy a na Obrázku 9 přijaté výkony po natočení soustavy. Zobrazeny jsou celkové přijaté výkony za daný časový průběh. Zobrazené výkony jsou normovány k celkovému přijatému výkonu. Hodnota jedna na ose y tedy představuje celkový přijatý výkon.



Obrázek 8 - Celkové přijaté výkony před natočením soustavy



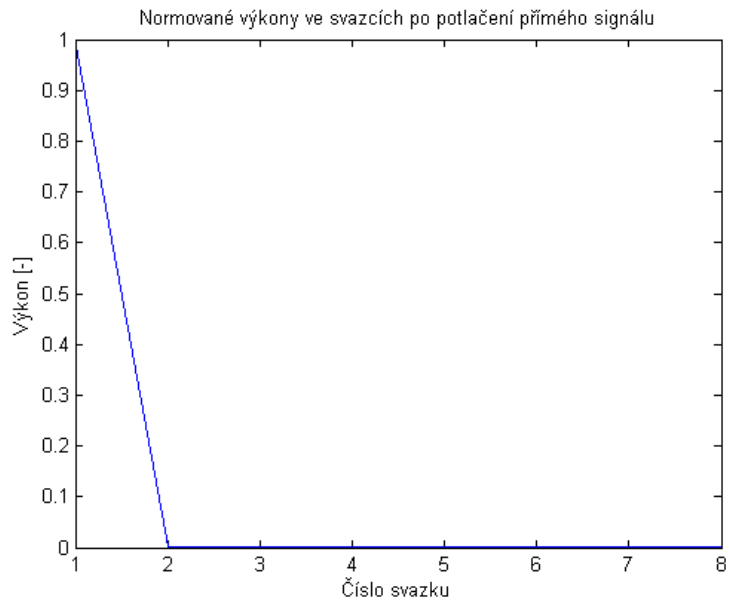
Obrázek 9 - Celkové přijaté výkony po natočení soustavy

3.3 Decimace signálu

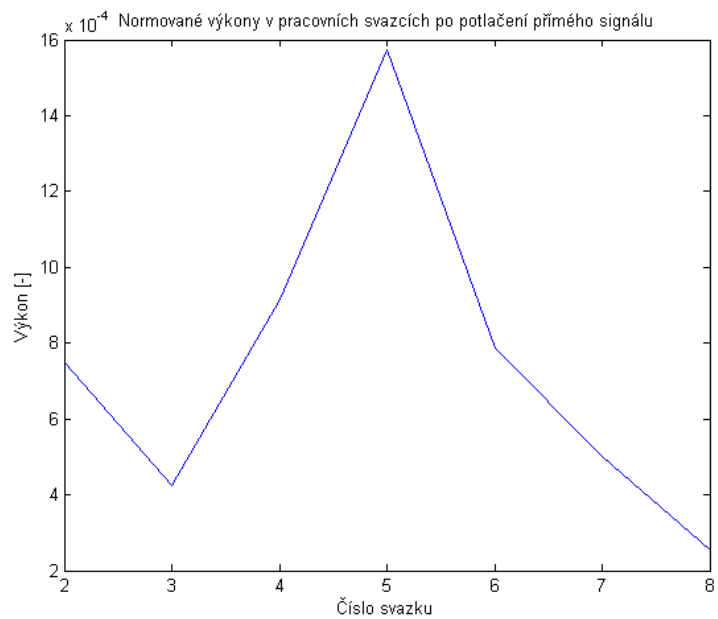
Decimaci signálu provádíme ze dvou důvodů. Prvním z nich je výpočetní náročnost. Skript pracuje s několika komplexními maticemi, mezi kterými provádí rozličné matematické operace, jež jsou výpočetně velmi náročné (obzvlášť pro signál obsahující přibližně $2 \cdot 10^6$ vzorků). Decimací signálu dojde k určitému snížení náročnosti těchto výpočtů. Z původního signálu tedy vybíráme každý druhý vzorek. Druhým důvodem je nutnost nezávislosti jednotlivých vzorků. Při velmi hustém vzorkování, mezi sebou mohou být vzorky přijatého signálu z jedné antény korelovány a to by mohlo vést ke zkreslení výsledků analýzy.

3.4 Potlačení postranních laloků

Jedná se o potlačení přímého (referenčního) signálu v pracovních svazcích. Při práci s pracovními svazky je pro výpočty nevýhodná přítomnost signálu šířícího se přímo od vysílače. Přímý signál je mnohem silnější než signály odražené, což způsobuje problémy s dynamikou výpočtu. Výpočet by tak byl přesný pouze v části s přímým signálem, ale ostatní výpočty s malými odrazy by byly velmi nepřesné. Po odstranění přímého signálu z pracovních svazků v nich zbydou pouze odrazy, které si jsou co do velikosti bližší, a to vede v dalších fázích výpočtu ke zlepšení potlačení clutteru o zhruba 30 dB. Rozdíly mezi přijatými výkony v jednotlivých kanálech před a po potlačení jsou zobrazeny na Obrázcích 9, 10 a 11.



Obrázek 10 - Celkové přijaté výkony v kanálech 1 - 8



Obrázek 11 - Celkové přijaté výkony v kanálech 2 - 8

3.5 Volba vzdálenosti pro analýzu

Clutter, jak bylo již řečeno, je zde popsán replikami, tedy odrazy originálního signálu od nepohyblivých objektů. V závislosti na tom, s jakým zpožděním přijde odražený signál na přijímač, můžeme určit vzdálenost odrážejících objektů. Clutter přijatý na jedné anténě bude tedy vyjádřen jako výkon replik v daných vzdálenostech (Obrázek 12). Výpočty, které vedou k průběhu na Obrázku 12, budou popsány následující kapitole.



Obrázek 12 - Vzdálenost - Výkon

Celá vzdálenost je pro zjednodušení rozdělena do intervalů (tzv. rozlišovací buňky), ve kterých předpokládáme konstantní výkon clutteru. V našem případě je každá rozlišovací buňka dlouhá 1,2503 km. Zde je nutné stanovit maximální čas (vzdálenost), do kterého počítáme zpožděné repliky. Odrazy ze vzdáleností nad 100 km jsou již velmi malé a z tohoto důvodu nemá význam vzdálenost zvyšovat. Odrazy ze vzdáleností 50 – 100 km jsou už také často nepřesné a snižování vzdálenosti by tedy mohlo vést ke zlepšení výsledného potlačení clutteru. Potlačení clutteru je vyjádřeno zbytkovými výkony v jednotlivých pracovních kanálech (následující kapitola). Čím jsou tyto zbytkové výkony nižší, tím je lepší potlačení clutteru. Otázkou je, zda při výpočtu replik do menší vzdálenosti než 100 km, nedojde ke zmenšení zbytkových výkonů a tedy lepšímu potlačení clutteru. Při výpočtech s menšími vzdálenostmi však ke skutečnému zlepšení nedošlo a repliky jsou ve skriptu počítány do vzdálenosti 100 km. Počet replik je vyjádřen v rovnicích (6) a (7).

$$\text{počet replik} = \frac{\text{vzdálenost}}{\text{velikost rozlišovací buňky}}, \quad (6)$$

$$\text{počet replik} = \frac{100 \text{ km}}{1,2503 \text{ km}} = 80. \quad (7)$$

3.6 Výpočet replik – výkonu clutteru

V této kapitole bude vysvětleno odvození výpočtu replik [14], [15]. Při tomto odvození se budeme setkávat se třemi maticemi. S maticí **Y** (Kapitola 3.6.2), která představuje signál přijatý na radaru po potlačení postranních laloků (viz. Kapitola 3,4), maticí **A** (Kapitola 3.6.3), která je vytvořena z matice **Y** a maticí **F** (Kapitola 3.6.1), která obsahuje vypočtené repliky signálu (viz. Obrázek 12).

3.6.1 Odvození výpočtu vektoru \mathbf{F}

Vektor \mathbf{F} představuje hodnoty komplexních amplitud replik pro daný kanál. Pro jeho výpočet potřebujeme znát matici \mathbf{Y} a matici \mathbf{A} . V této kapitole je maticové odvození vztahu pro výpočet vektoru \mathbf{F} . Výchozí rovnicí pro odvození matice \mathbf{F} je (8).

$$\mathbf{Y} = \mathbf{A} \times \mathbf{F} + \mathbf{W}, \quad (8)$$

\mathbf{Y}	časový průběh (vzorky) přijatého signálu,
\mathbf{A}	matice vytvořená ze signálu v referenčním kanálu,
\mathbf{F}	komplexní amplitudy zpožděných replik signálu,
\mathbf{W}	bílý šum.

Repliky \mathbf{F} budou počítány metodou lineární ekvalizace. Její odvození postupně ukazují rovnice (9) a (10).

$$\begin{aligned} \mathbf{A}^H \times \mathbf{Y} &= \mathbf{A}^H \times \mathbf{A} \times \mathbf{F} + \mathbf{A}^H \times \mathbf{W}, \\ (\mathbf{A}^H \times \mathbf{A})^{-1} \times \mathbf{A}^H \times \mathbf{Y} &= (\mathbf{A}^H \times \mathbf{A})^{-1} \times (\mathbf{A}^H \times \mathbf{A}) \times \mathbf{F} + (\mathbf{A}^H \times \mathbf{A})^{-1} \times \mathbf{A}^H \times \mathbf{W}, \\ \text{protože: } (\mathbf{A}^H \times \mathbf{A})^{-1} \times (\mathbf{A}^H \times \mathbf{A}) &= \mathbf{1}, \\ (\mathbf{A}^H \times \mathbf{A})^{-1} \times \mathbf{A}^H \times \mathbf{Y} &= \mathbf{F} + (\mathbf{A}^H \times \mathbf{A})^{-1} \times \mathbf{A}^H \times \mathbf{W}, \end{aligned} \quad (9)$$

\mathbf{A}^H Hermitovsky transponovaná matice \mathbf{A}

Šum \mathbf{W} je náhodný, nekorelovaný a Gaussovský se střední hodnotou rovnou nule. Nejlepším odhadem \mathbf{F} je v tomto případě střední hodnota:

$$\hat{\mathbf{F}} = (\mathbf{A}^H \times \mathbf{A})^{-1} \times \mathbf{A}^H \times \mathbf{Y}. \quad (10)$$

Z vektorů amplitud $\hat{\mathbf{F}}$ o n řádcích pro jednotlivé kanály a úseky signálu, lze sestavit matici, která bude mít obecně rozměr $n \times ch \times k$. Kde n je počet replik signálu, ch je počet kanálů systému a k je počet úseků signálu. Tuto matici budeme dále pro jednoduchost označovat také jako \mathbf{F} . V námi analyzovaném systému je 8 kanálů a matice \mathbf{F} vypočítaná ze všech kanálů bude mít rozměr 80 řádků x 8 sloupců x 4 úseky signálu. Důvody pro rozdělení signálu do úseků jsou popsány v kapitole 3.6.2.

3.6.2 Matice \mathbf{Y}

Matice \mathbf{Y} zde reprezentuje vstupní signál po potlačení postranních laloků (Kapitola 3,4). Tento signál je obecně matice o rozměrech $N \times ch$. N je počet vzorků signálu a ch je počet kanálů systému. V našem případě budou rozměry matice 119 970 řádků x 8 sloupců (11). Číselné hodnoty v matici (11) představují pořadí vzorků, první číslo reprezentuje řádek, druhé číslo sloupec. Každý sloupec matice \mathbf{Y} představuje vzorky z jednoho kanálu systému.

$$\mathbf{Y} = \begin{pmatrix} 1,1 & \cdots & 1,8 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 119970,1 & \cdots & 119970,8 \end{pmatrix}. \quad (11)$$

Z důvodů výpočetní náročnosti je signál rozdělen do 4 intervalů, jejichž zpracování, je již výpočetně méně náročné. Dostaneme tedy trojrozměrnou matici obecně o velikosti $N_{new} \times ch \times k$. N_{new} je počet vzorků signálu v jednom intervalu, ch je počet kanálů systému a k je počet intervalů. Matice \mathbf{Y}_{new} bude mít v našem případě rozměry 29 970 x 8 x 4. V rovnici (12) jsou zobrazeny jednotlivé vrstvy nové matice \mathbf{Y}_{new} .

$$\mathbf{Y1} = \begin{pmatrix} 1,1 & \cdots & 1,8 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 29970,1 & \cdots & 29970,1 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{Y2} = \begin{pmatrix} 29971,1 & \cdots & 29971,8 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 59940,1 & \cdots & 59940,1 \end{pmatrix}, \quad (12)$$

$$\mathbf{Y3} = \begin{pmatrix} 59941,1 & \cdots & 59941,8 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 89910,1 & \cdots & 89910,1 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{Y4} = \begin{pmatrix} 89911,1 & \cdots & 89911,8 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 119970,1 & \cdots & 119970,1 \end{pmatrix}.$$

3.6.3 Matice A

Přestože v dalších částech skriptu se pracuje s nově vytvořenou maticí \mathbf{Y}_{new} , je matice \mathbf{A} vytvořena z matice \mathbf{Y} , a to z jejího prvního (referenčního) kanálu. Matice \mathbf{A} tedy obsahuje úseky přímého signálu z referenčního kanálu matice \mathbf{Y} . Výsledná matice \mathbf{A} bude ovšem také rozdělena do čtyř částí. Obecně bude mít rozměry $N_{new} \times n \times ch$. N_{new} je počet vzorků signálu v jednom intervalu, n je počet replik signálu, k je počet intervalů. V našem případě budou rozměry matice \mathbf{A} : 29970 x 80 x 4. Vytvoření matice \mathbf{A} bude popsáno pro její první část, vytvoření zbylých třech částí je obdobné.

Postup vytvoření matice \mathbf{A} je následující, vzorky jsou ovšem do matice \mathbf{A} vkládány v obráceném pořadí:

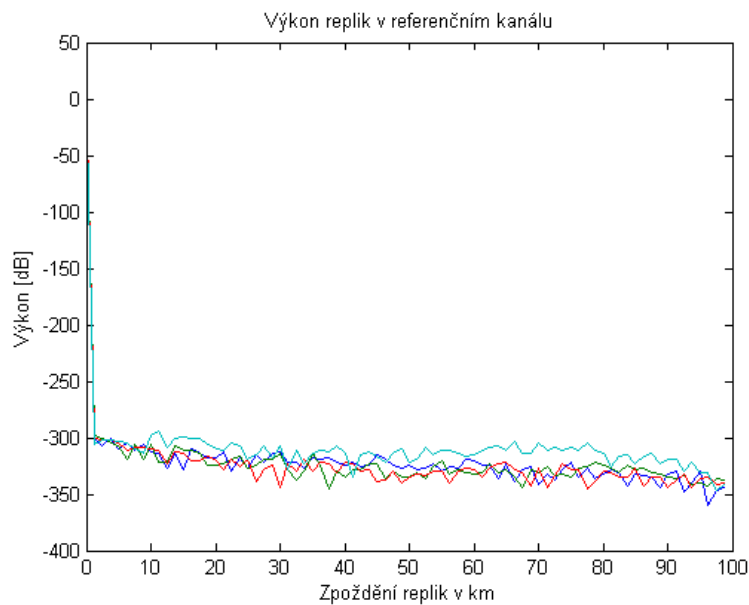
- Vzorky 1 – 80 z prvního kanálu (sloupce) matice \mathbf{Y} vložíme do prvního řádku matice \mathbf{A}
- Vzorky 2 – 81 z prvního sloupce matice $\mathbf{Y} \rightarrow$ druhý řádek matice \mathbf{A}
- Vzorky 3 – 82 z prvního sloupce matice $\mathbf{Y} \rightarrow$ třetí řádek matice \mathbf{A}
- Dále pokračujeme stejně až po vzorky 29970 – 30050 z prvního sloupce matice \mathbf{Y}

Na prvním místě prvního řádku tedy bude vzorek 80 a na posledním místě prvního řádku bude vzorek 1. Čísla v matici nevyjadřují hodnoty vzorků, ale jejich pozice v matici \mathbf{Y} . Tvorba matice \mathbf{A} je zobrazena v (13).

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} Y_{80,1} & Y_{79,1} & \cdots & Y_{2,1} & Y_{1,1} \\ Y_{81,1} & Y_{80,1} & \cdots & Y_{3,1} & Y_{2,1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ Y_{30049,1} & Y_{30048,1} & \cdots & Y_{29970,1} & Y_{29969,1} \\ Y_{30050,1} & Y_{30049,1} & \cdots & Y_{29971,1} & Y_{29970,1} \end{bmatrix}. \quad (13)$$

3.7 Vypočítané repliky v jednotlivých kanálech

Repliky jsou ve skriptu tedy počítány vždy pro všechny 4 intervaly signálu. Průběhy z jednotlivých intervalů jsou pro další práci následně průměrovány. Referenční kanál by v ideálním případě zachycoval pouze přímý signál. Ve skutečnosti tomu tak není, toto zjednodušení si však můžeme dovolit díky tomu, že přímý signál je mnohem silnější než signály odražené (Obrázek 13, Obrázek 14).

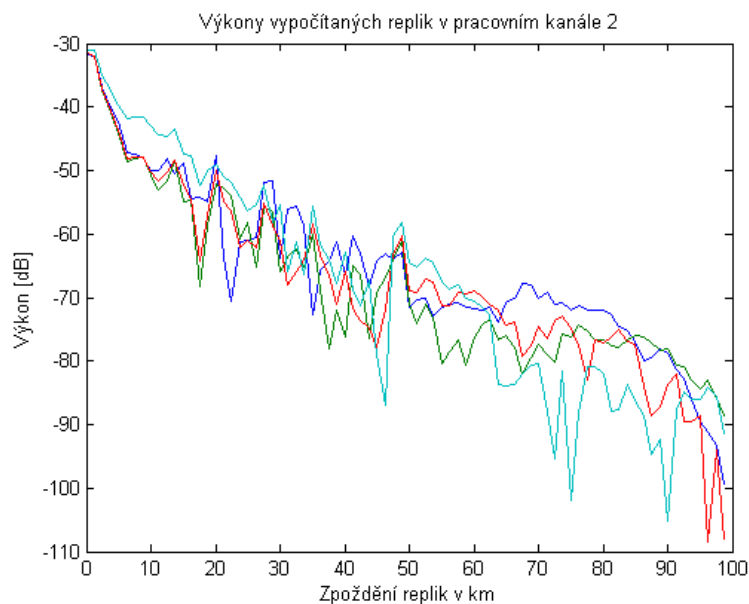


Obrázek 13 - Repliky referenční kanál



Obrázek 14 - Průměr referenční kanál

V pracovním kanálu 2 (Obrázek 15, Obrázek 16) můžeme od 50 do 100 km vidět velké rozdíly mezi jednotlivými úseky signálu. To může mít více příčin, signál z této vzdálenosti může být už velmi slabý a značně zašuměný, důvodem může také být vícecestné šíření signálu. Jednotlivé úseky jsou proto průměrovány, aby došlo k eliminaci těchto rozdílů. Eliminace těchto efektů vede k zjednodušení modelování clutteru. Zde jsou pro názornost uvedeny pouze průběhy z kanálu 2. Průběhy z ostatních kanálů jsou podobné a jsou v příloze 2 na přiloženém CD.



Obrázek 15 - Repliky pracovní kanál 2



Obrázek 16 - Průměr pracovní kanál 2

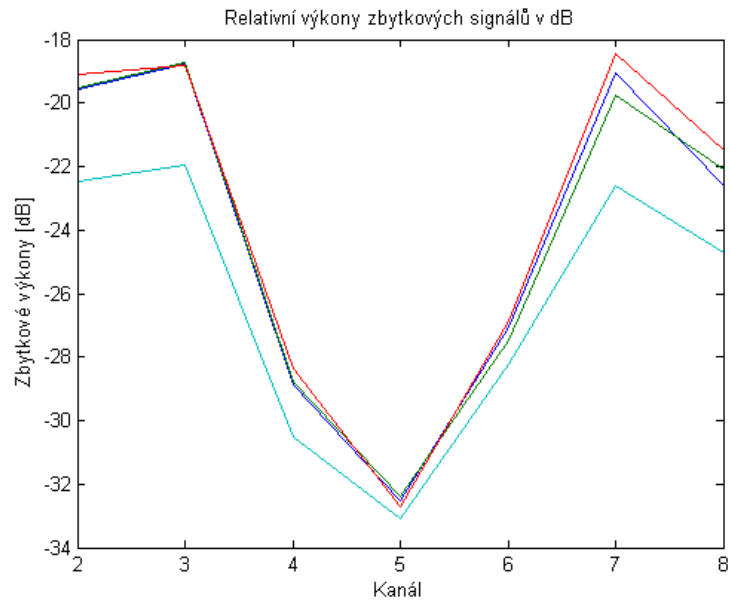
3.8 Zbytkové signály

Jak bylo již uvedeno v Kapitole 3.5, efektivita potlačení clutteru je vyjádřena úrovní zbytkových signálů v jednotlivých kanálech. Zbytkový signál je signál, který zbyde v daném kanálu po procesu potlačení clutteru. V ideálním případě by to měl být pouze šum a odrazy od pohyblivých objektů. Výpočet zbytkových signálů vyjadřuje rovnice (14).

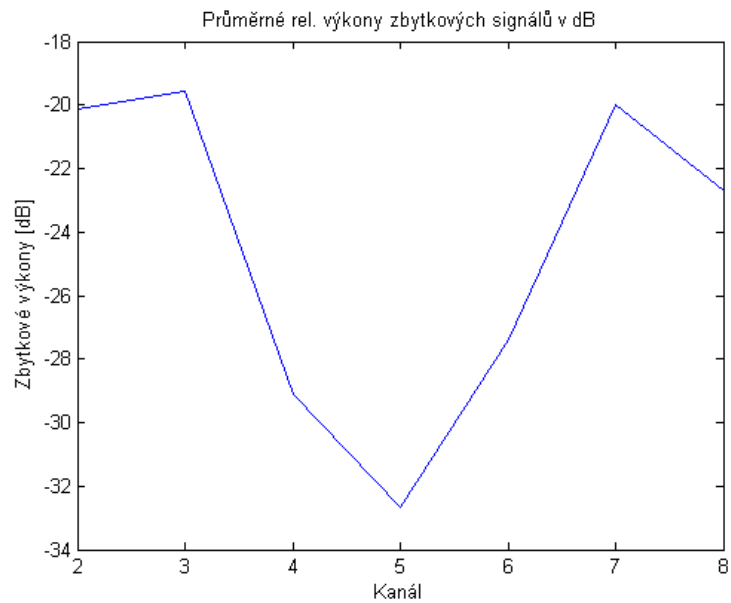
$$\mathbf{Z} = |\mathbf{Y} - \mathbf{A} \times \mathbf{F}|, \quad (14)$$

Z	matice zbytkových signálů v jednotlivých kanálech,
Y	přijatý signál (viz. Kapitola 3.6.2),
A	matice vytvořená v kapitole 3.6.3,
F	matice replik vypočítaná v kapitole 3.6.1.

Čím menší je zbytkový signál, tím lepší je potlačení clutteru. Na Obrázku 17 vidíme zbytkové výkony v jednotlivých kanálech. Na Obrázku 18 je průměr z těchto hodnot.

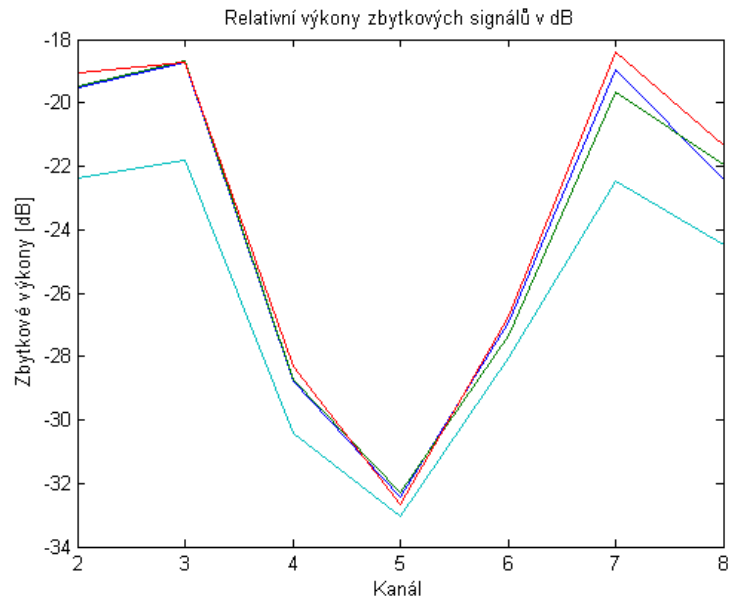


Obrázek 17 - Zbytkové výkony 100km

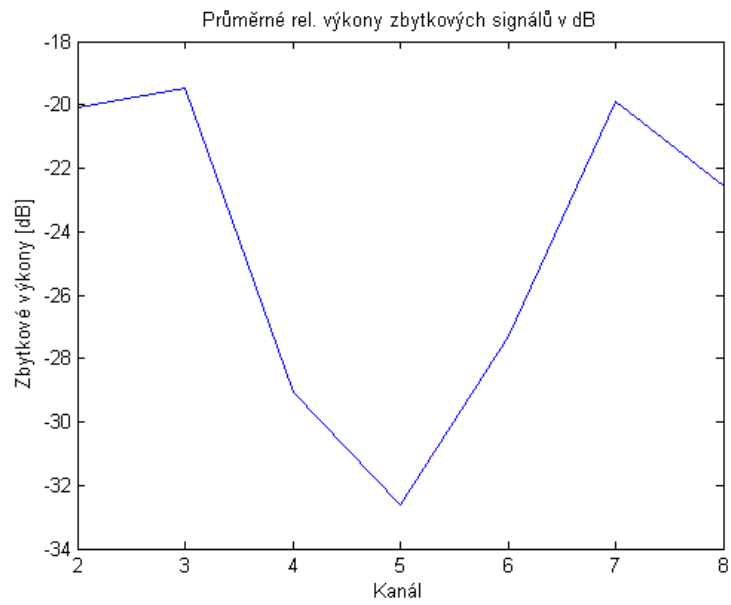


Obrázek 18 - Průměrné zbytkové výkony 100 km

V kapitole 3.5, je zmíněna závislost potlačení clutteru, a tedy i zbytkových signálů, na maximální vzdálenosti. Obrázky 19 a 20 ukazují, že pro vzdálenost 50 km jsou úrovně potlačení clutteru stejné jako pro vzdálenost 100 km.



Obrázek 19 - Zbytkové výkony 50 km



Obrázek 20 - Průměrné zbytkové výkony 50 km

4 Model clutteru

Jak bylo již řečeno v Kapitole 2, clutter nám poskytuje „obraz“ prostředí v dosahu radaru. V této kapitole se budeme zabývat tvorbou generátoru clutteru. Tento generátor je na základě analýzy z Kapitoly 3 schopen generovat náhodné prostředí (clutter) v dosahu radaru. Při tvorbě generátoru budeme vycházet z průběhů replik vypočítaných v Kapitole 3.7. Každý z těchto průběhů definuje výkon replik vypočítaný pro danou anténu systému. Při generování clutteru budeme tvořit průběhy podobné těm z Kapitoly 3.7.

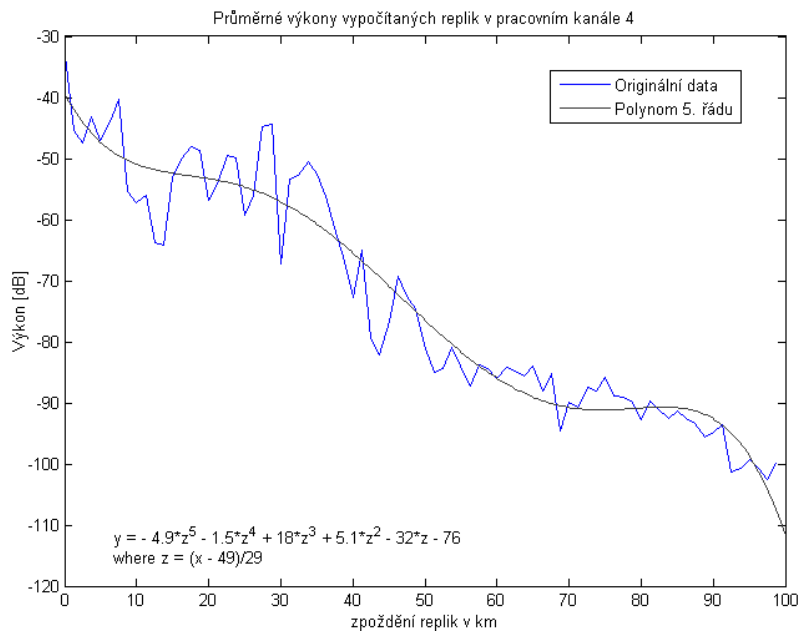
Clutter v jednotlivých kanálech se skládá z tří hlavních částí:

- Trend – Klesání výkonu s rostoucí vzdáleností od radaru
- Textura – Rozsáhlejší terénní útvary (např. městská zástavba)
- Spiky – Náhodné špičky signálu (např. osamocená budova)

Velkou část průběhů je možno generovat pouze pomocí trendu a spiků. Ve složitějších případech je potřeba použít i texturu [2]. V této práci se budeme zabývat pouze generováním trendu a spiků.

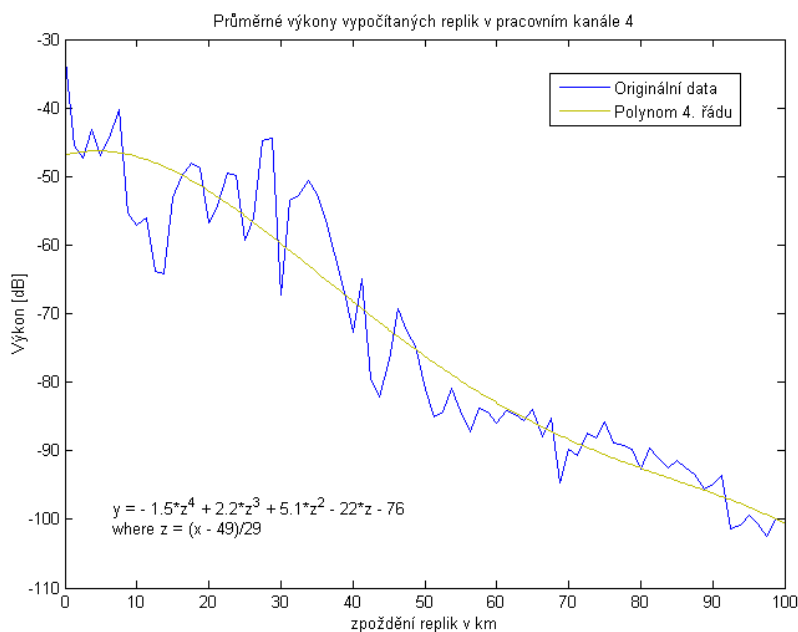
4.1 Trend

Jak bylo již naznačeno výše, trend určuje klesání výkonu clutteru s rostoucí vzdáleností od radaru. Výkon signálu odraženého z malé vzdálenosti od radaru (např. 10 km) bude logicky vyšší, než výkon totožného signálu odraženého z velké vzdálenosti (např. 80 km). Trend bude tedy reprezentovat základní charakter výkonu clutteru a bude vyjádřen pomocí klesající křivky. Tvar této křivky určíme aproximováním průběhů replik pomocí polynomů. Aproximace polynomy byla zvolena z důvodu jednoduchosti výsledných aproximačních funkcí. Jediným problémem zde je volba správného řádu polynomu. V úvahu přichází třetí až pátý řád. Nižší řády (přímka a parabola) nedokáží dostatečně dobře aproximovat průběhy replik a řády vyšší než pátý jsou již komplikované. Na Obrázku 21 je zobrazen vypočítaný průběh replik a jeho aproximace pomocí polynomu pátého řádu. Aproximace průběhů je zobrazena pouze pro kanál 4. Kanál 4 je zvolen také z toho důvodu, že jsou na něm dobře vidět rozdíly mezi jednotlivými aproximacemi. Průběhy jsou aproximovány pomocí funkce *polyfit* [21] v program Matlab.



Obrázek 21 - Aproximace 5. Řád

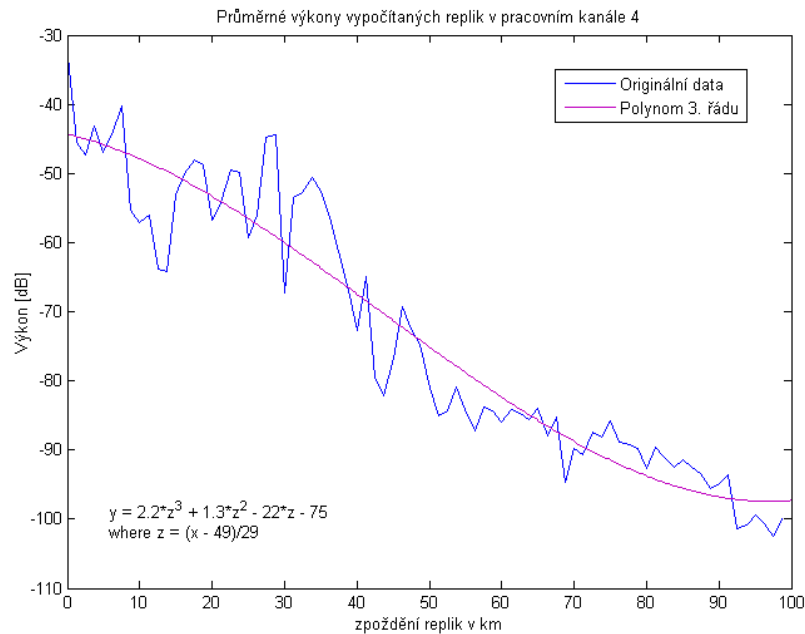
Program Matlab nám umožňuje velice snadno aproximovat vypočtené průběhy replik pomocí polynomů různých řádů. Polynom pátého řádu sice velmi dobře aproximuje většinu průběhů, ale jeho použití se ukázalo být nevhodné. Důvodem byla vysoká míra korelace mezi jednotlivými koeficienty polynomu a tím pádem i velmi složité generování náhodného polynomu. U polynomu čtvrtého řádu (Obrázek 22) je situace podobná a sudý řád polynomu navíc způsobuje nevhodný (stoupající) průběh polynomu pro nízké hodnoty x.



Obrázek 22 - Aproximace 4. Řád

Nejllepší se ukázala být aproximace pomocí polynomů třetího řádu (Obrázek 23). Proložení průběhu sice není ideální, ale vzájemná korelace mezi jednotlivými koeficienty polynomu je

mnohem menší než u předchozích dvou případů. To nám usnadní generování průběhu trendu v další části práce.



Obrázek 23 - Aproximace 3. Řádem

Proložení průběhů polynomem třetího řádu provedeme pro všechny kanály systému vyjma prvního, který obsahuje pouze přímý signál. Aproximované průběhy z ostatních kanálů jsou v příloze 3 na příloženém CD. Po aproximování všech kanálů systému polynomy třetího řádu jsme schopni zjistit intervaly, ve kterých se hodnoty jednotlivých koeficientů pohybují. Tabulka 1 ukazuje seznam všech koeficientů polynomů třetího řádu, pro všechny kanály systému. Čísla 2 až 7 v horním řádku tabulky vyjadřují kanál systému. Ve sloupci vpravo jsou uvedeny mocniny x , které vyjadřují stejné proměnné jako v rovnici (15). Čísla v tabulce pak vyjadřují koeficienty (k_0, k_1, k_2, k_3) u jednotlivých mocnin.

Tabulka 1 - Seznam koeficientů polynomů 3. řádu

3. řád	2	3	4	5	6	7	8
x^3	-2,86986	-2,91554	2,218766	4,822905	0,82024	-2,04622	-1,74048
x^2	2,302149	1,91751	1,314444	1,829873	2,300481	1,951957	2,021133
x^1	-8,5995	-8,36461	-22,0101	-29,0088	-17,4389	-10,1136	-11,2113
x^0	-69,4976	-71,2235	-74,6533	-76,9128	-77,1	-71,5511	-74,875

Polynom, který aproximuje průběh replik lze vyjádřit ve tvaru:

$$y(x) = k_3 \times x^3 + k_2 \times x^2 + k_1 \times x^1 + k_0 \times x^0. \quad (15)$$

Ukázka polynomického vyjádření pro čtvrtý kanál bude mít dle tabulky tvar (koeficienty zaokrouhleny na dvě platné číslice):

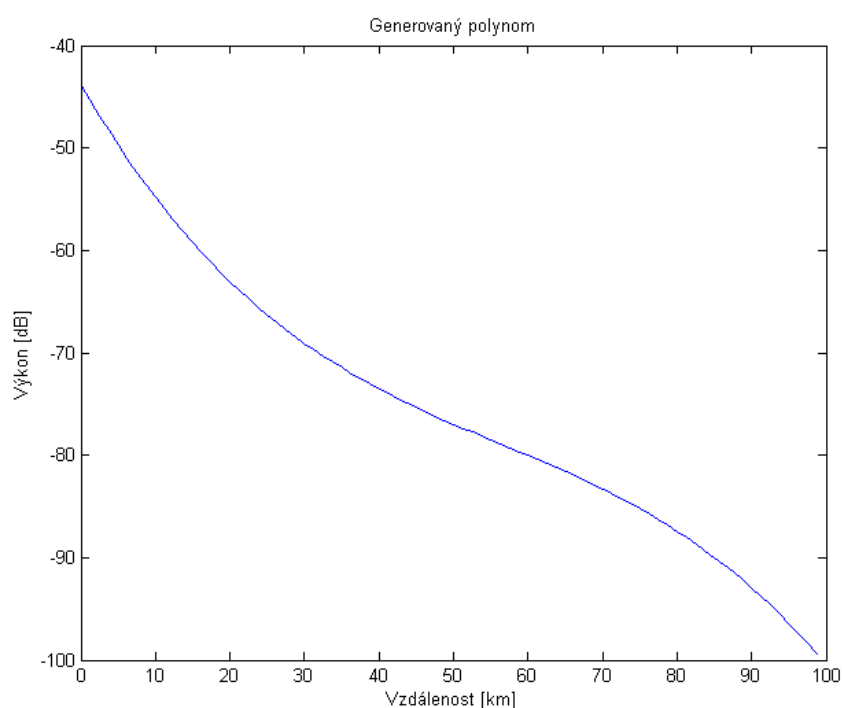
$$y(x) = 2,2 \times x^3 + 1,3 \times x^2 - 22 \times x^1 - 75 \times x^0. \quad (16)$$

Z Tabulky 1 určíme intervaly, ve kterých se budou jednotlivé koeficienty pohybovat (tabulka 2).

Tabulka 2 - Intervaly koeficientů pro 3. řád polynomu

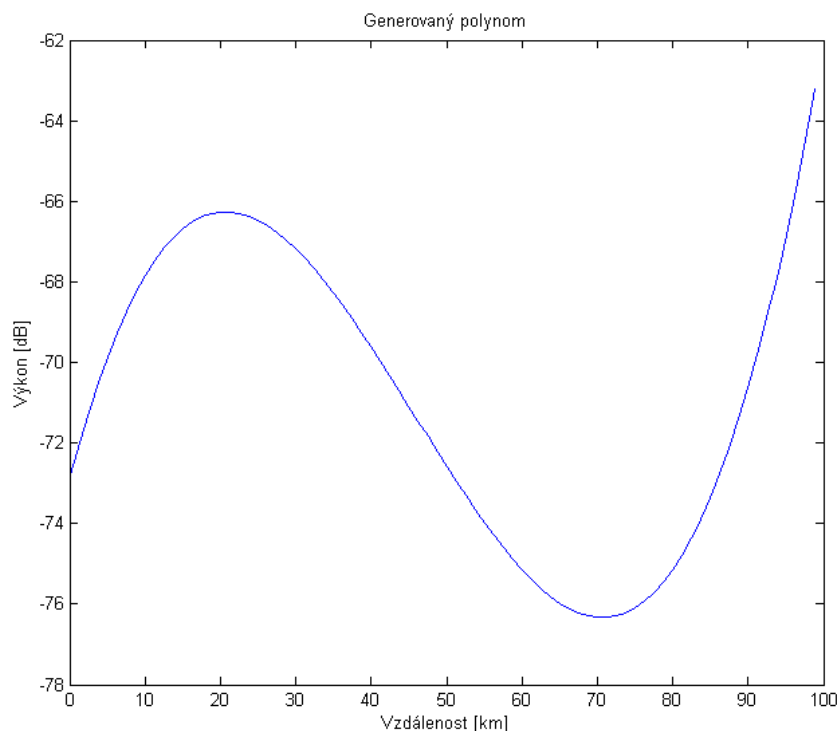
	Min	Max
x^3	-2,91554	4,822905
x^2	1,314444	2,302149
x^1	-29,0088	-8,36461
x^0	-77,1	-69,4976

Základní generátor trendu by pak vypadal tak, že bychom náhodně generovali 4 koeficienty v intervalech uvedených v Tabulce 2. Většina generovaných průběhů vycházejících z takového generátoru vychází správně (Obrázek 24).



Obrázek 24 - Generátor 1 - správně

Bylo ovšem ověřeno, že tento postup není správný, protože při některých kombinacích koeficientů má generovaný trend nesmyslné průběhy (Obrázek 25).



Obrázek 25 - Generátor 1 - špatně

Problém, který způsobuje chybné generování trendu je popsán v následujících odstavcích. Kanály systému 2, 3, 7, 8 jsou zaměřeny spíše do nížiny a kanály 4, 5, 6 na vysočinu (Obrázek 7). Lze předpokládat, že pokud budou blízko antény přijímače kopce, bude výkon odrazů zpočátku se vzdáleností klesat pomaleji. Postupně se klesání výkonu zrychlí. Naopak pokud vysílač míří do nížiny, bude klesání výkonu zhruba stejné v celé vzdálenosti.

Důsledkem toho se koeficienty k_1 a k_3 mění v širokém rozsahu (Tabulka 1), což vede při jejich náhodné volbě k nereálným průběhům. Koeficienty k_1 a k_3 jsou spolu ovšem svázány – korelovány. Zvýšení jednoho je kompenzováno snížením druhého. Při generování těchto koeficientů, je tedy nutno mezi nimi uvažovat závislost (17).

$$k_1 = fce(k_3). \quad (17)$$

Nejjednodušší vyjádření závislosti mezi koeficienty je lineární závislost (18).

$$k_1 = a \times k_3 + b, \quad (18)$$

a, b neznámé koeficienty závislosti mezi k_1 a k_3 .

Zahrnutí této závislosti do generátoru trendu je podmíněno určením neznámých koeficientů a , b . Pro každý kanál 2 až 8 dostaneme jednu rovnici (18), tedy sedm lineárních rovnic pro dvě neznámé. Tyto rovnice budeme řešit metodou nejmenších čtverců. Maticový zápis ukazuje (19).

$$\mathbf{K1} = \mathbf{K} \times \mathbf{A}, \quad (19)$$

$\mathbf{K1}$ sloupcový vektor koeficientů $k1$ pro jednotlivé kanály (20),

- K** matice se sedmi řádky a dvěma sloupci, první sloupec je sloupcový vektor koeficientů k_3 , druhý sloupec jsou samé jedničky (21),
- A** sloupcový vektor o dvou řádcích s prvky a, b (22).

$$\mathbf{K1} = \begin{pmatrix} k_{12} \\ k_{13} \\ k_{14} \\ k_{15} \\ k_{16} \\ k_{17} \\ k_{18} \end{pmatrix}, \quad (20)$$

$$\mathbf{K} = \begin{pmatrix} k_{32} & 1 \\ k_{33} & 1 \\ k_{34} & 1 \\ k_{35} & 1 \\ k_{36} & 1 \\ k_{37} & 1 \\ k_{38} & 1 \end{pmatrix}, \quad (21)$$

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} a \\ b \end{pmatrix}. \quad (22)$$

Z rovnice (19) vyjádříme matici **A**.

$$\mathbf{A} = (\mathbf{K}^H \times \mathbf{K})^{-1} \times (\mathbf{K}^H \times \mathbf{K1}). \quad (23)$$

Z této rovnice (23) určíme koeficienty a, b . Generování koeficientů k_l by mělo stále zahrnovat náhodnou složku, z tohoto důvodu určíme ještě rozptyl těchto koeficientů (24).

$$D[k_1] = (\mathbf{K} \times \mathbf{A} - \mathbf{K1})^H \times (\mathbf{K} \times \mathbf{A} - \mathbf{K1}). \quad (24)$$

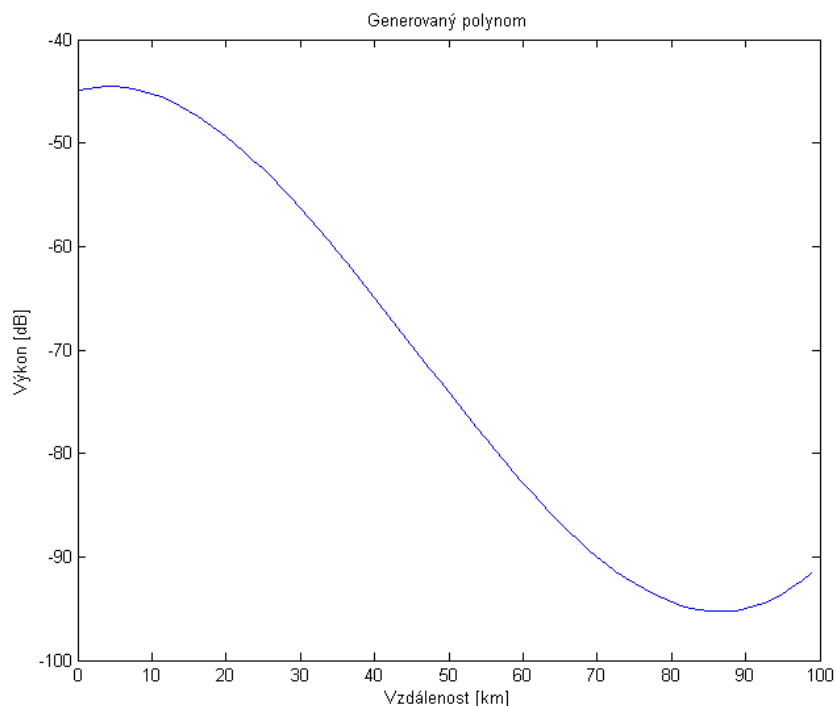
Z rozptylu $D[k_l]$ určíme kvadratickou odchylku σ_{k_l} (25). Finální tvar rovnice pro výpočet koeficientů k_l bude vypadat dle rovnice (26).

$$\sigma_{k_1} = \sqrt{D[k_1]}, \quad (25)$$

$$k_1 = a \cdot k_3 + b + 3 \cdot \sigma_{k_1} (\text{rand} - 0,5), \quad (26)$$

$(\text{rand} - 0,5)$ náhodná čísla v intervalu -0,5 až 0,5 s rovnoměrným rozložením pravděpodobnosti.

Koeficienty k_0 , k_2 , k_3 tedy generujeme náhodně a koeficient k_1 počítáme dle výše uvedeného vztahu (26). Generátor trendu je v tomto tvaru o poznání spolehlivější, nereálné průběhy (Obrázek 25) už v něm nevznikají. Stále, ale ve výjimečných případech vzniká problém se stoupajícím charakterem trendu na počátku a konci průběhu (tento stoupající trend je nereálný), což je ukázáno na Obrázku 26.



Obrázek 26 - Generátor 2 - špatně

Důvodem tohoto chování je, že při kombinaci nevhodně generovaných koeficientů je derivace průběhu na začátku a/či na konci kladná. Z tohoto důvodu je nutné vhodně omezit koeficienty, které to způsobují. Těmito koeficienty jsou k_1 a k_2 .

Koeficient k_1 omezíme tak, aby součet $k_1x + k_3x^3$ měl vždy zápornou derivaci ($k_1 \leq -3x_{max}^2$), čímž bude zajištěno, že při $R = 0$ nemůže funkce stoupat. Maximální velikost koeficientu určíme k_{1max} pomocí vztahu (27).

$$k_{1max} = -9 \times k_3, \quad (27)$$

Pokud bude generovaný koeficient $k_1 \geq k_{1max}$, dojde k omezení k_1 na hodnotu k_{1max} .

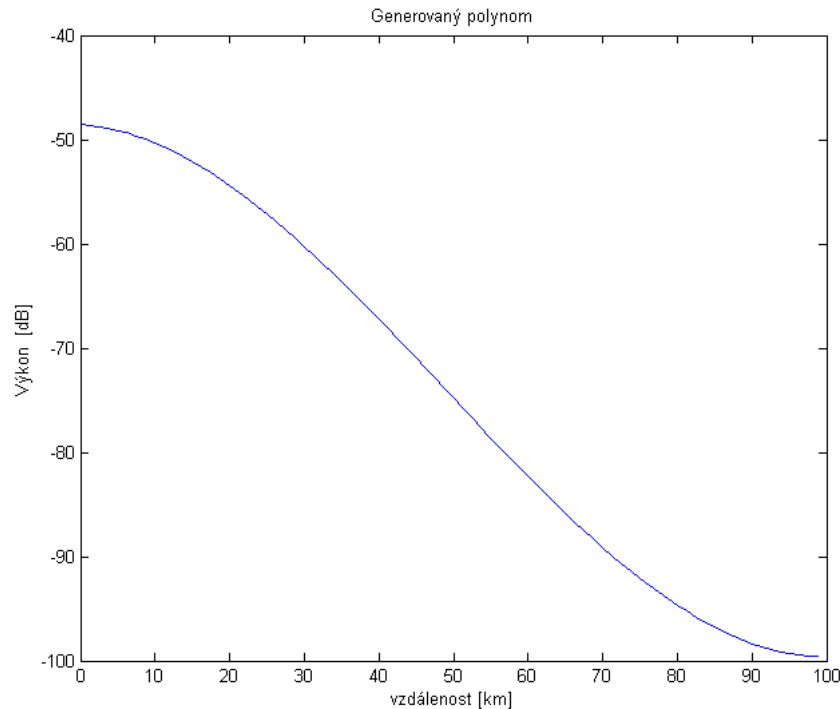
Omezení koeficientu k_2 provedeme tak, aby funkce (28) měla zápornou derivaci při x_{max} : $k_2 \leq (-k_1 - 3k_3x_{max}^2) / (2x_{max})$.

$$y(x) = k_1x + k_2x^2 + k_3x^3. \quad (28)$$

Určíme k_{2max} (29) a pokud bude generovaný k_2 větší než k_{2max} , omezí se hodnota k_2 na hodnotu k_{2max} .

$$k_{2\max} = \frac{(-k_1 - 9 \times k_3)}{3,45}, \quad (29)$$

Po aplikování těchto omezení už vycházejí z generátoru vždy pouze průběhy odpovídající naměřeným datům. Příklad jednoho z nich je na Obrázku 27.

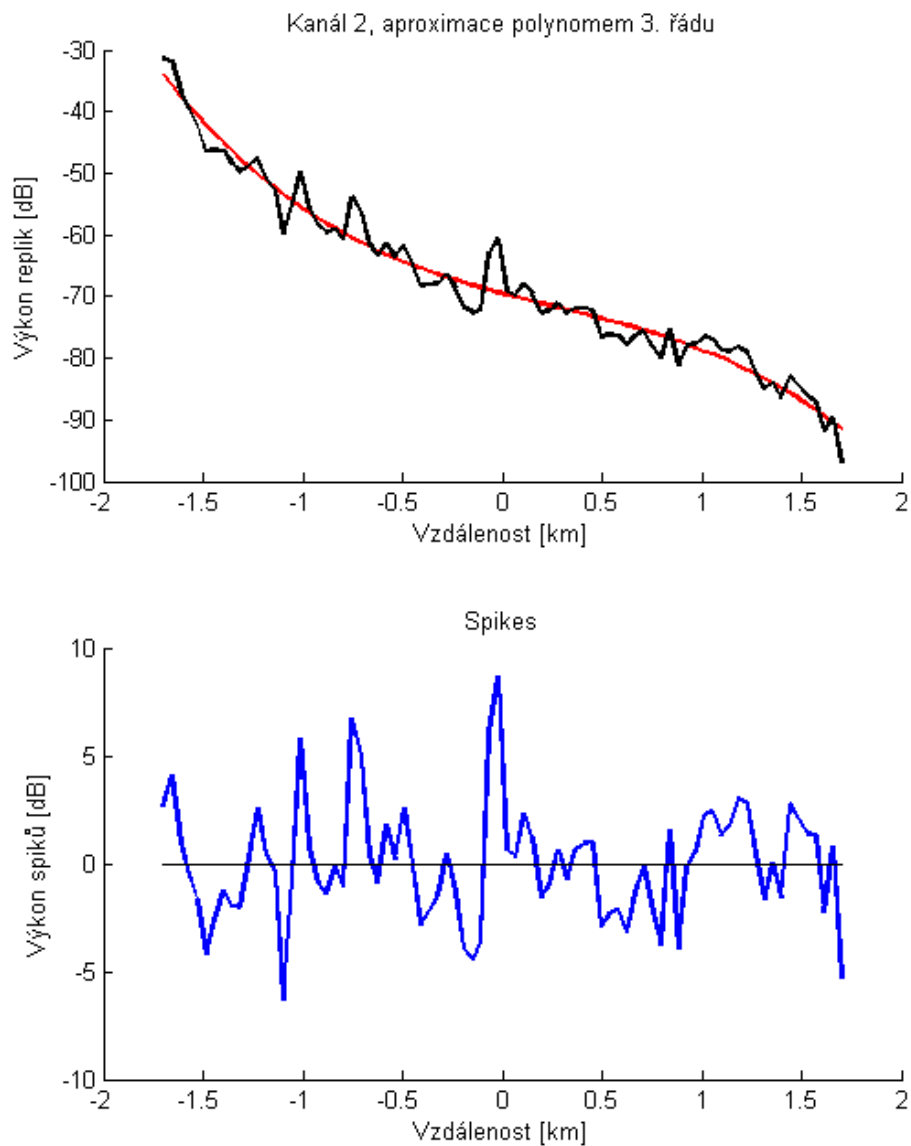


Obrázek 27 - Generátor 3 - správně

4.2 Spiky

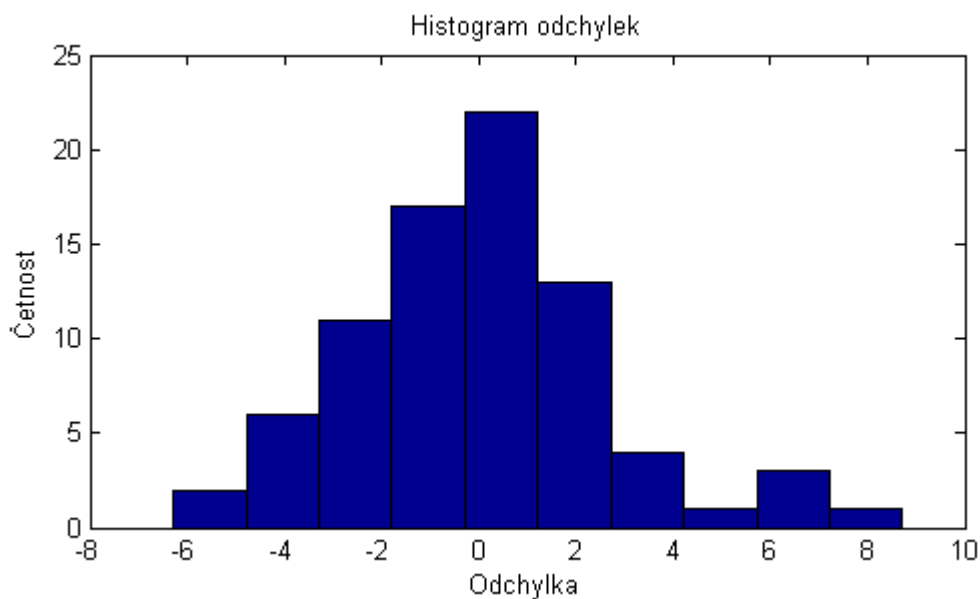
Generátor trendu je první částí generátoru replik. Další část generátoru, kterou se zde budeme zabývat je generování náhodných spiků. Pomocí spiků a textury jsme schopni vytvořit repliky signálu, které budou podobné těm originálním.

Spiky jsou v originálním signálu osamocené odrazující objekty (budova, strom, atd...), nebo naopak místa, která vysílaný signál odrážejí méně než jejich okolí. Spiky svou velikostí většinou nepřesahují jednu rozlišovací buňku radaru. Spiky vypočítáme tak, že od originálních průběhů replik odečteme jejich aproximaci (Obrázek 28).



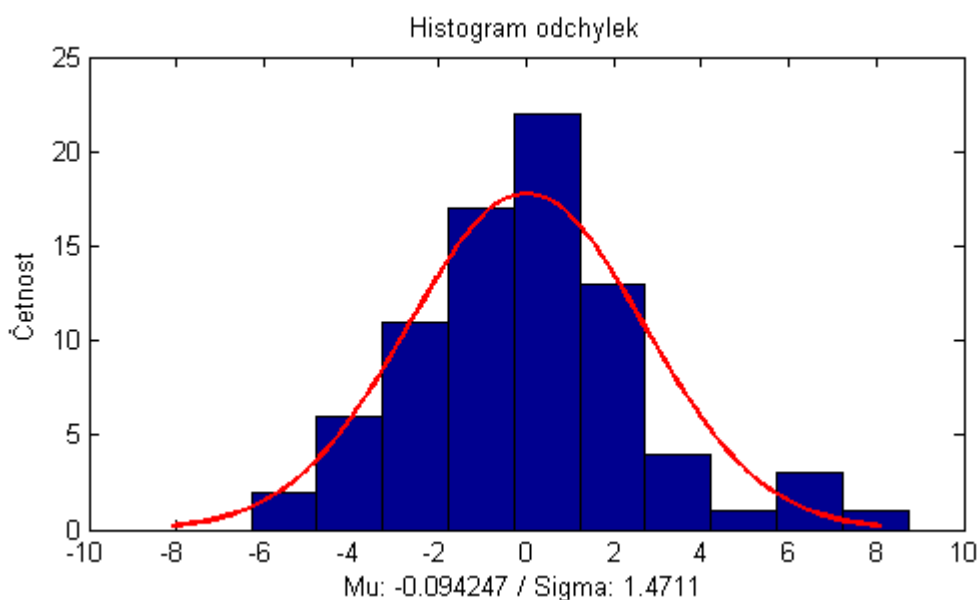
Obrázek 28 - Spiky

Aby bylo možno spiky náhodně generovat, je nejprve nutno zjistit jejich statistické charakteristiky. Základním nástrojem pro tuto úlohu je histogram (Obrázek 29), který udává, kolikrát se spiky (odchylky) daných velikostí ve vypočítaném průběhu (Obrázek 28) vyskytují. V programu Matlab slouží pro práci s histogramy funkce *histfit* [21].



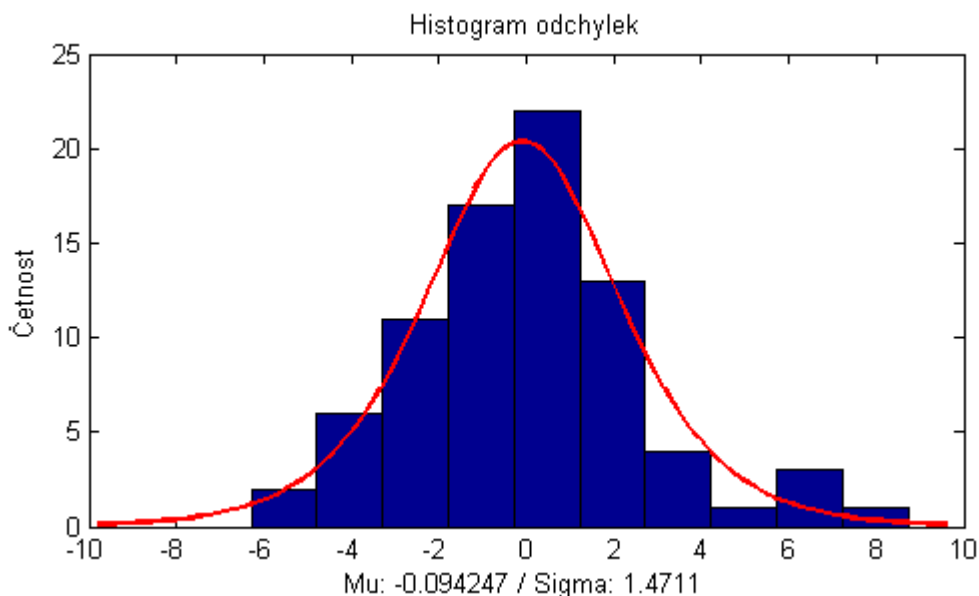
Obrázek 29 - Histogram odchylek

Pomocí histogramu jsme schopni určit rozdělení pravděpodobnosti spiků a jeho parametry. Pravděpodobnostních rozdělení existuje celá řada. Nejlepší by bylo použití nejjednoduššího rozdělení pravděpodobnosti – Normálního. Normální rozdělení má pouze dva parametry (střední hodnota – Mu – μ , směrodatná odchylka – Sigma – σ) a práce s ním je proto mnohem jednodušší, než se složitými rozděleními pravděpodobnosti. V našem případě bylo ovšem ověřeno, že normální rozdělení dostatečně dobře nepostihuje charakter rozložení spiků (Obrázek 30 – červená čára).



Obrázek 30 - Normální rozdělení pravděpodobnosti

Jako vhodnější se ukázalo být logistické rozložení pravděpodobnosti. Jeho zápis je sice složitější, ale stále má pouze dva parametry a ty jsou shodné s parametry normálního rozdělení. Logistické rozdělení je oproti normálnímu „špičatější“ (Obrázek 31 – červená čára).



Obrázek 31 - Logistické rozdělení pravděpodobnosti

Porovnání zápisu obou rozdělení pravděpodobnosti ukazují rovnice (30) – normální rozdělení a (31) – logistické rozdělení.

$$y = f(x | \mu, \sigma) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}}, \quad (30)$$

μ střední hodnota,
 σ směrodatná odchylka,

$$y = f(x | \mu, \sigma) = \frac{\exp\left\{\frac{x-\mu}{\sigma}\right\}}{\sigma\left(1 + \exp\left\{\frac{x-\mu}{\sigma}\right\}\right)^2}, \quad (31)$$

μ střední hodnota,
 σ směrodatná odchylka.

Parametry rozdělení (μ , σ) určíme u kanálů 2 až 7 systému (Tabulka 3) pomocí funkce *fitdist* [21] v programu Matlab.

Tabulka 3 - Parametry rozdělení pravděpodobnosti

Kanál	2	3	4	5	6	7	8
μ	-0,0942	-0,1462	0,0255	0,0041	0,0224	0,0489	0,1149
σ	1,4711	1,8431	3,3454	3,4835	2,8787	1,8074	2,0686

Spiky budeme tedy generovat jako náhodná čísla z logistického rozdělení pravděpodobnosti. Parametry tohoto rozdělení (μ , σ) budou generovány náhodně v intervalech, které určíme

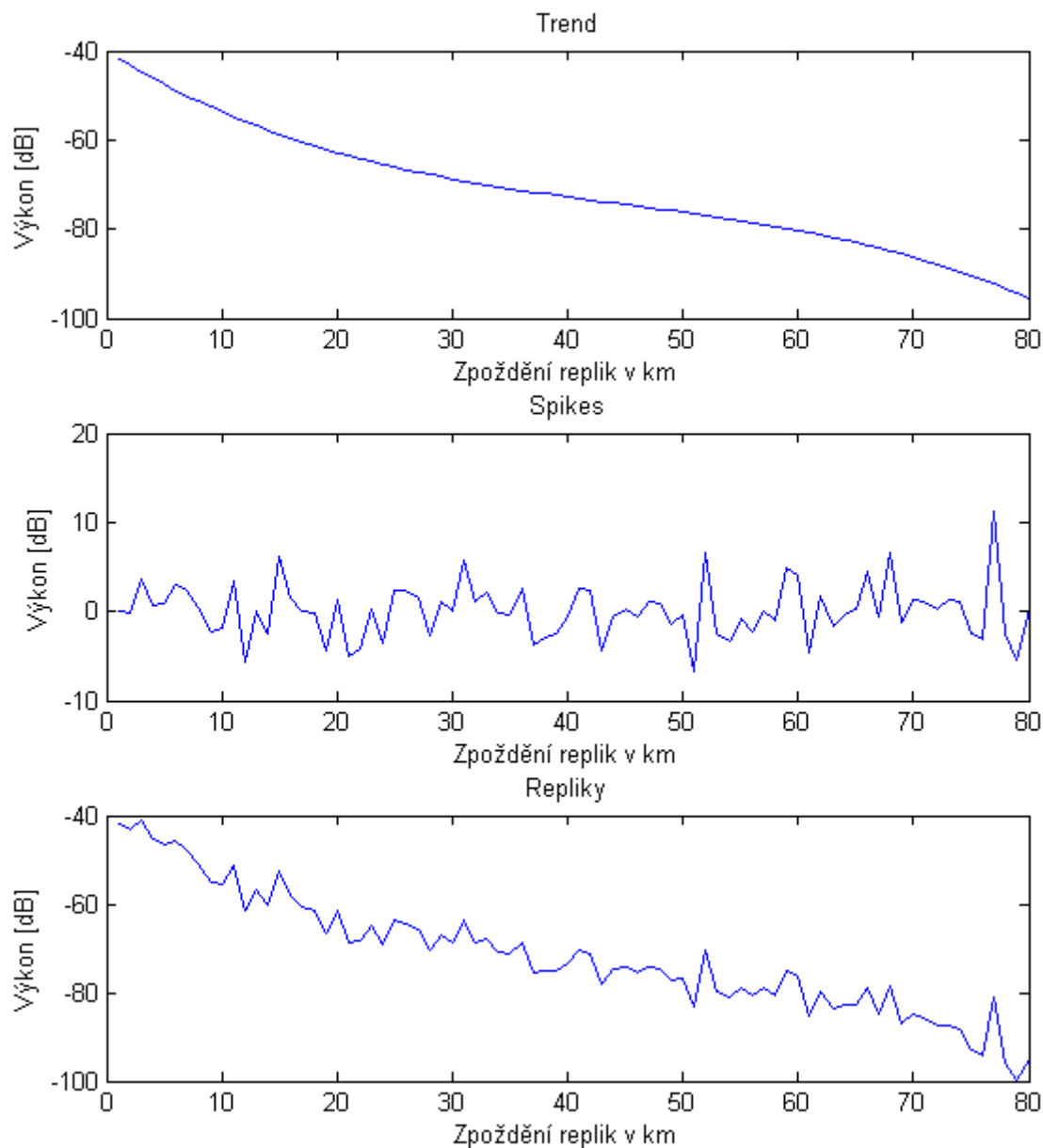
z Tabulky 3. Do určení intervalů nebudeme zahrnovat kanály čtyři a pět. Důvodem je velká odlišnost průběhů replik v těchto dvou kanálech od ostatních a možné zkreslení výsledků. Interval pro generování parametrů rozdělení budou v našem případě:

- $\mu \in \langle -0,1462; 0,1149 \rangle$
- $\sigma \in \langle 1,4711; 2,8787 \rangle$

Postup generování spiků tedy bude:

1. Vygenerování parametrů μ a σ v zjištěných intervalech
2. Vygenerování osmdesáti spiků (náhodných čísel) z logistického rozdělení o parametrech μ a σ
3. Opakování kroků 1 a 2 pro všechny kanály systému.

Pro každý kanál sečteme křivku trendu a vygenerované spiky. Výsledkem budou námi vygenerované průběhy replik originálního signálu pro každý kanál (Obrázek 32).



Obrázek 32 - Generované repliky

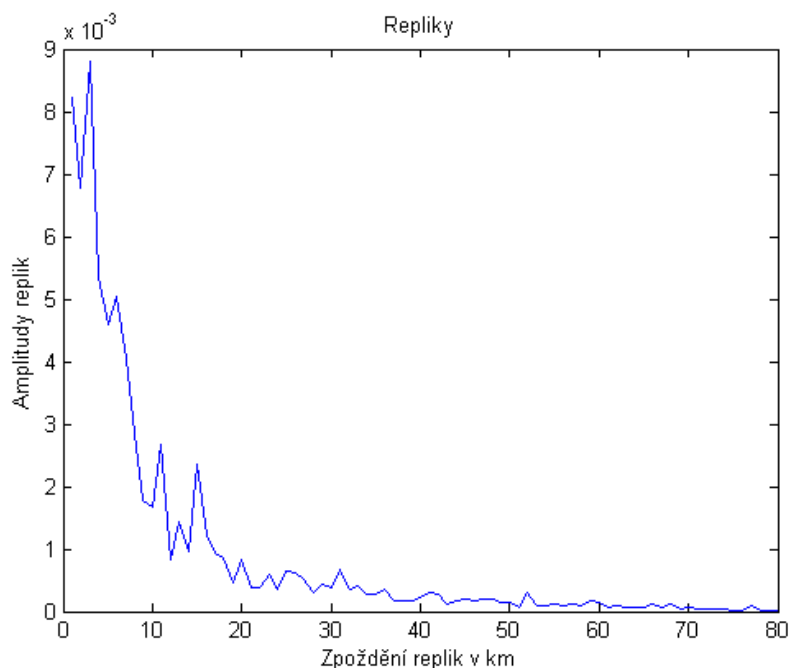
Vygenerované repliky ještě nepředstavují clutter, jsou ale k jeho vytvoření nezbytné. Originální repliky jsme počítali ze vstupního signálu, který měl velikost 119970 x 8 vzorků. Podobný signál musíme vytvořit, abychom vygenerovali celý clutter (signál s podobnými vlastnostmi jako ten originální).

4.3 Převod z decibelů na amplitudy

Z důvodu snadnější práce, byly v programu ekvalttest (Kapitola 3) vypočítané repliky převedeny na decibely. Stejně tak námi generované repliky jsou v decibelech. Původní signál ovšem v decibelech není. Pokud chceme vytvořit signál podobný původnímu, musíme převést repliky z výkonu v decibelech na amplitudy (32).

$$repliky[amplituda] = 10^{\frac{repliky[dB]}{20}} . \quad (32)$$

Výsledek převodu bude vypadat podobně jako v Obrázku 33.



Obrázek 33 - Amplitudy replik

4.4 Komplexní amplitudy

Po převodu z replik z decibelů na amplitudy dostaneme absolutní hodnoty amplitud replik. Reálné signály jsou však komplexní. Dalším krokem bude tedy generování komplexní fáze pro každou repliku. Fázi budeme generovat jako náhodná čísla z rovnoměrného rozdělení pravděpodobnosti v intervalu 1 až 360. Tuto fázi pak přidáme ke generovaným replikám podle rovnice (33).

$$\text{repliky}[\text{komplexní}] = \text{repliky}[\text{absolutní}] * e^{j\varphi}, \quad (33)$$

φ náhodná fáze 1° až 360°.

Pokud si zobrazíme absolutní hodnoty komplexních amplitud replik, uvidíme stejný průběh jako na Obrázku 33. Komplexní amplitudy replik představují vektor \mathbf{F} , který je vysvětlen v Kapitole 3.

4.5 Matice \mathbf{A}

Abychom z generovaných replik získali generovaný vstupní signál, musíme provést postup opačný tomu v kapitole 3.6.1. V kapitole 3.6.1 jsme z rovnice (34), která nám říká, že vstupní signál \mathbf{Y} se rovná součinu námi vytvořené matice \mathbf{A} a vektoru replik \mathbf{F} , odvodili rovnici pro výpočet replik (35).

$$\mathbf{Y} = \mathbf{A} \times \mathbf{F}, \quad (34)$$

Y vstupní signál přijatý na anténě,
A matice vytvořená z **Y** (Kapitola 3.6.3),
F vektor komplexních amplitud replik,

$$\mathbf{F} = (\mathbf{A}^T \times \mathbf{A})^{-1} \times \mathbf{A}^T \times \mathbf{Y}. \quad (35)$$

Nyní máme k dispozici generované repliky **F** a matici **A**, z kterých potřebujeme získat vstupní signál **Y** (signál přijatý na anténě). U matice **A** máme dvě možnosti. Buď použijeme originální matici **A** z programu ekvaltest nebo si vytvoříme vlastní (kapitola 4.7). V obou případech je postup získání signálu **Y** stejný, budou se pouze lišit prvky matice **A**. Výpočet signálu **Y** ukazuje rovnice (34), která je zároveň výchozí rovnicí pro výpočet zpožděných replik. Velikosti matic v rovnici (34) jsou následující:

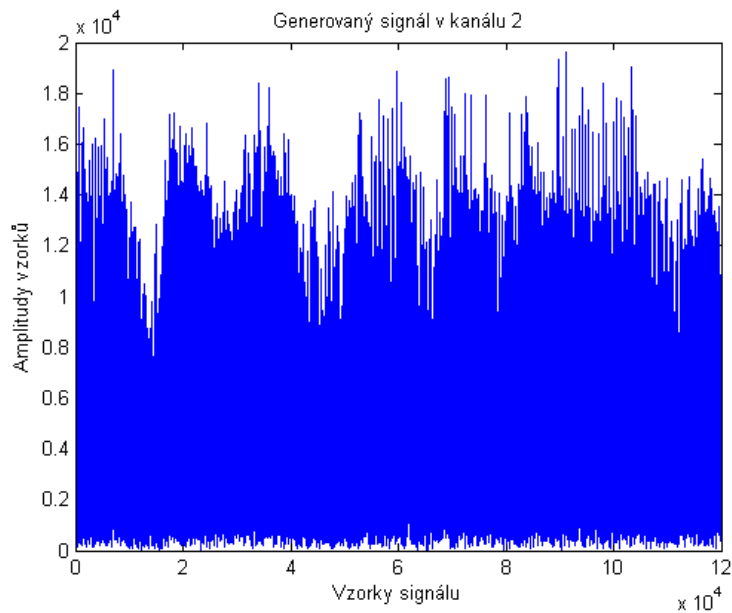
- Matice **Y**
 - 119880 řádků (vzorků)
 - 7 sloupců (kanálů)
- Matice **A**
 - 29970 řádků
 - 80 sloupců
 - 4 intervaly
- Matice **F**
 - 80 řádků
 - 7 sloupců

Postup vytvoření jednotlivých matic (**Y**, **A**, **F**) je podrobně popsán v kapitole 3.6. Nyní je zde pouze pár odlišností:

1. Jednotlivé úseky trojrozměrné matice **A** seřadíme za sebe a dostaneme tak dvourozměrnou matici **A** o velikosti 119880 řádků x 80 sloupců.
2. Vynásobíme matici **A** a **F**, a z tohoto součinu získáme matici **Y**. Rozměry matic jsou uvedeny v závorkách v rovnici (36) (řádky, sloupce).

$$\mathbf{Y}_{(119880,7)} = \mathbf{A}_{(119880,80)} \times \mathbf{F}_{(80,7)}. \quad (36)$$

Tímto výpočtem získáme generovaný vstupní signál pro kanály 2 až 8. Příklad takto vytvořeného signálu v absolutní hodnotě je na Obrázku 34.



Obrázek 34 - Generovaný vstupní signál

Jako přímý signál (kanál 1) můžeme použít buď originální přímý signál z programu ekvaltest3.m, nebo použít námi vygenerovaný přímý signál (Kapitola 4.7).

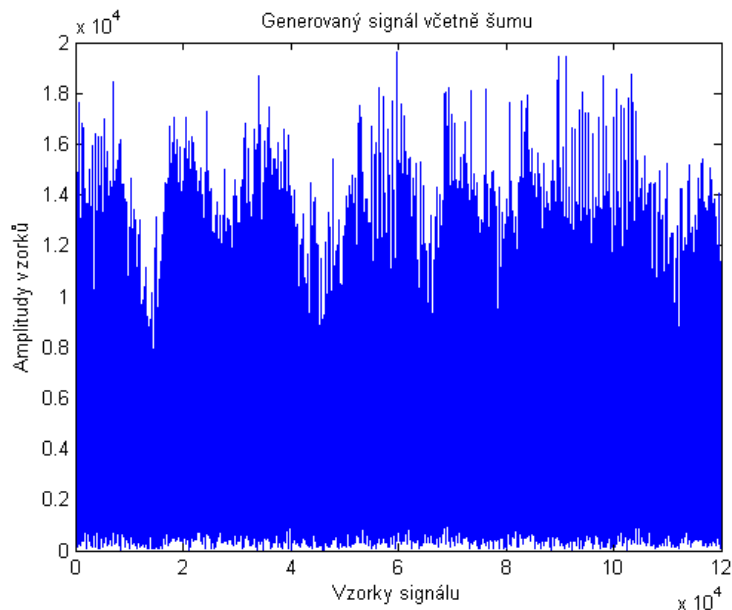
4.6 Přidání šumu

Posledním krokem tvorby signálu v kanálech 2 až 8 je přidání bílého šumu. Jedná se v podstatě o generování náhodných komplexních čísel z normálního rozdělení pravděpodobnosti a jejich přičtení k vygenerovanému signálu. Toto je ve skriptu realizováno pomocí matlabovské funkce `awgn`. Funkce `awgn` [21] změní výkon námi generovaného signálu a přidá k němu bílý šum. Odstup signálu od šumu zvolíme parametrem funkce `snr`.

$$y = \text{awgn}(x, \text{snr}, \text{'measured'}), \quad (37)$$

y	vstupní signál včetně bílého šumu,
x	vstupní signál bez bílého šumu,
snr	odstup signál/šum v decibelech,
<code>measured</code>	funkce nejprve změní výkon signálu.

Generovaný vstupní signál po přidání šumu je na Obrázku 35.



Obrázek 35 - Generovaný vstupní signál včetně šumu

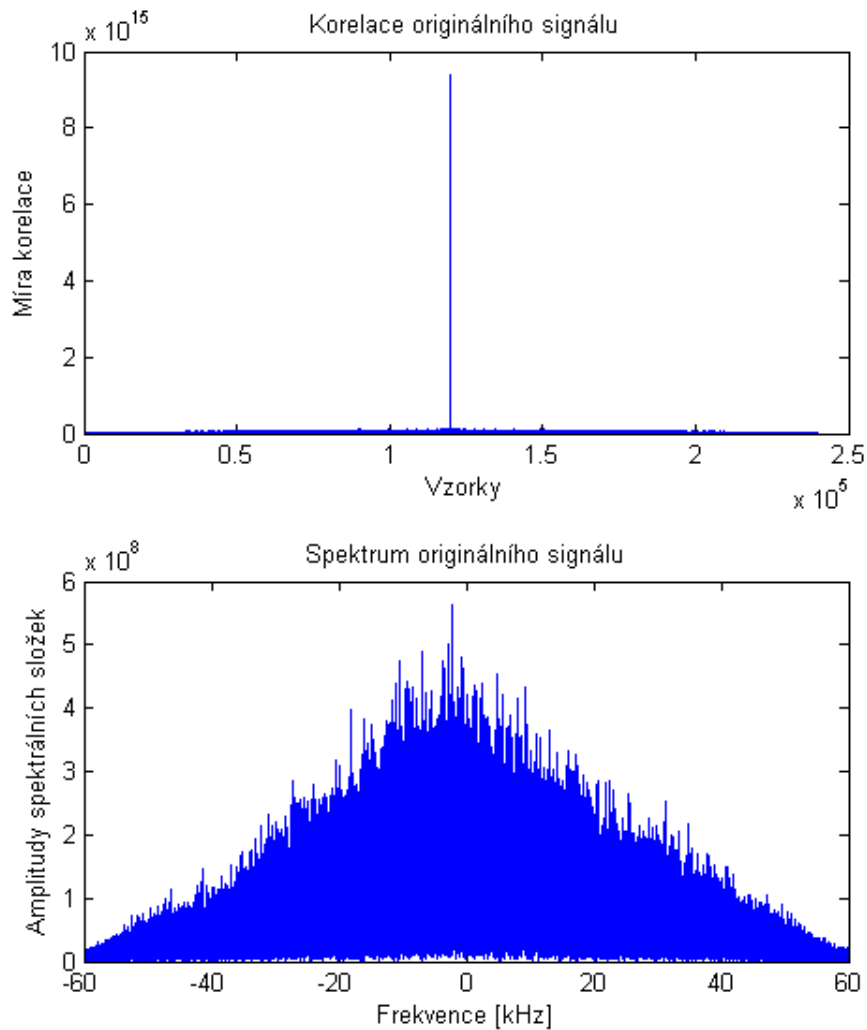
Co se týče volby odstupů SNR, vhodné se ukázaly být hodnoty kolem 20 dB. Při menších hodnotách jsou výsledky zkreslenější a nepřesnější a naopak vyšší hodnoty odstupů signál/šum nejsou příliš pravděpodobné. Výsledky je možno ověřit opětovným vypočtením replik z vygenerovaného signálu (Kapitola 3).

4.7 Přímý signál

Doposud jsme tvořili repliky přímého signálu v kanálech 2 až 8. V této části se budeme zabývat vytvořením náhodného přímého signálu v kanálu 1, který bude mít stejné statistické charakteristiky jako originální přímý signál. Přímý signál je nezbytný k vytvoření matice A , která nám umožní z replik F vypočítat vstupní signál Y . Přímý signál jsme schopni generovat na základě analýzy originálního přímého signálu. Důležité parametry jsou pro nás spektrum originálního signálu, jeho výkon a autokorelační funkce. Na Obrázku 36 můžeme vidět jeho autokorelační funkci a spektrum. Všechny signály v této kapitole jsou zobrazeny v absolutních hodnotách. Střední výkon originálního signálu získáme z rovnice (38) a jeho hodnota je $7,8212 \times 10^{10}$ [W].

$$P_{orig_{str}} [W] = \frac{y_{orig}^2}{N}, \quad (38)$$

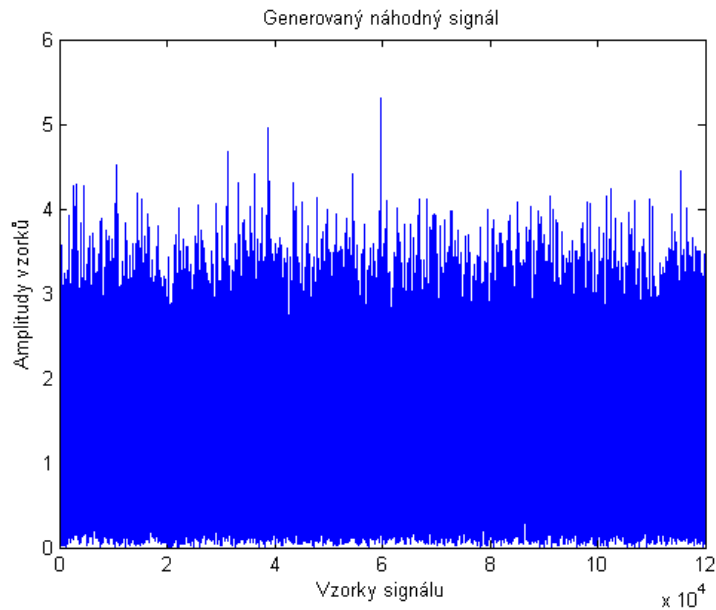
$P_{orig_{str}}$	střední výkon originálního signálu,
y_{orig}^2	výkon originálního signálu,
N	počet vzorků originálního signálu.



Obrázek 36 - Originální signál v kanálu 1

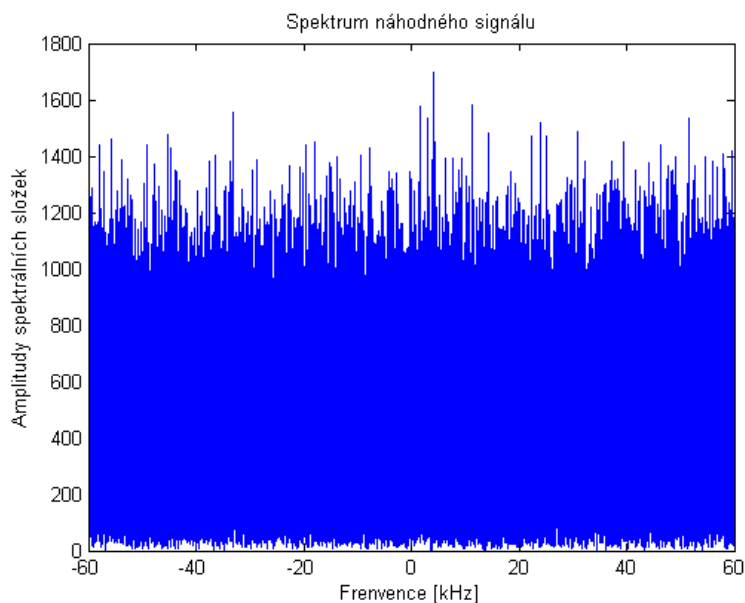
Protože originální přímý signál není korelovaný, postačí, když budeme generovat náhodný signál s podobným tvarem spektra. Toho docílíme postupem popsaným dále.

Vygenerujeme náhodný komplexní signál (Obrázek 37) s hodnotami reálné složky v rozsahu 0 až 1 a komplexní složky v rozsahu $0i$ až $1i$. Délka signálu (počet vzorků) bude odpovídat délce originálního signálu v prvním kanálu (119970 vzorků). Signál vygenerujeme pomocí funkce *randn* [21].



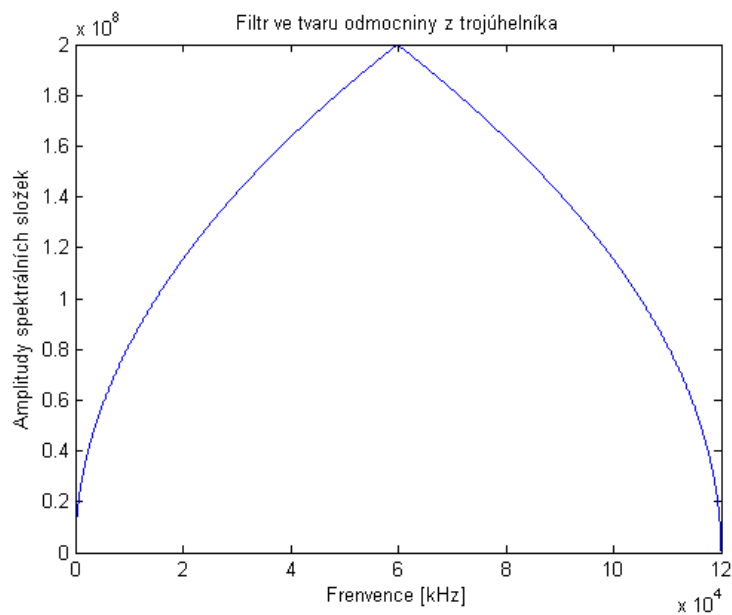
Obrázek 37 - Generování přímého signálu

Převědeme vygenerovaný signál do spektrální oblasti pomocí Fourierovy transformace (Obrázek 38).



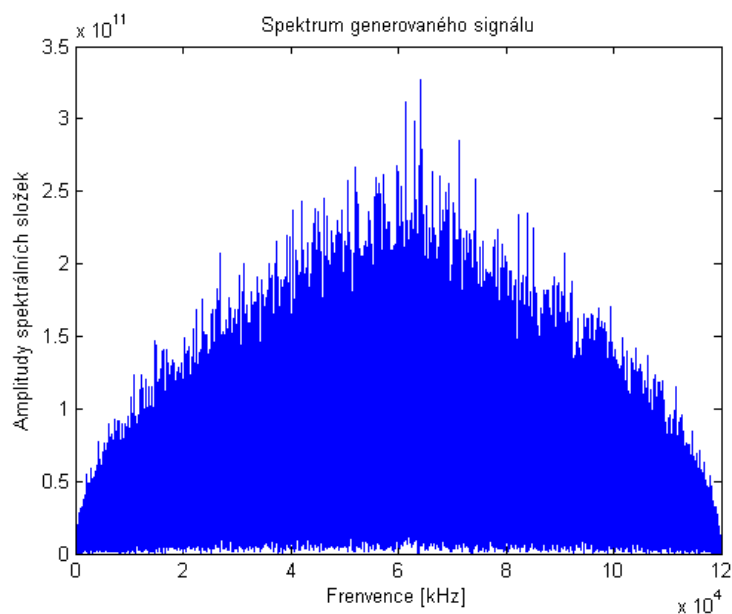
Obrázek 38 - Generování přímého signálu - spektrum

Vytvoříme filtr s podobným tvarem, jako je tvar spektra originálního signálu. Trojúhelníkový filtr bychom použili v případě, že bychom pracovali s výkonovým spektrem signálu, my ovšem pracujeme s amplitudovým spektrem, a proto použijeme filtr ve tvaru odmocniny z trojúhelníka (Obrázek 39).



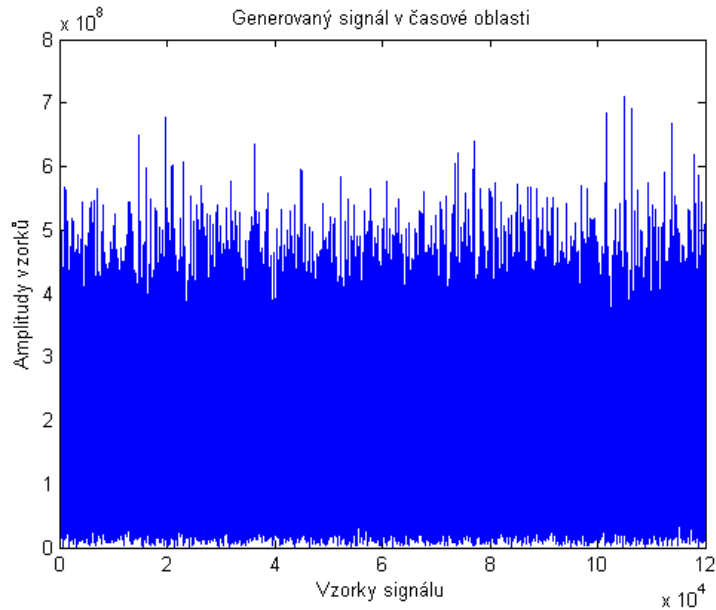
Obrázek 39 - Generování přímého signálu - filtr

Dále provedeme filtraci ve spektrální oblasti. Zjednodušeně řečeno, ve spektrální oblasti vynásobíme vygenerovaný signál s trojúhelníkovým filtrem (Obrázek 40).



Obrázek 40 - Generování přímého signálu - spektrum po vynásobení

Následuje převedení signálu zpět do časové oblasti pomocí inverzní Fourierovy transformace (Obrázek 41).



Obrázek 41 - Generování přímého signálu - časový průběh po vynásobení

Takto vygenerovaný signál je dále nutno normovat k originálnímu signálu tak, aby měly oba signály stejné střední výkony. K tomu je potřeba několik výpočtů. Nejprve zjistíme střední hodnotu generovaného signálu (39).

$$P_{gen_{str}} [W] = \frac{y_{gen}^2}{N}, \quad (39)$$

$P_{gen_{str}}$ střední výkon generovaného signálu,
 y_{gen}^2 výkon generovaného signálu,
 N počet vzorků signálu.

Normujeme námi generovaný signál vůči originálnímu signálu (40).

$$y_{norm} [amplitude] = \sqrt{\frac{P_{str_{orig}}}{P_{str_{gen}}}} \cdot y_{gen}, \quad (40)$$

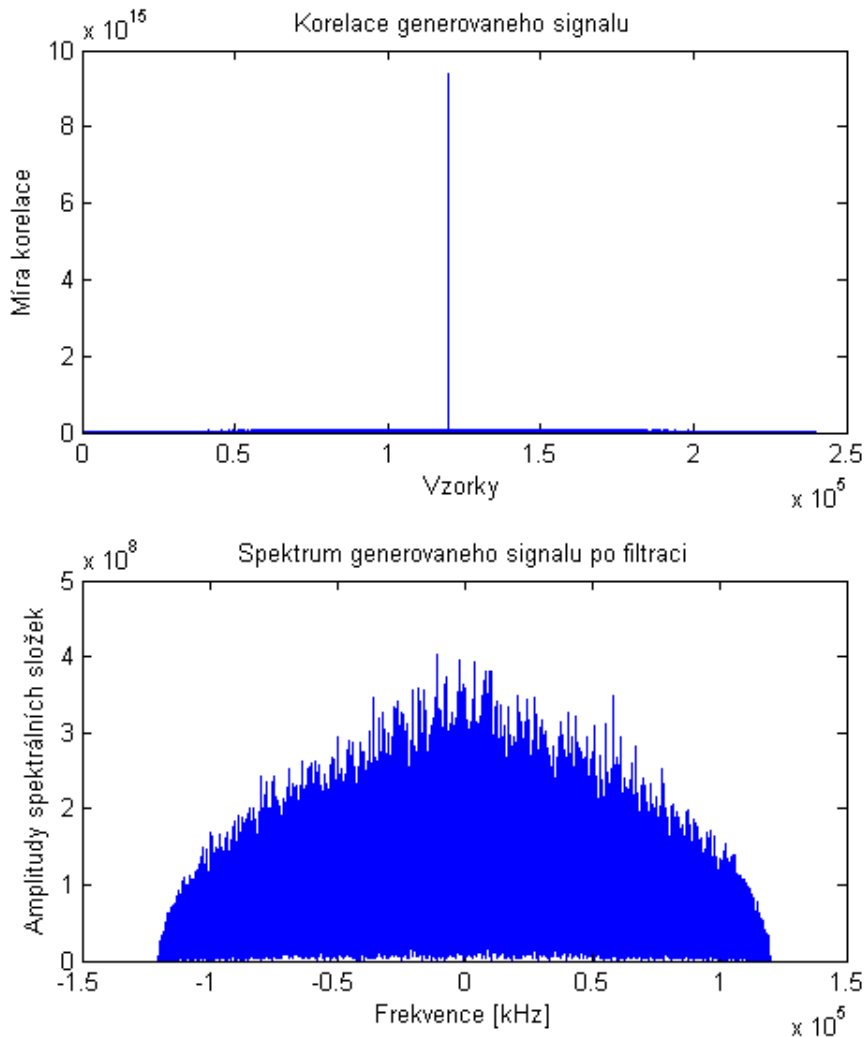
y_{norm} normovaný generovaný signál,
 $P_{str_{orig}}$ střední výkon originálního signálu,
 $P_{str_{gen}}$ střední výkon generovaného signálu,
 y_{gen} generovaný signál.

Z rovnice (40) dostaneme již výsledný časový průběh signálu v kanálu jedna. Hodnotu středního výkonu generovaného signálu vypočítáme pomocí rovnice (41)

$$P_{str_{norm}} [W] = \frac{y_{norm}^2}{N}, \quad (41)$$

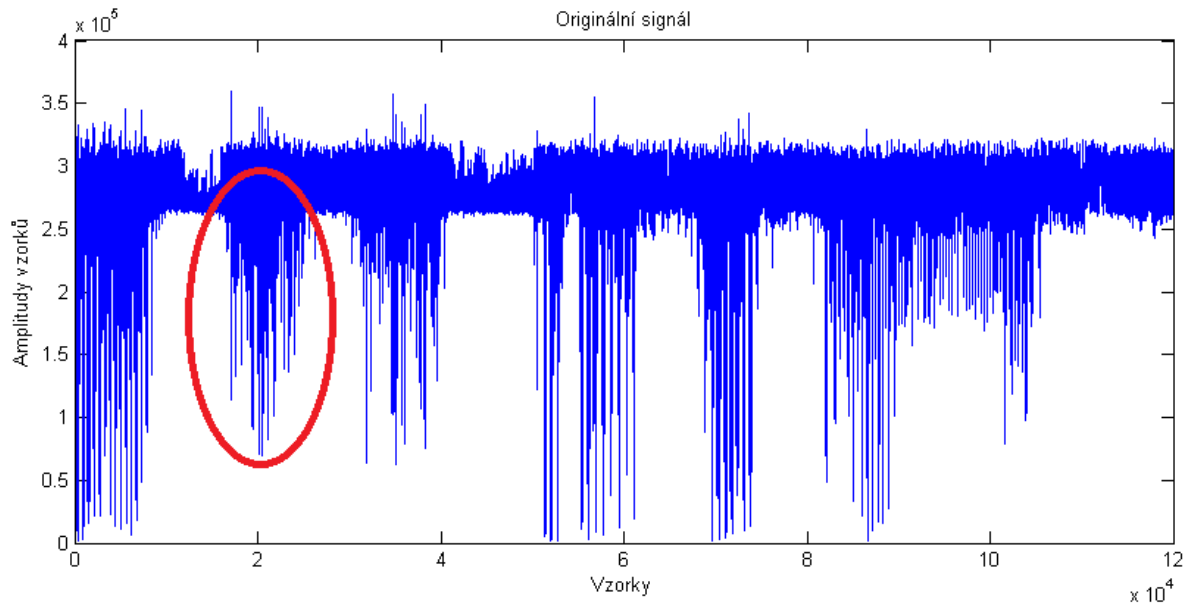
$P_{str_{norm}}$	normovaný střední výkon generovaného signálu,
y_{norm}^2	výkon normovaného generovaného signálu,
N	počet vzorků signálu.

Nyní je třeba ověřit, zda se shodují střední výkony obou signálů (originální, generovaný). Z rovnice (41) zjistíme, že normovaný střední výkon generovaného signálu vychází stejně jako střední výkon originálního signálu, tedy $7,8212 \times 10^{10}$ [W]. Charakteristiky normovaného generovaného signálu jsou na Obrázku 42.

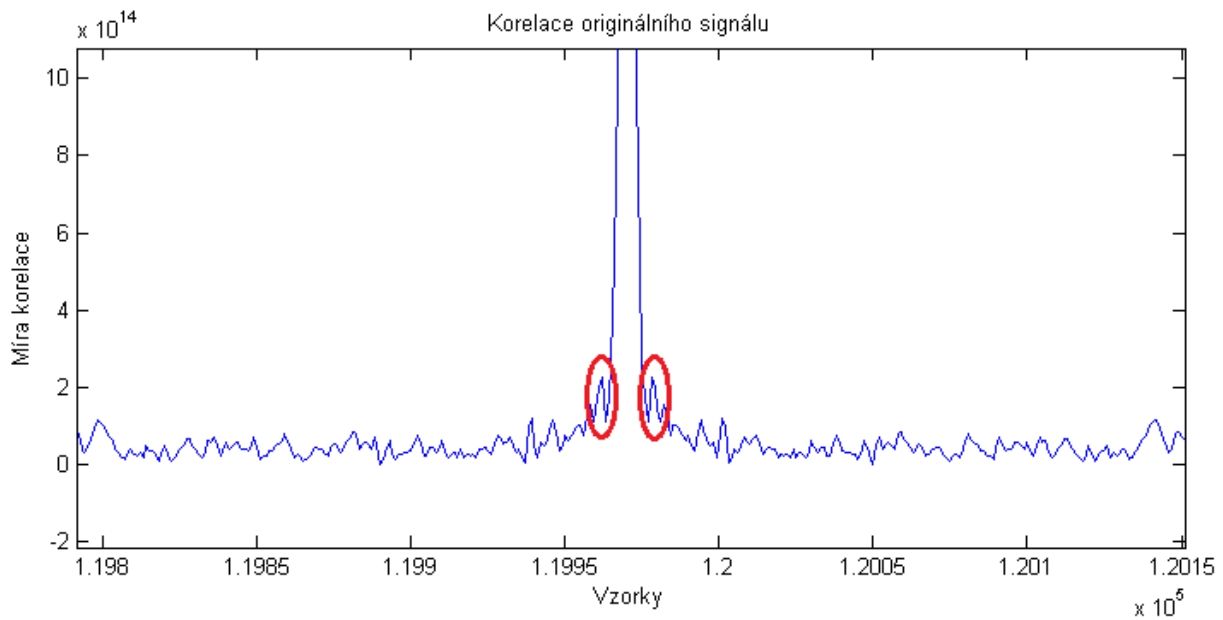


Obrázek 42 - Charakteristiky normovaného generovaného signálu

Pokud porovnáme námi vytvořený signál se signálem originálním, můžeme vidět některé rozdíly. Signál vypadá odlišně v časové oblasti a drobné rozdíly jsou i ve tvaru spektra signálu. Odlišnost originálního signálu v časové oblasti je dána jeho periodicitou, která má trvání zhruba 0,05s. Periodicita v časové oblasti je znázorněna na Obrázku 43. Periodicita ve frekvenční oblasti je znázorněna na Obrázku 44.

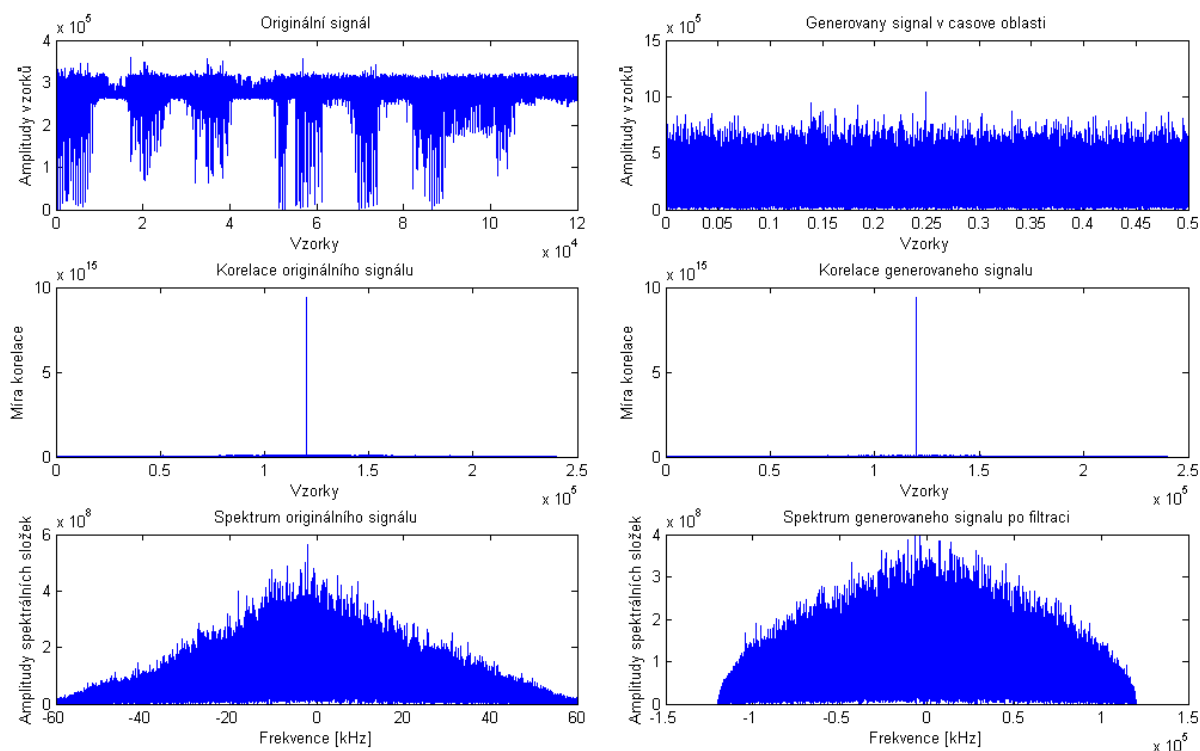


Obrázek 43 - Periodicita v časové oblasti



Obrázek 44 - Periodicita ve frekvenční oblasti

Tato periodicita nemá na výsledek téměř žádný vliv a můžeme ji ignorovat. Statisticky jsou signály shodné a takto vygenerovaný signál lze použít jako přímý signál do prvního kanálu systému. Porovnání obou signálů je na Obrázku 45.



Obrázek 45 - Porovnání signálů

Z takto vygenerovaného přímého signálu můžeme také vytvořit matici **A**, kterou potřebujeme k výpočtům v kapitole 4.5 (vytvořením matice **A** se zabývá kapitola 3.6.3). Pokud použijeme do prvního kanálu systému námi vygenerovaný signál, musíme použít matici **A** z něj vytvořenou (nepoužívat originální matici **A**).

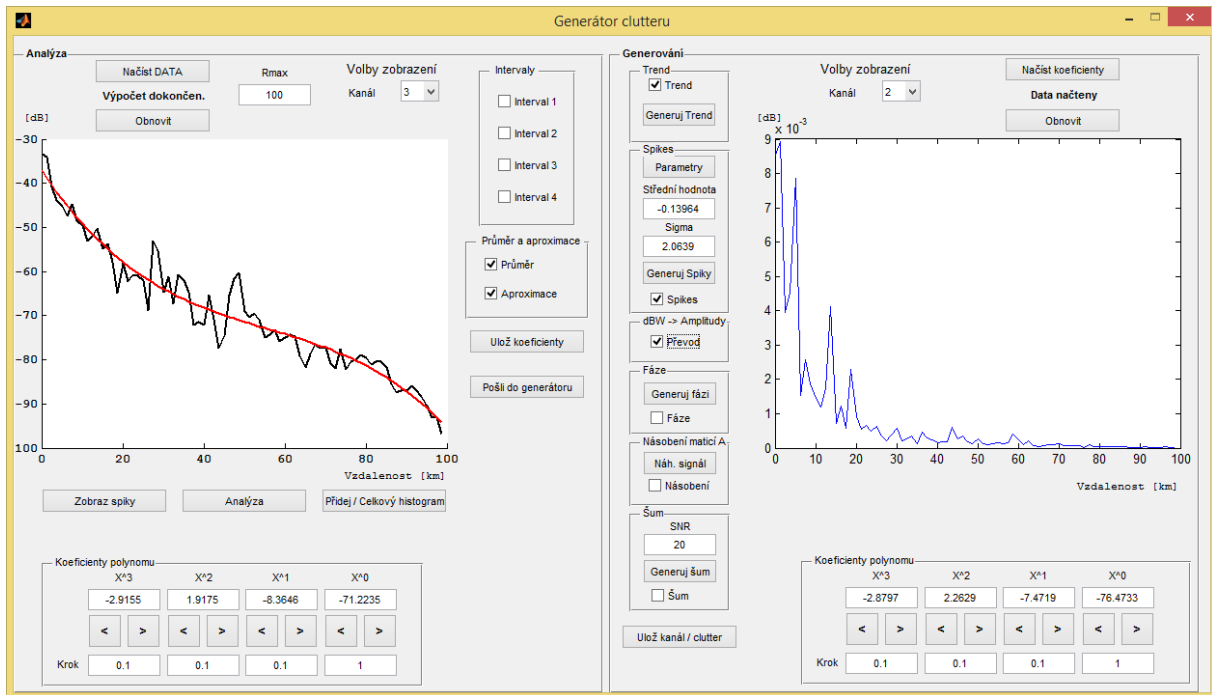
4.8 Grafické rozhraní pro generování clutteru

Principy popsané v minulé kapitole a v předchozích částech této kapitoly, jsou implementovány do grafického rozhraní [20], [21], které slouží ke generování modelů clutteru. Zdrojový kód generátoru a jeho grafické rozhraní jsou součástí této práce a jsou v příloze 4 na přiloženém CD. Grafické rozhraní má dvě provázané části – část pro analýzu clutteru a část pro generování clutteru.

V části pro analýzu clutteru je začleněn téměř celý program ekvaltest3.m (na přiloženém CD), který je použit jako nástroj pro analýzu clutteru a výpočet zpožděným replik (viz. Kapitola 3). Na základě těchto replik je provedena analýza parametrů clutteru a jeho následné generování v druhé části grafického rozhraní.

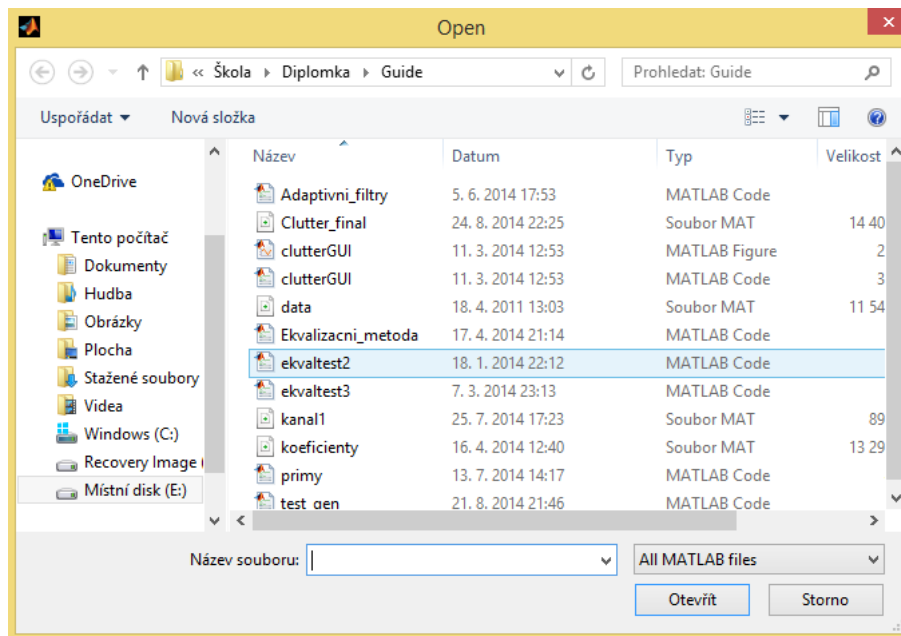
V části určené pro generování clutteru máme možnost nastavovat několik parametrů a na jejich základě generovat clutter. Všechny kroky a nastavení vedoucí k vytvoření modelu clutteru jsou popsány v předchozích částech této kapitoly.

Náhled celého grafického rozhraní je na Obrázku 46. Dále v této kapitole budou podrobněji vysvětleny jednotlivé funkce grafického rozhraní, nejprve část pro analýzu, a poté část pro generování clutteru.



Obrázek 46 - Náhled GUI

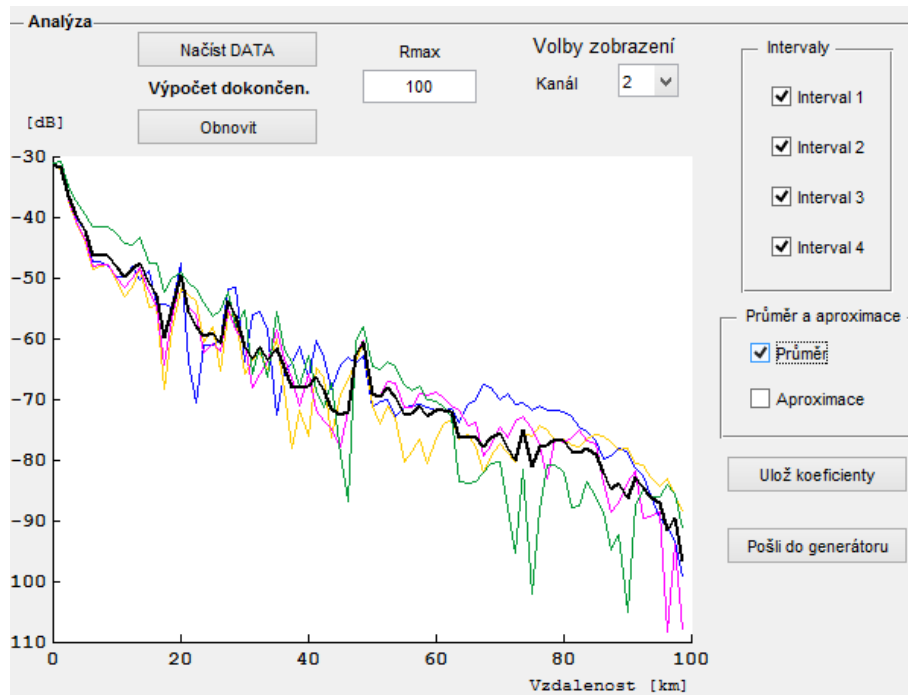
Prvním krokem při práci s GUI, je volba vzdálenosti, do jaké se počítají repliky (editovatelné políčko *Rmax*), a následně použití tlačítka *Načíst DATA*. Po použití tlačítka *Načíst DATA*, se objeví dialogové okno pro načtení vstupních dat (Obrázek 47).



Obrázek 47 - GUI - načti

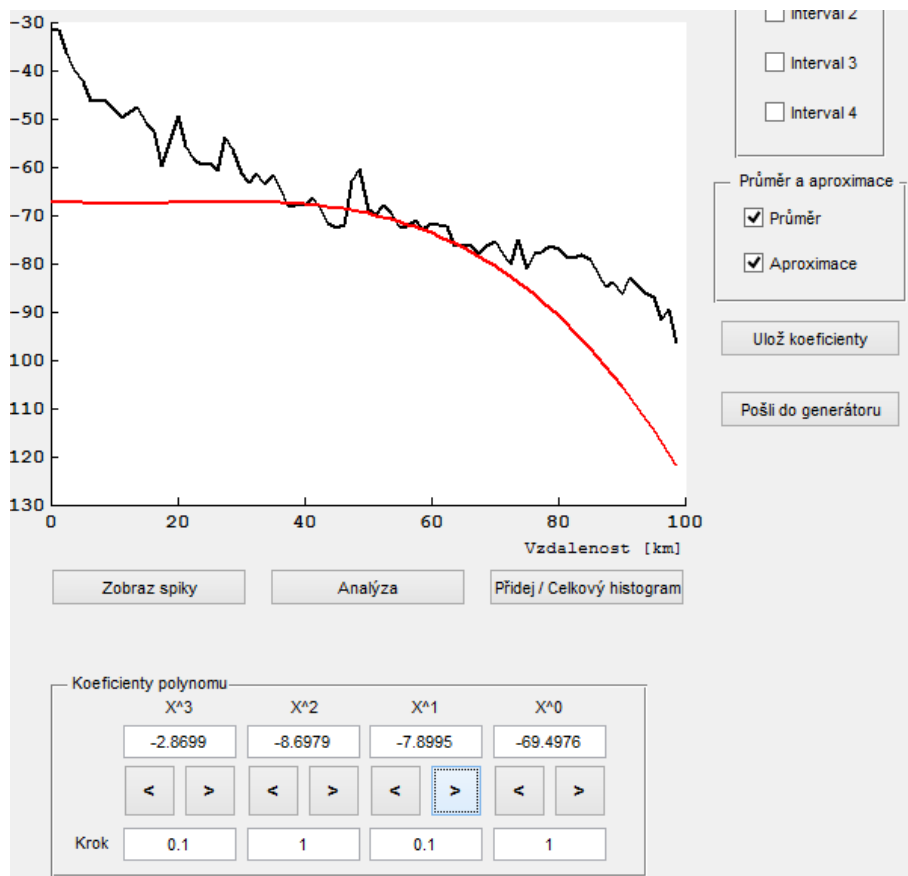
Po výběru souboru se vstupními daty dojde k výpočtu programu *ekvaltest* a k výpočtu aproximace průměrovaných průběhů replik pomocí polynomů třetího řádu. Výpočet celého skriptu je hotov, jakmile GUI vypíše do textového pole pod tlačítkem *Načíst DATA* zprávu: „Výpočet dokončen“. V menu *Kanál* volíme, pro jaký kanál chceme zobrazit průběhy.

Pomocí zaškrtačacích polí máme možnost zobrazit do grafu průběhy replik v jednotlivých časových úsecích, jejich průměr a aproximaci průměru pomocí polynomu třetího řádu. Na Obrázku 48 můžeme vidět zobrazení průběhů z jednotlivých intervalů výpočtu (barevně) a jejich průměr (černě) pro druhý kanál.



Obrázek 48 - GUI - Intervaly

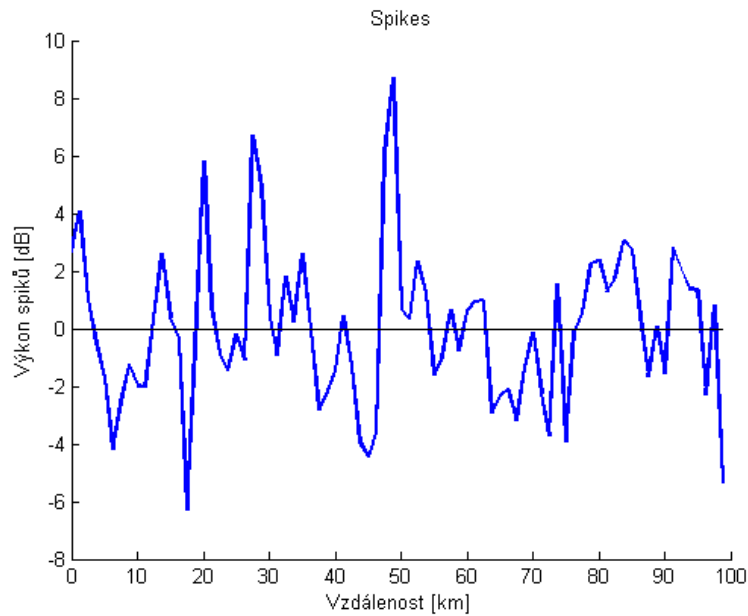
Jak bylo již řečeno, po výpočtu programu ekvaltest, dojde okamžitě také k výpočtu aproximací všech průměrovaných průběhů pomocí polynomů třetího řádu. Tyto aproximace můžeme pro aktuální kanál zobrazit pomocí zaškrtačacího pole *Aproximace*. Do spodní sekce Koeficienty polynomu budou po zaškrtnutí zobrazeny vypočtené koeficienty polynomu pro aktuální kanál. Tyto koeficienty máme možnost v reálném čase upravovat (změna bude okamžitě vidět v grafu) buď pomocí šipek (+, -), nebo přepsáním celé hodnoty v editačním poli. Editační políčka *Krok* upravují velikost změny koeficientů při používání šipek. Na Obrázku 49 můžeme vidět průměrovaný průběh (černě) a jeho aproximaci (červeně), která byla pouze pro ilustraci (nesmyslně) posunuta pomocí upravení vypočtených koeficientů polynomu.



Obrázek 49 - GUI - Koefficienty

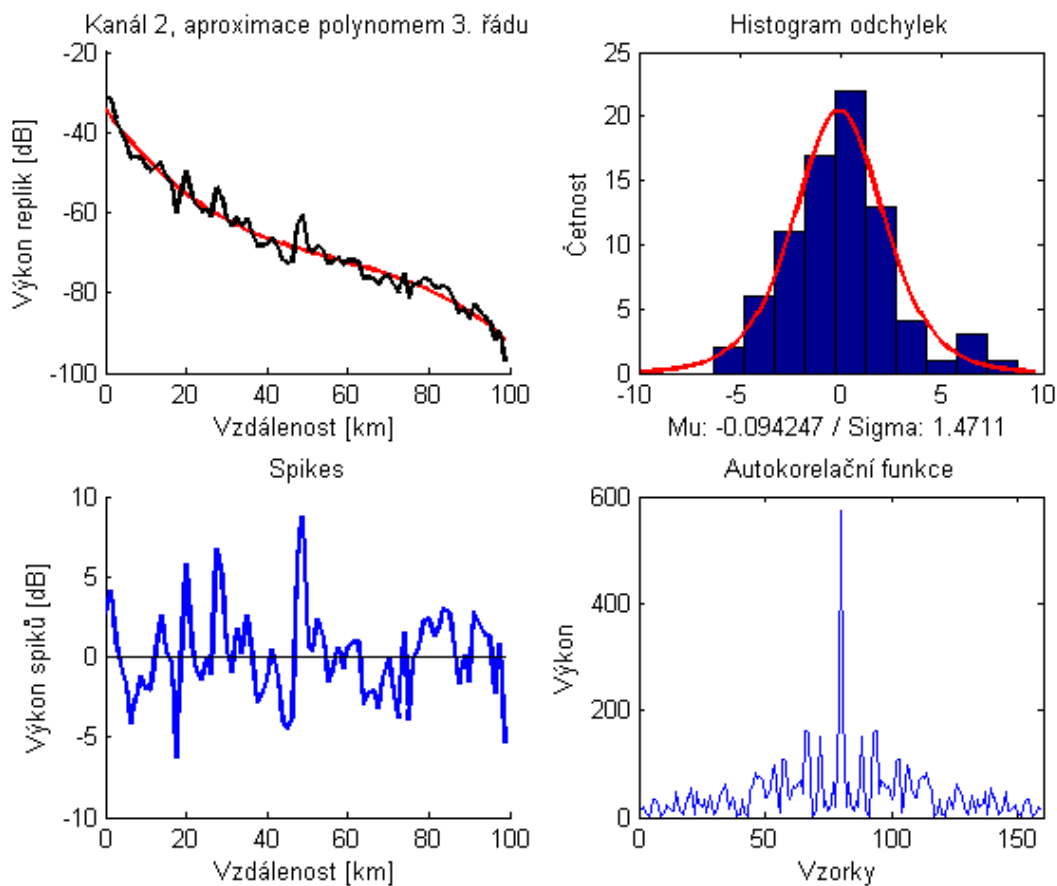
Pokud vypočtené polynomy z nějakého důvodu upravíme, máme možnost tyto úpravy (i neupravené hodnoty) uložit do souboru pomocí tlačítka *Ulož koeficienty*, které do námi definovaného souboru uloží upravené koeficienty a všechny proměnné, které budou potřeba v části pro generování clutteru. Pomocí tlačítka *Pošli do generátoru*, pošleme všechny potřebné proměnné do pravé části GUI, kde s nimi pak můžeme okamžitě pracovat.

Tlačítka pod grafem slouží k statistické analýze replik. Při stisku tlačítka *Zobraz spiky*, se otevře nové okno, ve kterém budou zobrazeny spiky (Obrázek 50).



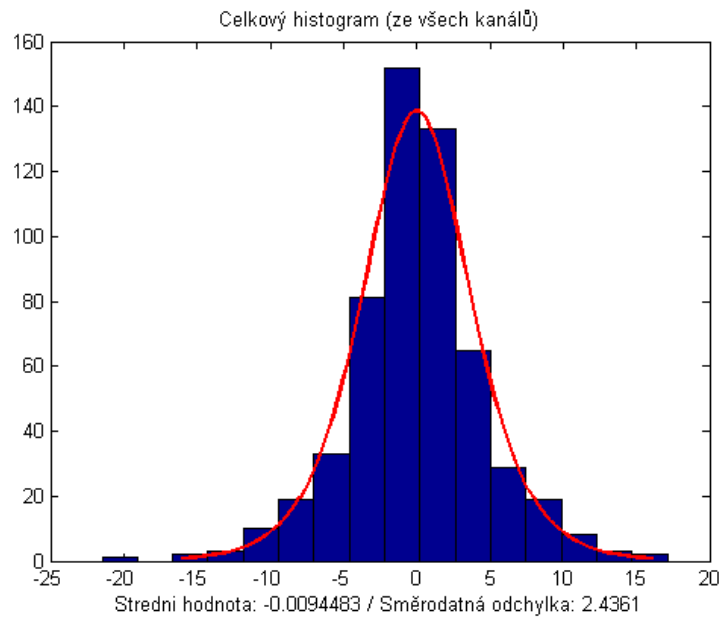
Obrázek 50 - GUI - spiky

Při stisknutí tlačítka Analýza se otevře nové okno se čtyřmi grafy (Obrázek 51). Mezi nimi je průměrovaný průběh replik a jeho aproximace, graf spiků, histogram velikostí spiků a autokorelační funkce spiků (pokud by byly spiky viditelně korelovány, bylo by nutné použití textury).



Obrázek 51 - GUI - analýza

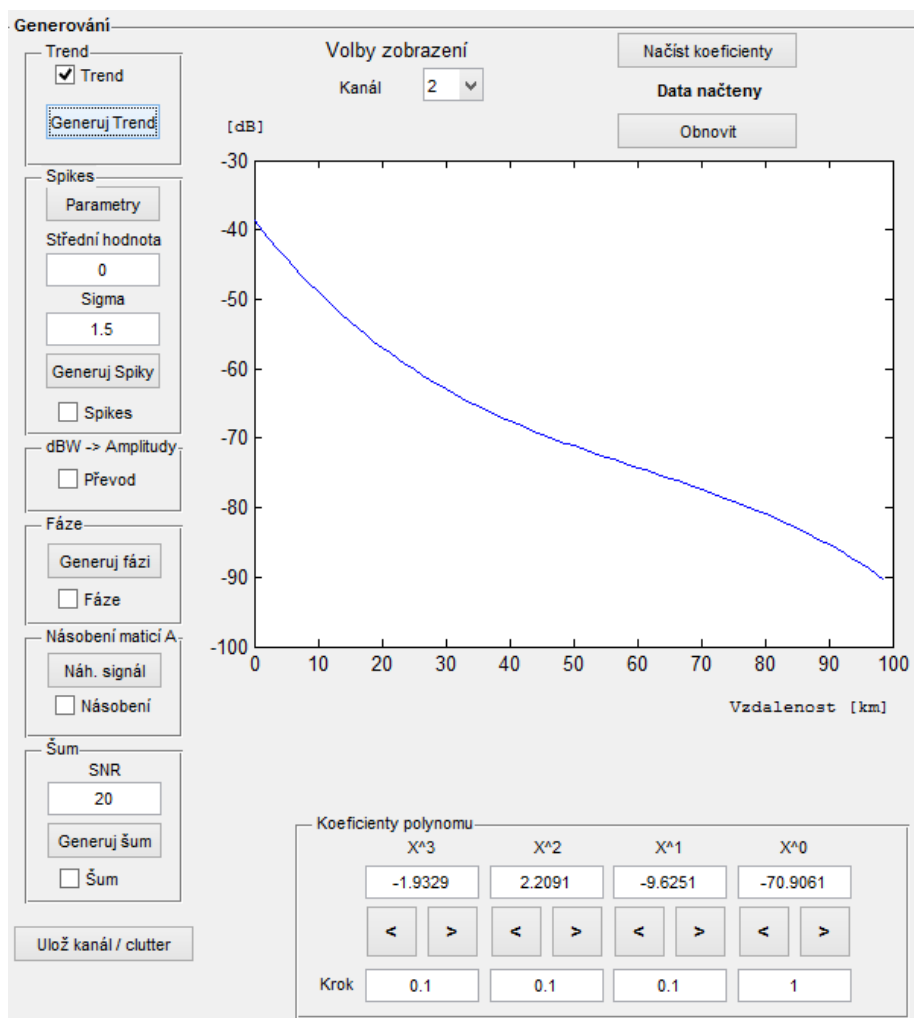
Pokud bychom chtěli vědět, jak vypadá histogram obsahující velikosti spiků ze všech kanálů, nalezneme ho pod tlačítkem *Celkový histogram* (Obrázek 52).



Obrázek 52 - GUI - histogram

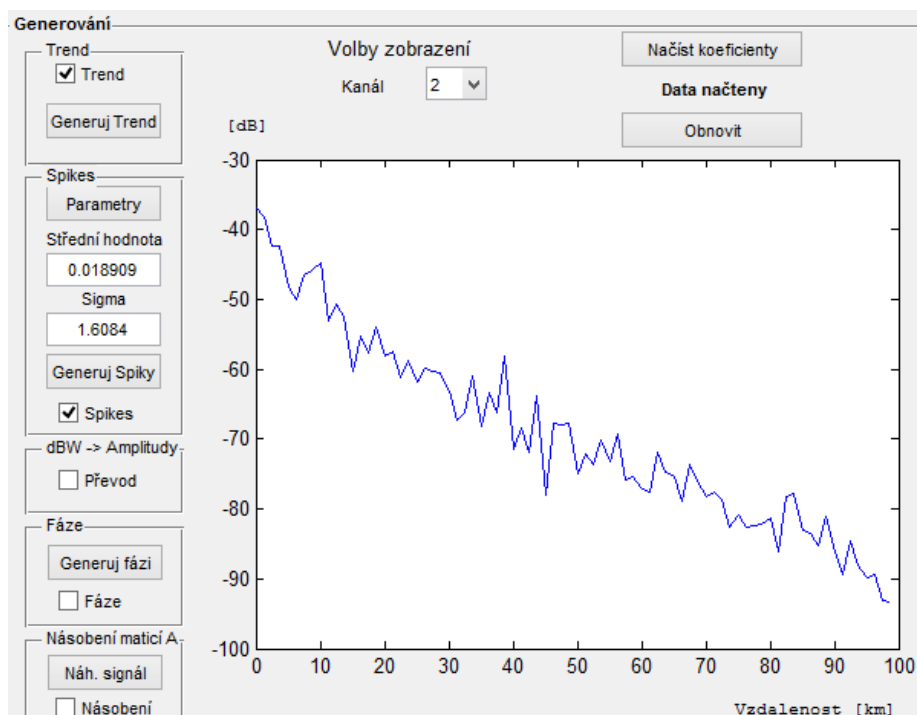
Posledním tlačítkem části pro analýzu je tlačítko *Obnovit*, které smaže graf a vrátí hodnoty koeficientů zpět na vstupní hodnoty.

S částí pro generování clutteru můžeme pracovat, pokud jsme v části pro analýzu použili tlačítko *Pošli do generátoru*, nebo pokud načteme uložená data pomocí tlačítka *Načíst koeficienty*. Po korektním načtení dat, ať už jednou, či druhou metodou, vypíše GUI do pravé části, pod tlačítko *Načíst koeficienty* zprávu: „Data načteny“. V menu kanál volíme, pro který kanál budeme generovat clutter. Pokud je zaškrtnut *Trend*, máme možnost dodatečně měnit koeficienty generovaného polynomu pomocí spodní části *Koeficienty polynomu*. Pomocí tlačítka *Generuj trend*, můžeme, v závislosti na zjištěných parametrech, generovat náhodné průběhy trendu (Obrázek 53).



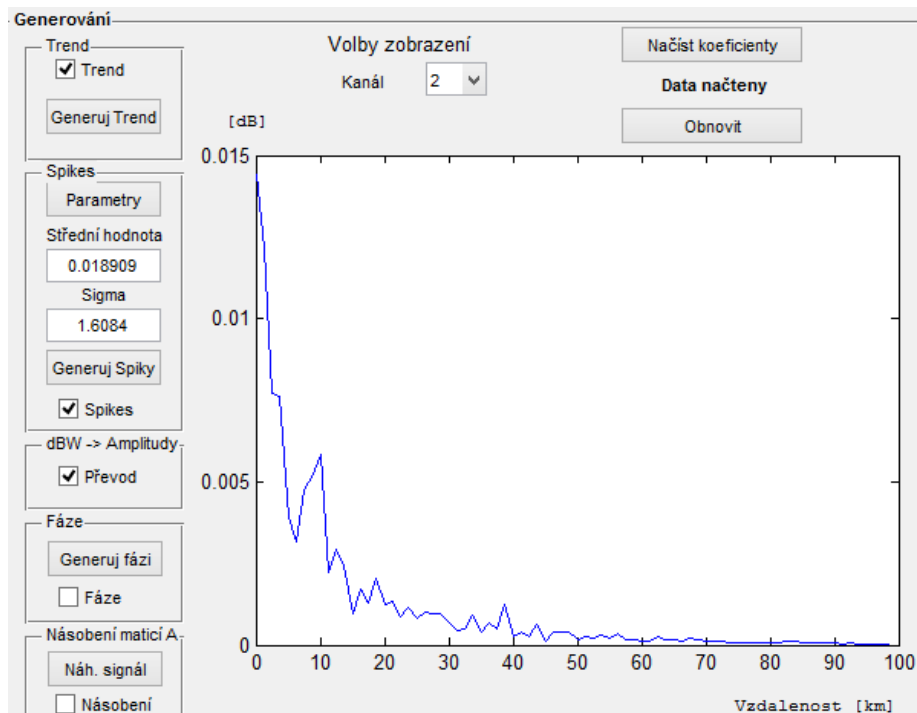
Obrázek 53 - GUI - Trend

V poli *Spikes* je tlačítko pro generování parametrů spiků (*Parametry*) a tyto parametry jsou pak zobrazeny ve dvou polích pod ním (*Střední hodnota*, *Sigma*). Dále je zde tlačítko pro generování samotných spiků (*Generuj Spiky*). Generování spiků je ukázáno na Obrázku 54.



Obrázek 54 - GUI - Spiky

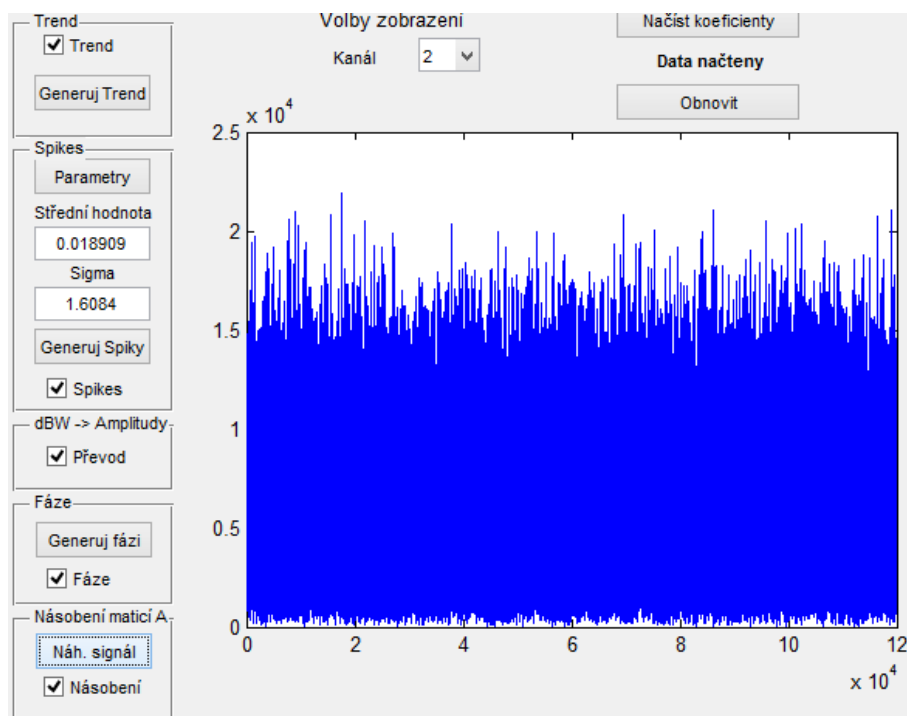
Zaškrtnutím pole *Převod* převedeme hodnoty z decibelů na amplitudy (Obrázek 55).



Obrázek 55 - GUI - amplitudy

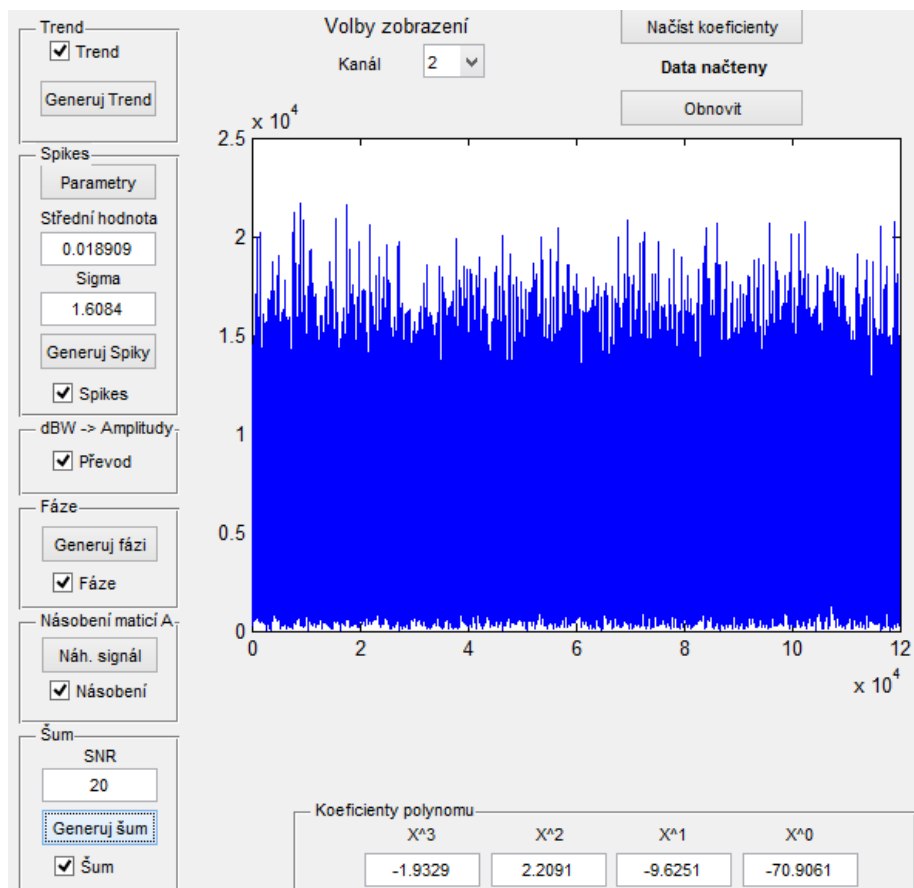
V políčku *Fáze* generujeme náhodnou fázi jednotlivých replik. Průběh vypadá stejně jako na Obrázku 55, protože jsou v něm zobrazeny absolutní hodnoty. V části *Násobení maticí A*, můžeme použitím zaškrtnutí použít originální matici *A*, vypočítanou v programu ekvaltest,

nebo pomocí tlačítka *Náh. Signál* generovat vlastní matici A, která tu původní přepíše (Obrázek 56).



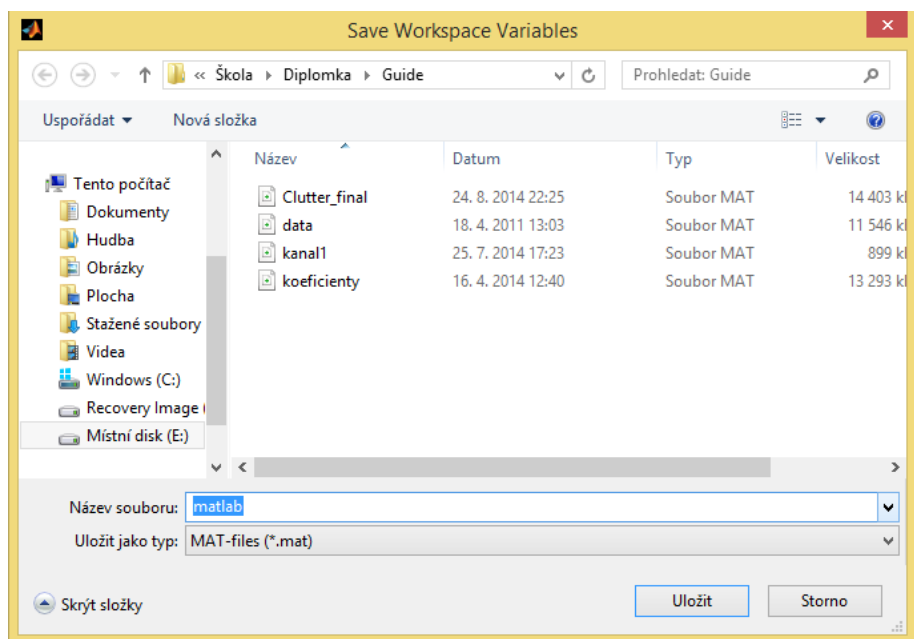
Obrázek 56 - GUI - Generovaný Signál bez šumu

V části *Šum*, přidáme k signálu bílý šum s odstupem signál/šum, který je definován v editačním políčku *SNR* (Obrázek 57).



Obrázek 57 - GUI - Generovaný signál se šumem

Tlačítkem Ulož kanál/clutter, uložíme vygenerovaný kanál do výstupní proměnné. Jakmile tímto tlačítkem uložíme všech 7 kanálů, budeme vyzváni k uložení clutteru na disk (Obrázek 58).



Obrázek 58 - GUI - uložit

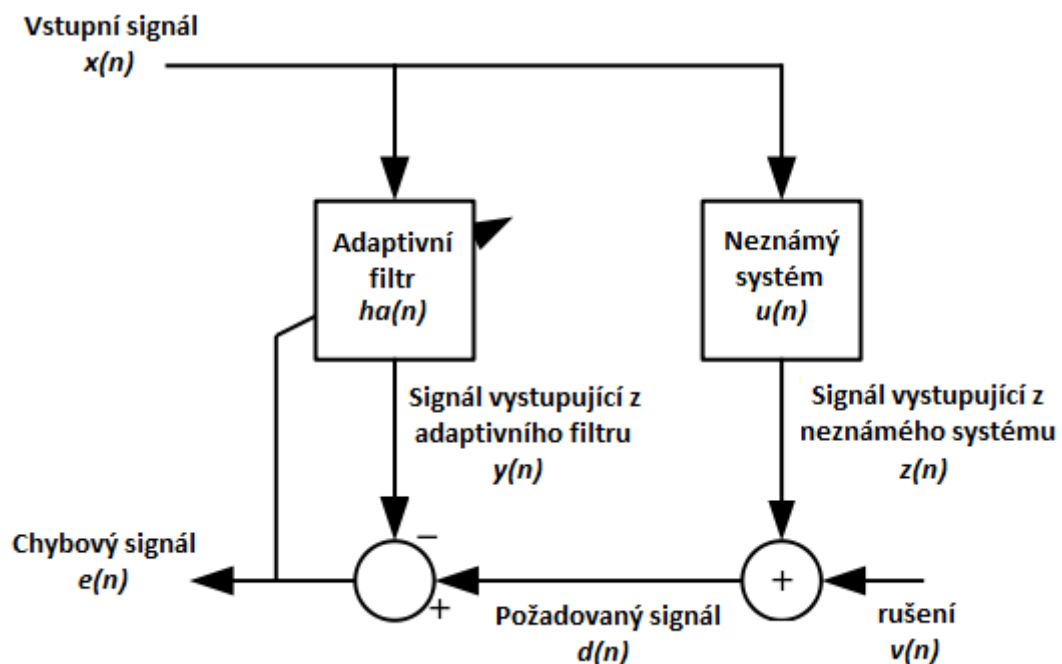
5 Metody adaptivní filtrace

Adaptivní filtrace je proces, při kterém se v signálu přijatém na anténě radaru potlačí clutter. Důvodem pro odstranění (potlačení) clutteru, je zlepšení detekčních vlastností radaru. Jak bylo již řečeno v kapitole 2, detekce pohyblivých cílů je založena na výpočtu CAF. V případě špatného nebo žádného odstranění clutteru nemusí být některé pohyblivé cíle detekovány. Metod potlačení clutteru existuje celá řada, všechny metody zmíněné v této práci jsou založeny na principu metody nejmenších čtverců. Jednou z metod je metoda lineární ekvalizace, která již byla podrobně vysvětlena v Kapitole 3. Pomocí metody lineární ekvalizace [15], [9], [22] jsme získali průběhy replik, které byly využity při tvorbě modelu clutteru v Kapitole 4. Dalšími metodami odstranění clutteru jsou například LMS (Least Mean Squares) [23], [24], [25], NLMS (Normalized Least Mean Squares) [23], [24], [25] a RLS (Recursive Least Squares) [23], [26], [27], [28].

V této kapitole je vysvětlena metoda LMS, je otestována na originálním i vygenerovaném signálu a její výsledky budou porovnány s metodou lineární ekvalizace.

5.1 Metoda nejmenších čtverců

Metoda nejmenších čtverců, nebo anglicky „Least Mean Squares“ (LMS). Tento algoritmus přizpůsobuje koeficienty adaptivního filtru tak, aby filtr produkoval co nejmenší chybový signál. Chybový signál je rozdíl kvadrátů dvou signálů, prvním je signál, který z filtru skutečně vystupuje a druhý je signál, který chceme, aby z filtru vystupoval. Metoda LMS se tedy snaží najít koeficienty filtru, který z námi definovaného vstupujícího signálu udělá námi definovaný vystupující signál. Metoda LMS se tak hledáním neznámých koeficientů filtru snaží identifikovat nějaký neznámý systém a co nejvíce se mu přiblížit. Míra přiblížení se neznámému systému je pak definována chybovým signálem, který musí být co nejmenší. Schéma LMS algoritmu je na Obrázku 59.



Obrázek 59 - LMS algoritmus

Vstupní signál $x(n)$ prochází neznámým systémem $u(n)$. Ze systému $u(n)$ vychází signál $z(n)$, který se sčítá se šumem $v(n)$. Signál $v(n)$ je aditivní, bílý, Gaussovský šum. Součtem signálů $z(n)$ a $v(n)$ vzniká signál $d(n)$, což je v našem případě náš signál vystupující z neznámého systému sečtený se šumem (42), (43).

$$z(n) = x(n) \cdot u(n), \quad (42)$$

$z(n)$	signál vystupující z neznámého systému $u(n)$,
$x(n)$	vstupní signál,
$u(n)$	neznámý systém,

$$d(n) = z(n) + v(n), \quad (43)$$

$d(n)$	signál vystupující z neznámého systému $u(n)$ a šum,
$z(n)$	signál vystupující z neznámého systému $u(n)$,
$v(n)$	šum.

Pokud používáme LMS metodu k identifikaci nějakého neznámého systému, což je náš případ, máme většinou k dispozici vstupní signál $x(n)$, výstupní signál $d(n)$ a chceme identifikovat pro nás neznámý systém $u(n)$.

Neznámý systém $u(n)$ identifikujeme tak, že vytvoříme adaptivní filtr $ha(n)$ s námi definovaným počtem koeficientů. Do filtru $ha(n)$ vstupuje signál $x(n)$. Následně budeme pomocí LMS metody hledat takové koeficienty filtru $ha(n)$, aby byl signál $y(n)$, který z něj vystupuje (44), co nejpodobnější požadovanému signálu $d(n)$, který vystupuje z neznámého systému $u(n)$.

$$y(n) = x(n) \cdot ha(n), \quad (44)$$

$y(n)$	signál vystupující z adaptivního filtru $ha(n)$,
$x(n)$	vstupní signál,
$ha(n)$	adaptivní filtr.

Pro nalezení koeficientů budeme používat chybový signál $e(n)$. Tento signál $e(n)$ by měl být co nejmenší (45). Čím je $e(n)$ menší, tím přesněji je systém identifikován.

$$e(n) = y(n) - d(n), \quad (45)$$

$e(n)$	chybový signál,
$y(n)$	signál vystupující z adaptivního filtru $ha(n)$,
$d(n)$	signál vystupující z neznámého systému $u(n)$.

Jak bude signál $x(n)$ postupně procházet filtrem $ha(n)$, bude z filtru $ha(n)$ vystupovat signál $y(n)$. Ze signálů $y(n)$ a $d(n)$ budeme podle rovnice (45) v každém časovém intervalu počítat signál $e(n)$. LMS metoda bude sledovat hodnoty chybového signálu $e(n)$ a bude se snažit průběžně (adaptivně) upravovat koeficienty filtru $ha(n)$ tak, aby se hodnota chybového signálu $e(n)$ zmenšovala. Neznámý systém $u(n)$ bude identifikován (budou nalezeny koeficienty neznámého filtru) jakmile další úpravy koeficientů filtru $ha(n)$ nebudou vést ke zmenšení chybového signálu $e(n)$, nebo budou naopak vést k jeho zvětšování. Nalezené koeficienty filtru budou potom představovat repliky našeho originálního signálu (matice \mathbf{F} u

metody lineární ekvalizace). Obecně bude tedy počet koeficientů filtru n , kde n je počet replik signálu. V našem případě budeme mít filtr s osmdesáti koeficienty.

U metody LMS musíme zvolit o jak velkou hodnotu (krok) budou koeficienty adaptivního filtru v každém časovém intervalu upravovány. Příliš malý krok bude mít za následek pomalé hledání správných hodnot koeficientů filtru. V extrémním případě může dokonce dojít k tomu, že celý signál $x(n)$ projde filtrem $ha(n)$ a LMS metoda nestihne najít správné hodnoty koeficientů filtru. Opačným případem je volba příliš velkého kroku. V takovém případě může dojít k tomu, že signál $y(n)$ vystupující z filtru $ha(n)$ se bude měnit o příliš velké hodnoty a hodnoty chybového signálu $e(n)$ budou „skákat“ z kladných do záporných. Krok změny koeficientů filtru $ha(n)$ nebude dostatečně jemný k tomu, aby se dosáhlo postupného zmenšování chybového signálu $e(n)$. Důsledkem toho nebude LMS metoda schopna najít správné koeficienty filtru. Správná volba kroku je tedy velice důležitým faktorem, který zásadním způsobem ovlivňuje výsledky LMS metody. Velikost kroku bude záviset na systému, který identifikujeme a na použitém signálu.

U LMS metody, stejně jako u dalších metod (NLMS, RLS), je velice důležitým faktorem rychlost výpočtu. Všechny tyto metody musí nekompromisně pracovat v reálném čase, protože v radarové technice si nemůžeme dovolit půlminutové zpoždění výpočtu. Zajímá nás okamžitá poloha cíle, bez výpočetního zpoždění. Výhodou LMS metody je, že na rozdíl od metody lineární ekvalizace se v ní nepoužívají složité maticové operace, které mohou být časově náročné.

5.2 LMS v programu Matlab

Algoritmy pro adaptivní filtry jsou součástí programu Matlab a máme tak možnost je využít pro filtraci signálu a porovnání jejich výsledků s výsledky metody lineární ekvalizace. Aplikace LMS filtru v programu Matlab má dvě části:

1. Vytvoření LMS filtru
2. Aplikování LMS filtru na signál

LMS filtr vytvoříme pomocí příkazu *adaptfilt.lms* [21]. Při vytváření filtru je nutné zadat vstupní parametry filtru. Tyto parametry jsou:

- délka filtru (počet koeficientů)
- krok
- počáteční hodnoty koeficientů filtru.

Pro náš účel je relevantní počet koeficientů filtru (80) a krok. Krok můžeme zjistit buď metodou Monte-Carlo, nebo pomocí funkce *maxstep*. Funkce *maxstep* určí maximální možnou velikost kroku změny koeficientů filtru. Určení kroku pomocí funkce *maxstep* se však ukázalo jako nevhodné, protože skutečná velikost kroku, pro kterou filtr funguje správně, je ještě mnohem menší (zhruba 1000x), než takto určená hodnota. Velikost použitého kroku se pohybuje okolo hodnot $2,5398 \times 10^{-13}$ a menších. Celá syntaxe pro vytvoření LMS filtru je v rovnici (46). Důležité jsou pro nás pouze první dva parametry.

$$ha = \text{adaptfilt.lms}(l, \text{step}, \text{leakage}, \text{coeffs}, \text{states}), \quad (46)$$

ha adaptivní LMS filtr,

l	délka filtru (počet replik),
step	krok, o který se mění koeficienty filtru.

Po vytvoření LMS filtru ho aplikujeme na vstupní signál \mathbf{Y} . To zajistí funkce *filter*. Parametry této funkce jsou vytvořený filtr ha , vstupní signál x a signál d vystupující z neznámého systému u . Z našeho filtru ha vystupuje signál y a adaptivní filtr se snaží upravovat koeficienty filtru ha tak, aby byl signál y stejný jako známý signál d vystupující z neznámého systému. Toto upravování koeficientů filtru ha probíhá na základě chybového signálu e . Syntaxi příkazu ukazuje (47).

$$[y, e] = filter(ha, x, d), \quad (47)$$

y	signál vystupující z filtru ha ,
e	chybový signál,
ha	vytvořený LMS filtr,
x	vstupní signál,
d	žádaný signál – signál, kterému chceme přiblížit signál y .

Signál x je signál v prvním (referenčním) kanálu radarového systému (přímý signál). Signál d je signál v pracovním kanálu radarového systému (odražený signál). Pracovní kanály jsou kanály 2 až 8. Problém tedy vypadá tak, že víme, jak vypadá signál v prvním kanálu (signál x) a ten prochází nějakým neznámým systémem (prostředí v okolí radaru). Neznámý systém nějakým způsobem změní signál x a tento změněný signál x přijímáme v pracovním kanálu radaru jako signál d . Funkce *filter* tedy najde takový filtr (jeho koeficienty), že pokud tímto filtrem projde signál x , stane se z něj signál y , který bude podobný signálu d . V ideálním případě bude platit rovnice (48).

$$y = d \Leftrightarrow e = 0, \quad (48)$$

y	signál vystupující z adaptivního filtru ha ,
d	signál v pracovním kanálu,
e	chybový signál.

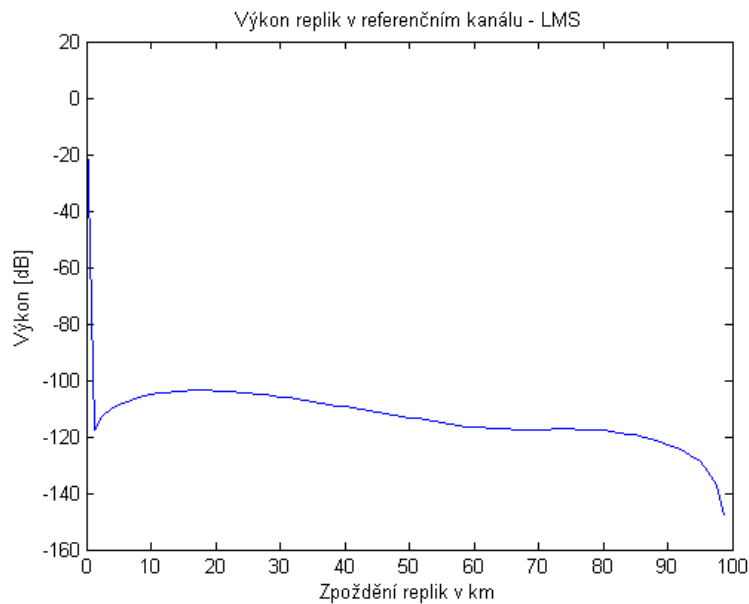
Nalezené koeficienty filtru budou představovat repliky přímého signálu v pracovním kanálu. V našem případě máme systém o osmi kanálech, jeden referenční a sedm pracovních. Na každé z antén radaru je přijat jinak změněný signál (procházející jiným neznámým prostředím – systémem). Pomocí metody LMS budeme tedy identifikovat sedm neznámých systémů (hledat koeficienty sedmi filtrů), jeden filtr pro každý pracovní kanál. Metodu LMS použijeme i na referenční kanál. Opět uvidíme, že je v něm pouze přímý signál.

Pro analýzu signálu slouží skripty ekvaltest3.m, Ekvalizacni_metoda.m a Adaptivni_filtry.m, které jsou příloze 1, 5 a 6 na přiloženém CD.

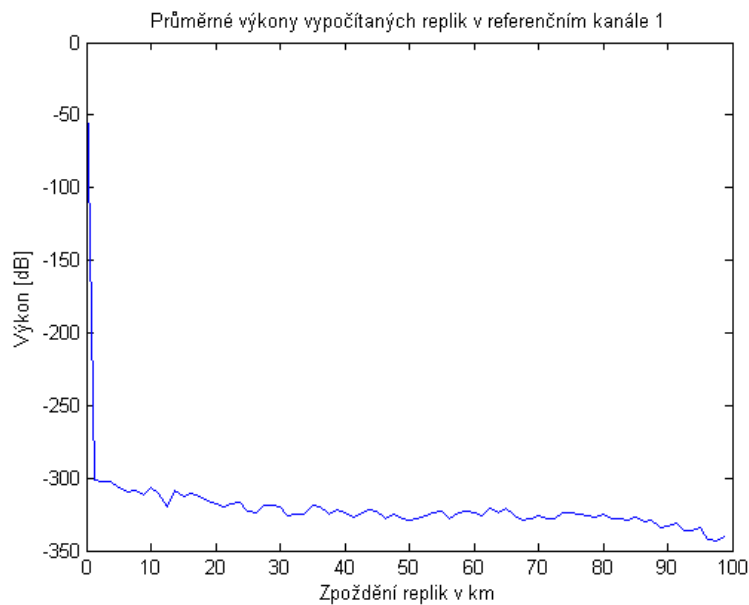
5.3 Výsledky LMS metody pro originální signál

Nejprve použijeme metodu LMS na originální signál dodaný společností ERA. Velikost kroku, která poskytuje nejlepší výsledky je zde zhruba $1,9583 \times 10^{-13}$. Provedeme zde porovnání pouze pro přímý signál a pracovní kanál 2. Výsledky z ostatních kanálů jsou v příloze 7 na přiloženém CD. Průběh replik v prvním kanálu je na Obrázku 60. Na Obrázku

61 je pro porovnání průběh vypočítaný metodou lineární ekvalizace. Můžeme vidět, že u obou metod je v prvním kanálu pouze přímý signál. U metody LMS se výkon přímého signálu pohybuje okolo -20 dB. U metody lineární ekvalizace je celý signál více potlačen a úroveň přímého signálu je zhruba -50 dB.

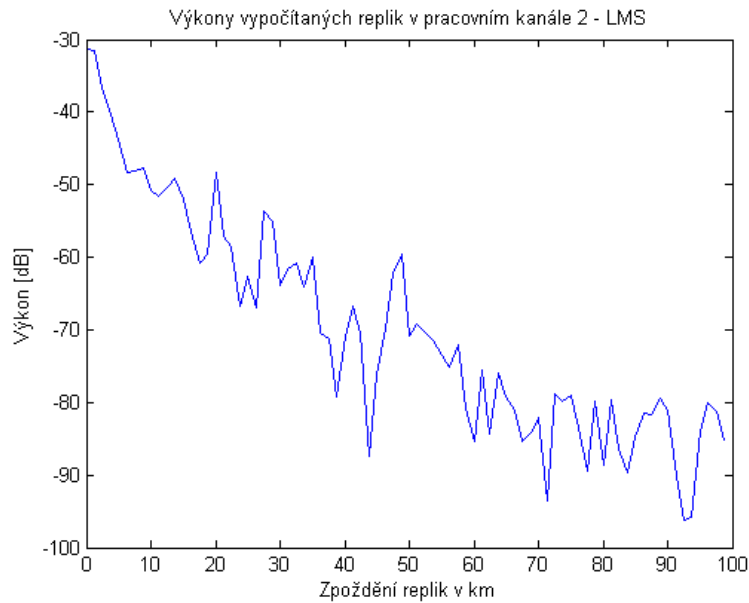


Obrázek 60 - Originální clutter - První kanál - LMS



Obrázek 61 - Originální clutter - První kanál - Metoda lineární ekvalizace

Na Obrázku 62 je průběh replik v druhém kanálu vypočítaný pomocí metody LMS.



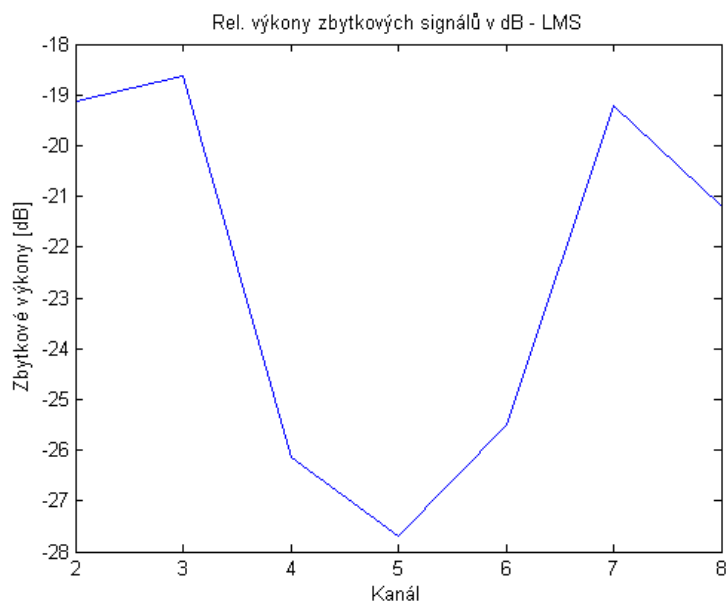
Obrázek 62 - Originální clutter - Druhý kanál - LMS

Na Obrázku 63 je pro porovnání průběh vypočítaný metodou lineární ekvalizace.

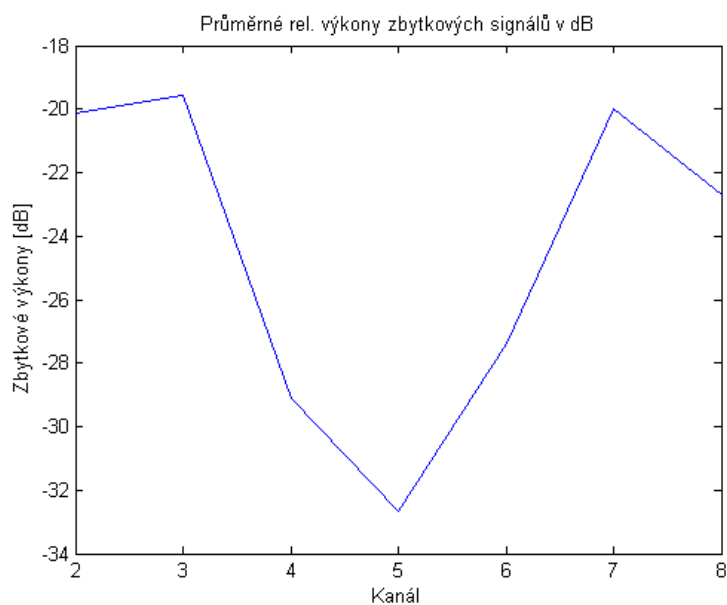


Obrázek 63 - Originální clutter - Druhý kanál - Metoda lineární ekvalizace

Můžeme vidět, že průběhy replik jsou si velmi podobné zhruba do vzdálenosti 50 km. Ve větší vzdálenosti se již liší hodně. U metody lineární ekvalizace se hodnoty replik od 50 do 100 km mění pozvolně, ale u metody LMS tyto hodnoty hodně „skáčou“. Příčinou klidnějšího průběhu u metody lineární ekvalizace může být to, že jsme počítali repliky ve čtyřech úsecích a poté je průměrovali. Při použití metody LMS toto neděláme a filtr aplikujeme na celý, nerozdělený signál. Pravděpodobně proto jsou průběhy takto nestálé. Efektivitu potlačení clutteru můžeme opět zhodnotit porovnáním zbytkových signálů obou metod (LMS – Obrázek 64, metoda lineární ekvalizace – Obrázek 65). Příčinou nestejných hodnot zbytkových signálů pro jednotlivé kanály je to, že v některých kanálech je potlačení clutteru efektivnější než v jiných. Clutter je nejlépe potlačen v kanálu 5.



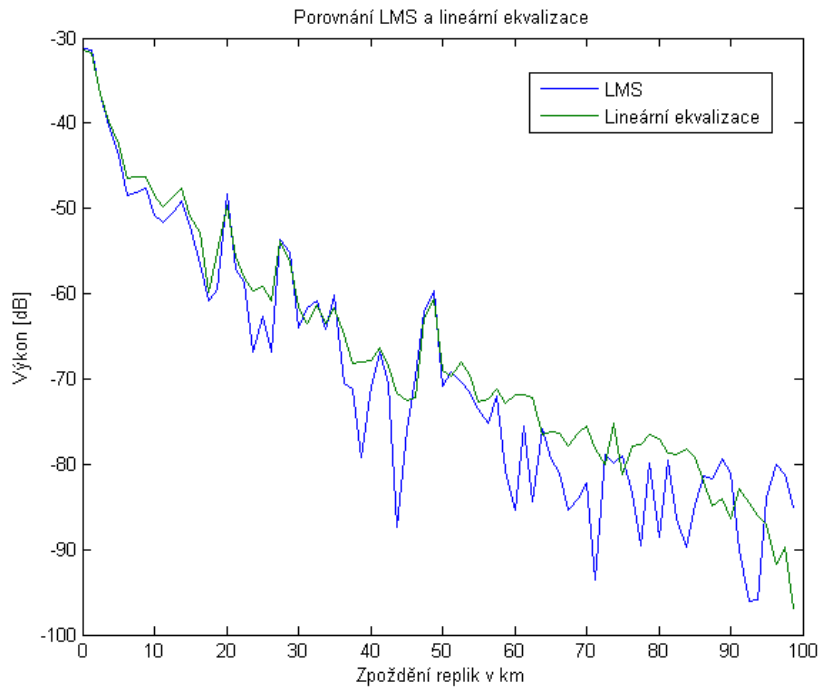
Obrázek 64 - Originální clutter - Zbytkové signály - LMS



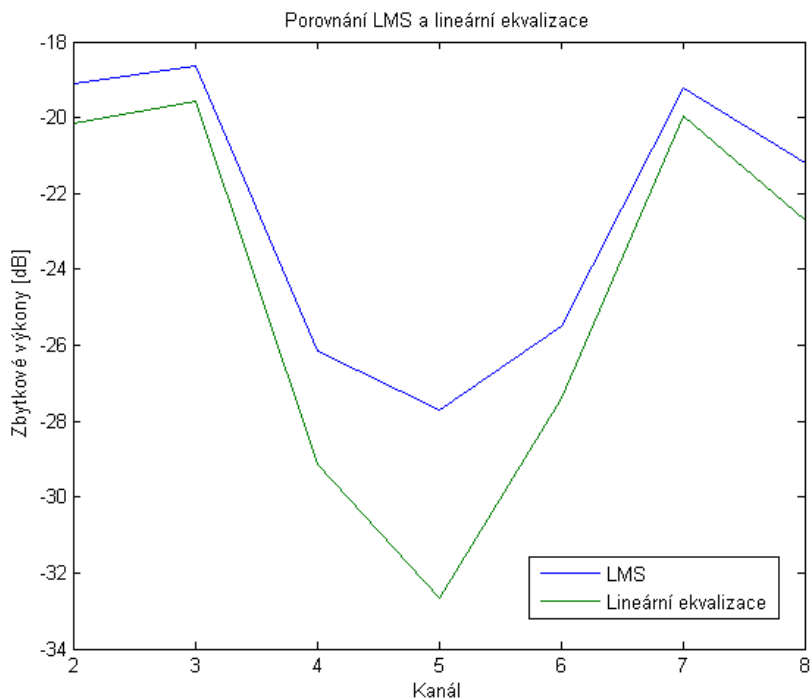
Obrázek 65 - Originální clutter - Zbytkové signály - Metoda lineární ekvalizace

Úrovně zbytkových signálů jsou u obou metod hodně podobné. Metoda lineární ekvalizace potlačuje clutter cca o 4 dB lépe.

Na Obrázku 66 jsou vypočítané repliky z obou metod a na Obrázku 67 zbytkové signály z obou metod.



Obrázek 66 - Porovnání obou metod - repliky

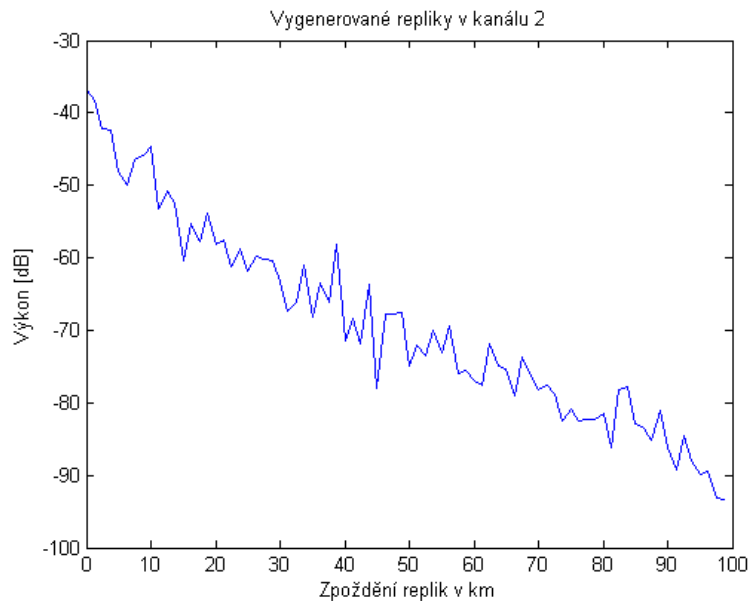


Obrázek 67 - Porovnání obou metod - zbytkové signály

5.4 Výsledky LMS metody pro generovaný signál

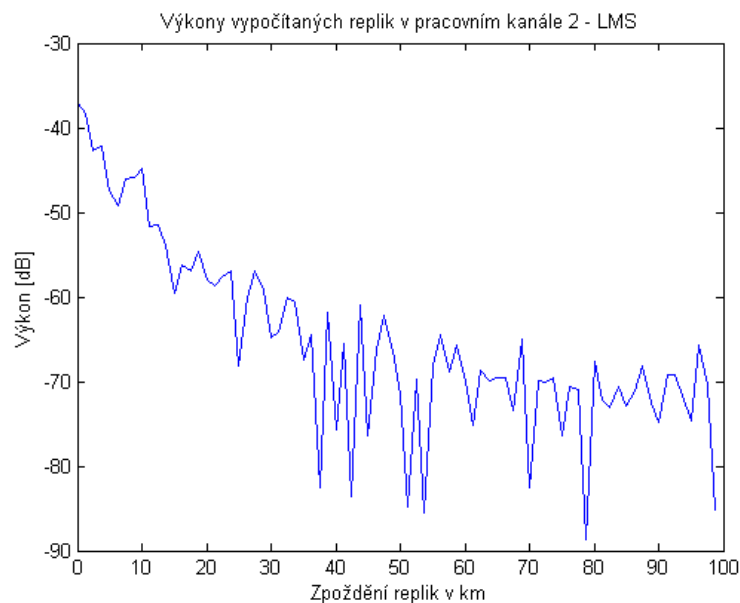
V této kapitole budou porovnány výsledky metody lineární ekvalizace a LMS metody s průběhy vygenerovaných replik. Pro metodu LMS budou také porovnány dvě velikosti kroku (velikost úpravy koeficientů). Nejprve však musíme v generátoru clutteru vygenerovat celý vstupní signál tak, jak je uvedeno v Kapitole 4. Zdrojový kód generátoru clutteru a jeho grafické rozhraní je v příloze 4 na přiloženém CD. Výsledky budeme opět porovnávat pouze pro kanál číslo 2, ostatní kanály jsou v příloze 8 na přiloženém CD. Výsledky u přímého

kanálu budou v podstatě stejné jako v kapitole 5.3 a není pro nás nutné je zde znovu zobrazovat. Repliky vygenerované v druhém kanálu jsou na Obrázku 68.



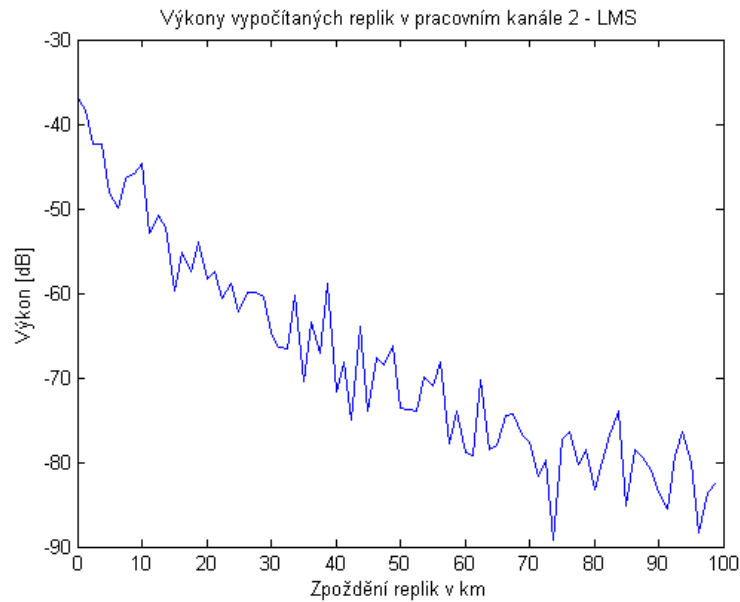
Obrázek 68 - Původní repliky vygenerované v kanálu 2

Na Obrázku 69 je zobrazen průběh replik po použití metody LMS s velikostí kroku $1,9583 \times 10^{-13}$. Můžeme vidět, že průběh odpovídá generovaným replikám zhruba do vzdálenosti 30 km, pak jsou v něm při porovnání s originálem rozdíly kolem 10 až 20 dB.



Obrázek 69 - Generovaný clutter - Druhý kanál - LMS hrubý krok

Výsledek LMS s menší velikostí kroku je na Obrázku 70. Velikost kroku je zde $1,9583 \times 10^{-14}$. Je tedy desetkrát menší než v předchozím případě.



Obrázek 70 - Generovaný clutter - Druhý kanál - LMS jemný krok

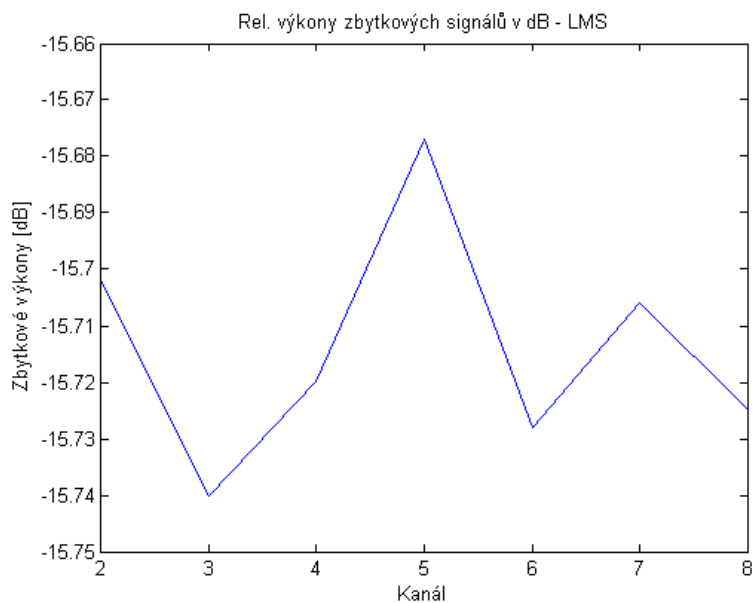
Při porovnání průběhů z Obrázků 69 a 70 můžeme vidět, že při použití menšího kroku jsou výsledky výpočtu replik přesnější. To je také potvrzeno z grafů zbytkových signálů, které budou uvedeny na dalších stranách. S dalším zmenšováním kroku ale už ke zlepšování výsledků nedochází, naopak zbytkové signály začínají s dalším zmenšováním kroku opět stoupat, což není žádoucí. Na Obrázku 71 jsou průběhy replik vypočítané pomocí metody lineární ekvalizace.



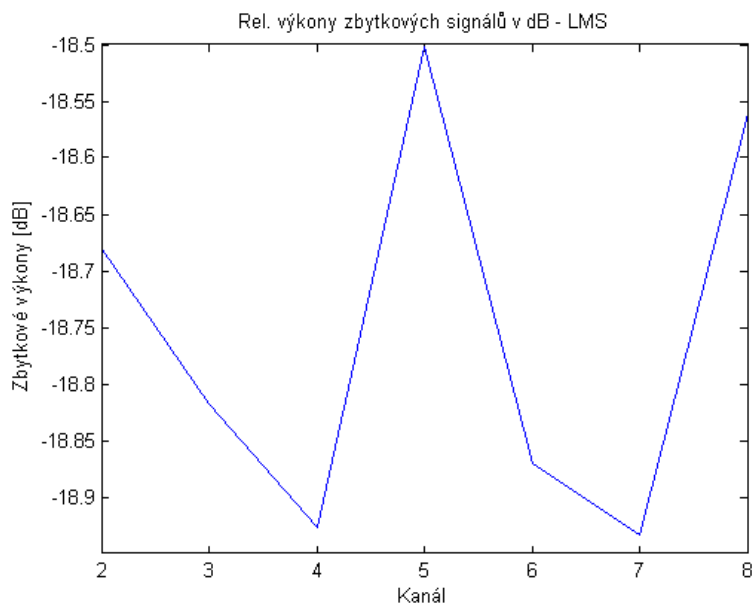
Obrázek 71 - Generovaný clutter - Druhý kanál - Metoda lineární ekvalizace

Z Obrázku 71 můžeme vidět, že vypočítané průběhy jsou téměř totožné s těmi generovanými. Důvodem tohoto chování je fakt, že generátor clutteru generuje repliky na základě metody lineární ekvalizace. V podstatě tedy dostaneme zpět průběhy, které jsme vygenerovali. Tyto průběhy budou mít jen drobné odchylky způsobené převážně šumem.

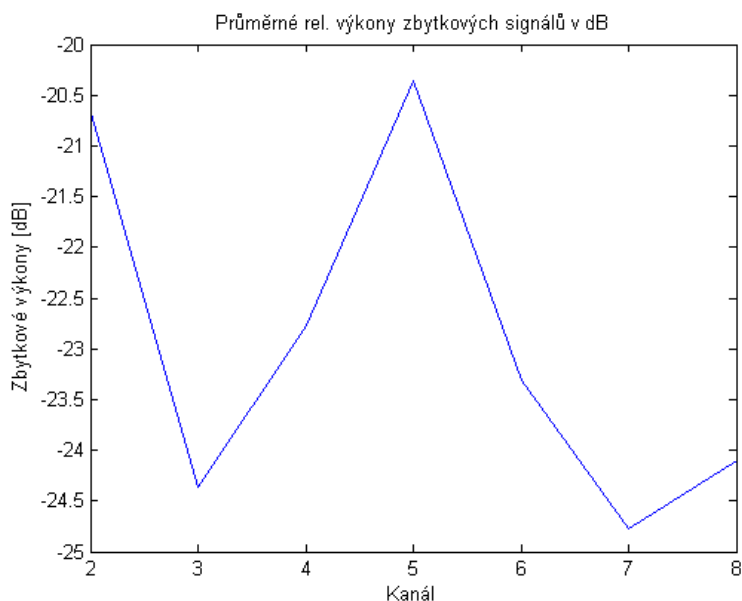
Následuje porovnání zbytkových signálů jednotlivých metod. LMS s hrubým krokem ($1,9583 \times 10^{-13}$) na Obrázku 72, LMS s jemným krokem ($1,9583 \times 10^{-14}$) na Obrázku 73 a metoda lineární ekvalizace na Obrázku 74.



Obrázek 72 - Generovaný clutter - Zbytkové signály - LMS hrubý krok



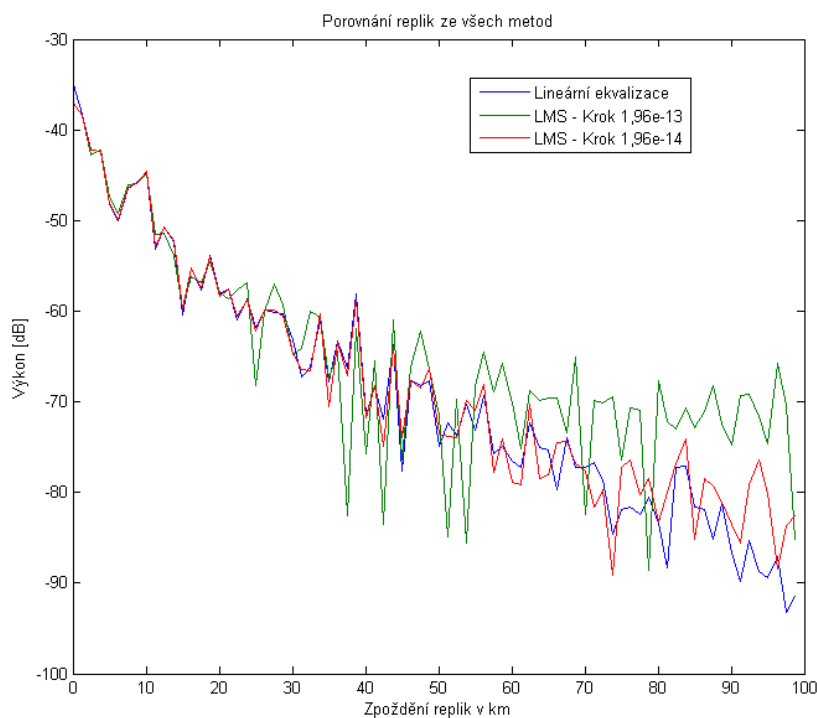
Obrázek 73 - Generovaný clutter - Zbytkové signály - LMS jemný krok



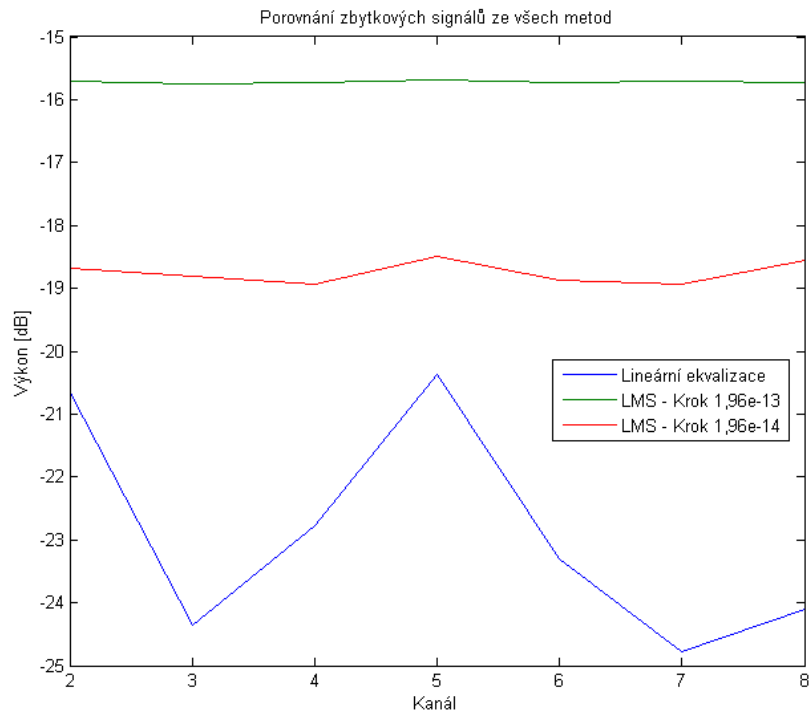
Obrázek 74 - Generovaný clutter - Zbytkové signály - Metoda lineární ekvalizace

Jak můžeme vidět z předchozích Obrázků (72, 73, 74), zmenšení kroku LMS metody zlepšilo potlačení clutteru o zhruba 3 dB. Oproti LMS metodě s jemnějším krokem je potlačení signálu metodou lineární ekvalizace lepší o další zhruba 2 až 4 dB. Důvodem pro toto chování může být, jak už bylo řečeno, fakt, že generátor clutteru je založen na principu metody lineární ekvalizace.

Na Obrázcích 75 a 76 následuje porovnání všech metod v jednom grafu. Na Obrázku 75 můžeme vidět porovnání vypočítaných replik ze všech tří metod a na Obrázku 76 pak vidíme porovnání zbytkových výkonů všech tří metod.



Obrázek 75 - Porovnání vypočítaných replik



Obrázek 76 - Porovnání vypočítaných zbytkových signálů

Závěr

Clutter, jímž se tato práce zabývá, může značně komplikovat detekci pohyblivých cílů, proto je nutno ho v signálu přijatém na přijímači radaru potlačovat. V úvodu této práce jsou postupně rozebrány principy monostatického, bistatického a multistatického radaru. Druhá kapitola poskytuje základní informace o clutteru a o zpracování signálu v systému bistatického radaru. Tyto znalosti jsou nezbytné pro pochopení navazujících částí práce. Stěžejní jsou v této práci kapitoly tři, čtyři a pět.

V kapitole tři je podobně rozebrán a analyzován clutter a jeho parametry. Tato analýza je provedena na základně metody lineární ekvalizace, která je jednou ze základních metod potlačení clutteru. Reálná data pro analýzu byla dodána společností ERA a.s.

Na základě informací o clutteru, které jsou získány ve třetí kapitole, je ve čtvrté kapitole vytvořen generátor clutteru. Tento generátor je vytvořen v programu Matlab a obsahuje i grafické uživatelské rozhraní pro snadnější a přehlednější ovládání. V generátoru je možno nastavovat několik parametrů, které ovlivňují generování clutteru a umožňují tak simulovat clutter v různých prostředích.

V poslední kapitole této práce je vysvětlena další z metod potlačení clutteru a to metoda nejmenších čtverců (LMS). Tato metoda je vysvětlena nejprve obecně a následně je práce s touto metodou vysvětlena v programu Matlab. Metoda LMS je otestována na originálních datech a její výsledky jsou porovnány s metodou lineární ekvalizace. Dále je v této části pomocí generátoru clutteru vytvořen samotný model clutteru. Tento model je opět otestován pomocí metody lineární ekvalizace a také pomocí LMS metody. LMS metoda je testována pro dvě nastavení. Výsledky porovnání obou metod se neshodují s očekáváním, které předpokládalo lepší potlačení clutteru u metody LMS. Toto chování je pravděpodobně způsobeno faktem, že clutter je generován na základě parametrů získaných pomocí metody lineární ekvalizace.

Literatura

- [1] BEZOUŠEK, P., ŠEDIVÝ, P. Radarová technika. Vyd. 1. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2004. ISBN 978-800-1030-363.
- [2] BILLINGSLEY, J. *Low-angle radar land clutter: measurements and empirical models*. Stevenage, UK: Institution of Electrical Engineers, 2002, xviii, 703 p. ISBN 978-189-1121-166.
- [3] WILLIS, By Nicholas J. *Bistatic Radar*. 2nd ed. Raleigh: SciTech Pub, 1995. ISBN 18-911-2145-6.
- [4] CHERNIAKOV, Mikhail. *Bistatic radar: emerging technology*. Hoboken, NJ: J. Wiley, 2008, p. cm. ISBN 978-047-0026-311.
- [5] Passive radar. *Wikipedia* [online]. 2014 [cit. 2014-09-01]. Dostupné z: http://en.wikipedia.org/wiki/Passive_radar
- [6] SKOLNIK, Merrill I. *Radar handbook*. 3rd ed. Editor Merrill I Skolnik. New York: McGraw-Hill Professional, 2008, 1 sv. (různé stránkování). ISBN 978-0071485470.
- [7] SEKINE, Matsuo a Yuhai MAO. *Weibull radar clutter*. 1990. vyd. London, UK: P. Peregrinus Ltd. on behalf of the Institution of Electrical Engineers, 1990, xii, 190 p. ISBN 08-634-1191-6.
- [8] SKOLNIK, Merrill I. *Introduction to radar systems*. 2d ed. New York: McGraw-Hill, 1980, 581 s. ISBN 00-705-7909-1.
- [9] JONÁŠ, Marek. *Metody zpracování signálu FM rozhlasu pro potřeby bistatického radaru*. Pardubice, 2010. Diplomová práce. Univerzita Pardubice.
- [10] PIDANIČ, Jan. *Metody pro výpočet vzájemné funkce neurčitosti*. Pardubice, 2012. Disertační práce. Univerzita Pardubice.
- [11] ERA a.s.: Pasivní Koherentní Lokace. [online]. 2008, s. 20 [cit. 2014-09-01]. Dostupné z: http://mat.fsv.cvut.cz/seminar/foto/20080401/pcl_cvut.pdf
- [12] POLA, Marek a Pavel BEZOUŠEK. *MODELOVÁNÍ CLUTTERU BISTATICKÉHO RADARU*. 2013, s. 7.
- [13] POLA, Marek, Pavel BEZOUŠEK a Jan PIDANIČ. *Model comparison of bistatic radar clutter*. 2013, s. 4.
- [14] BEZOUŠEK, P. Signály a soustavy. Univerzita Pardubice, Fakulta elektrotechniky a informatiky, 2012. Přednášky.
- [15] BEZOUŠEK, P. Zpracování signálu v digitálních komunikacích. Univerzita Pardubice, Fakulta elektrotechniky a informatiky, 2013. Přednášky.

- [16] Doppler effect. Wikipedia [online]. 2014 [cit. 2014-09-01]. Dostupné z: http://en.wikipedia.org/wiki/Doppler_effect
- [17] MEIKLE, Hamish. *Modern radar systems*. 2nd ed. Boston: Artech House, 2008, xxii, 701 p. ISBN 15-969-3242-2.
- [18] LEVANON, Nadav a Eli MOZESON. *Radar signals*. Hoboken: Wiley, 2004, xiv, 411 s. ISBN 04-714-7378-2.
- [19] MAHAFZA, Bassem R. *Radar systems analysis and design using Matlab*. Boca Raton: Chapman, 2000, 529 p. ISBN 15-848-8182-8.
- [20] ZAPLATÍLEK, Karel a Bohuslav DOŇAR. *MATLAB: tvorba uživatelských aplikací*. 1. vyd. Praha: BEN, 2004, 215 s. ISBN 80-730-0133-0.
- [21] Matlab: Documentation. *MathWorks* [online]. 2014 [cit. 2014-09-01]. Dostupné z: <http://www.mathworks.com/help/matlab/index.html>
- [22] Ekvalizace v časové oblasti v modulačních systémech využívajících vícetónovou modulaci. ŠILHAVÝ, Pavel. [Http://www.elektrorevue.cz](http://www.elektrorevue.cz) [online]. 2007 [cit. 2014-09-01]. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/07005/index.html>
- [23] HAYKIN, Simon. *Adaptive filter theory*. 4th ed. Upper Saddle River: Prentice Hall, 2001, 920 s. ISBN 01-309-0126-1.
- [24] Least mean squares filter. Wikipedia [online]. 2014 [cit. 2014-09-01]. Dostupné z: http://en.wikipedia.org/wiki/Least_mean_squares_filter
- [25] Least Mean Squares (LMS). *LabVIEW Adaptive Filter Toolkit 1.0* [online]. 2009 [cit. 2014-09-01]. Dostupné z: http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/372357A-01/lvaftconcepts/aft_lms_algorithms/
- [26] Recursive least squares filter. Wikipedia [online]. 2014 [cit. 2014-09-01]. Dostupné z: http://en.wikipedia.org/wiki/Recursive_least_squares_filter
- [27] Recursive Least Squares (RLS) Algorithms. *LabVIEW Adaptive Filter Toolkit 1.0* [online]. 2008 [cit. 2014-09-01]. Dostupné z: http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/372357A-01/lvaftconcepts/aft_rls_algorithms/
- [28] RLS Adaptive Filters - MATLAB & Simulink. *MathWorks* [online]. 2014 [cit. 2014-09-01]. Dostupné z: <http://www.mathworks.com/help/dsp/ug/rls-adaptive-filters.html>
- [29] BARTON, K. DAVID. *Land clutter models for radar design and analysis*. Proceedings of the IEEE, 1985, VOL. 73, NO. 2
- [30] BEZOUŠEK, P. SCHEJBAL, V. Bistatic and Multistatic Radar Systems, *Radioengineering*, Vol. 17, No. 3, pp. 53 – 59, Sept. 2008

Příloha 1 – CD

1. Grafy – Originální repliky, metoda lineární ekvalizace
2. Skript – ekvaltest3.m
3. Grafy – Aproximované průběhy
4. Skript – Generátor clutteru
5. Skript – Ekvalizacni_metoda.m
6. Skript – Adaptivni_filtry.m
7. Grafy – LMS originální data
8. Grafy – LMS generovaná data