

UNIVERZITA PARDUBICE

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A INFORMATIKY

DISERTAČNÍ PRÁCE

2017

Luboš Rejtek

Univerzita Pardubice

Fakulta elektrotechniky a informatiky

Pokročilé metody zpracování signálu z radaru PCDR35

Luboš Rejfk

Disertační práce

2017

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 9. 6. 2017

podpis autora

Luboš Rejfk

PODĚKOVÁNÍ

V první řadě bych chtěl poděkovat rodičům, kteří mne v průběhu studia podporovali, dále bych chtěl poděkovat svému školiteli doc. Ing. Ondřeji Fišerovi, CSc. V neposlední řadě bych rád poděkoval svým přátelům, hlavně panu Mgr. Zbyšku Mošnovi, Ph.D. za všestrannou pomoc při tvorbě této práce.

ANOTACE

Práce byla zaměřena na pokročilé zpracování signálu z FMICW radaru pracujícím na frekvenci 35,4 GHz pro bodové i objemové cíle. Tento radar byl ale v průběhu tvorby práce stále ještě i vyvíjen. Dílčí kroky vývoje jsou v této práci také popsány. V práci je také umístěn přehled metod pro vyhodnocení signálu a je provedeno jejich porovnání. Prvním stěžejním výsledkem je návrh systému pro korekci odrazné plochy cíle ovlivněné její vzdáleností. Tento odhad je důležitý ke správnému odhadnutí typu cíle a lepšímu popsání jeho vlastností. Druhým stěžejním výsledkem práce je návrh algoritmů pro analýzu výstupního signálu radaru, které provádějí automatické vyhodnocování signálu. První algoritmus pracuje na bázi „je, nebo není cíl“ a je vhodný pro zabezpečovací aplikace, například pro kontrolu vyklizení železničního přejezdu. Druhý algoritmus určuje rozmístění cílů v oblasti a jejich vlastnosti. Pro správnou funkci ale vyžaduje větší odstup signál šum než předchozí algoritmus.

KLÍČOVÁ SLOVA

FMICW radar, spektrální analýza, detekce cílů, odhad parametrů cíle, meteorologické radary

TITLE

Advanced methods of signal processing from radar PCDR35

ANNOTATION

This thesis was aimed at the FMICW radar signal processing at frequency 35.4 GHz. This radar was been developed during the work on this thesis. The steps realized during the radar development are described. Reviews of methods for the signal processing are presented and mutually compared. System for power corrections in dependence on the target distance, which is important for the correct interpretation of the target properties, and algorithms for the automatic interpretation of the received signals are the most important results of this thesis. The first algorithm works on the principle “with target or without target” and it is ideal for the security applications. The second algorithm is suitable for the displacement of targets calculation and description of their properties. The second algorithm needs higher SNR than the previous one.

KEYWORDS

FMICW radar, spectral analysis, target detection, estimation of target parameters, meteorological radars

OBSAH

0	Úvod a cíle práce	15
1	Přehled řešené problematiky	16
2	Teorie šíření signálů ve volném prostoru	18
3	Rozbor vlastností meteorologických cílů	22
3.1	Dešťové kapky a jejich vlastnosti	22
3.2	Oblačné/mlžné kapky a jejich vlastnosti	24
3.3	Sněhové vločky a jejich vlastnosti	25
3.4	Kroupy a jejich vlastnosti	26
3.5	Ledové krystaly a jejich vlastnosti	27
3.6	Výpočet efektivní odrazné plochy bodového a objemového cíle	29
4	dělení aktivních mono statických radarů	32
4.1	Pulsní radary	32
4.2	UWB radary	33
4.3	dopplerovské radary	34
4.4	FMCW radary	35
4.5	FMICW radary	36
5	Spektrální rozbor radarového signálu	38
5.1	Neparametrické metody	38
5.1.1	FFT algoritmus	38
5.1.2	Bartletův periodogram	40
5.1.3	Welchův periodogram	41
5.1.4	Blackman-Tukey periodogram	42
5.2	Parametrické metody – rozklad autokovarianční matice	43
5.2.1	MUSIC metoda	44
5.2.2	Algoritmus vlastního vektoru (EVA) – Johnsonova EV metoda	46
5.2.3	Algoritmus minimální normy (MNA)	47

5.3	Parametrické metody – číslicové filtry	48
5.3.1	ARMA (Auto Regresive Moving Average) model	49
5.3.2	MA model	49
5.3.3	AR model	50
5.4	Modifikace radarového signálu	51
5.4.1	Zero-Padded	51
5.4.2	Násobení signálu oknem	52
5.4.3	Nekoherentní integrace signálu	53
5.4.4	Potlačení vlivů pozadí	54
5.5	Porovnání PSD metod aplikovaných na radarové signály	55
5.5.1	Určení minimální potřebné délky signálu pro vyhodnocení	55
5.5.2	Využitelnost parametrických metod v reálném čase	55
5.5.3	Zhodnocení metod podle věrohodnosti spektra	56
6	Dopplerovská měření radarem PCDR35	57
6.1	2D FFT	57
7	Korekce přijatého výkonu pro radarové cíle s ohledem na specifika FMICW radarů	59
7.1	Korekce přijatého výkonu pro 1D spektrum	59
7.2	Korekce přijatého výkonu pro 2D spektrum	61
8	Popis radaru PCDR35	67
8.1	Koncept radaru PCDR35	67
8.2	Modifikace provedené v průběhu této práce	69
8.3	Popis řízení radaru PCDR35	70
8.4	Terénní kalibrační měření radarem PCDR35	73
9	Návrh modifikace radaru PCDR35 pro měření meteorologických cílů	77
9.1	Simulátor cvičných signálů z FMICW radaru	77
9.2	Porovnání teorie a měřených dat	81
10	Automatická Detekce cílů a popis parametrů	82

10.1	Analýza signálů s maximálně jedním cílem	82
10.1.1	Využití 2D FFT v algoritmu pro automatickou detekci	83
10.1.2	Filtrace 2D FFT	83
10.1.3	Prahování 2D FFT	84
10.1.4	Videodetekce prahované 2D FFT	85
10.1.5	Tvorba profilu vzdáleností	86
10.1.6	Testování metody automatické detekce cíle	88
10.2	Analýza signálu s neznámým počtem cílů	90
10.2.1	Prahování a videodetekce 2D FFT pro modifikovaný algoritmus	90
10.2.2	Tvorba vzdálenostního profilu pro modifikovaný algoritmus	91
10.2.3	Počítání cílů a odhad jejich parametrů	92
10.2.4	Primární detekce falešných cílů	93
10.2.5	Popis simulovaných signálů použitých pro testování metody	94
10.2.6	Popis výsledků	95
11	Sledování cílů	99
11.1	Sekundární eliminace falešných cílů	99
11.2	Dopočítání ztracených cílů	100
12	Závěr	101
13	Použitá literatura	104
14	Přílohy	110

SEZNAM ILUSTRACÍ A TABULEK

Obrázek 2-1 – Poměr stojatých vln při odrazu signálu od rozhraní prostředí vzduch – cíl	19
Obrázek 2-2 – Vliv frekvence signálu na útlum signálu na jednotku délky (Bezoušek, 2011)	20
Obrázek 2-3 – Normovaná efektivní odrazná plocha cíle v závislosti na $2\pi r/\lambda$ (velikostní parametr) (Wolff, 1997)	20
Obrázek 2-4 – Princip odrazu rádiového signálu od přechodu dvou prostředí s rozdílnou relativní permitivitou (Bezoušek, 2011)	21
Obrázek 3-1 – Tvar malé a velké dešťové kapky změřený pomocí 2D-video-distrometru na ÚFA AVČR, a) malá kapka o ekvivalentním diametru 1,12 mm, vertikální rychlosti 4,4 m/s, zploštění 0,9, horizontální rychlosti 0,5 m/s a se sklonem 180° , b) velká kapka o ekvivalentním diametru 4,82 mm, vertikální rychlosti 8,2 m/s, zploštění 0,85, horizontální rychlosti 10,3 m/s a se sklonem $88,4^\circ$	23
Obrázek 3-2 – Roční distribuční funkce velikosti dešťových kapek pro různé intenzity srážek změřená v Hradci Králové s krokem 0,2 mm (Rejfeč a Fišer, 2013)	23
Obrázek 3-3 – Distribuční funkce mlžných kapek. (Rezacova a kol., 2007)	24
Obrázek 3-4 – Distribuční funkce velikosti sněhových vloček a porovnání pádových rychlostí sněhových vloček a dešťových kapek, osa x odpovídá průměru sférické kapky vzniklé po roztání vločky. (Gunn a Marshall, 1958)	25
Obrázek 3-5 – Příklady tvarů sněhových vloček. (Magono a Lee, 1966)	26
Obrázek 3-6 – Distribuční funkce velikosti krup. (Federrer a Waldvogel, 1975)	27
Obrázek 3-7 – Distribuční funkce ledových krystalů. (Heymsfield a Platt, 1984)	28
Obrázek 3-8 – Pádové rychlosti ledových krystalů. (Houze, 1993)	28
Obrázek 3-9 – Porovnání radarové odrazivosti kapek v aerosolu, oblaku a srážkové buňce. (Plank, 1991)	30
Obrázek 4-1 – Princip pulzního monostatického radiolokátoru. (Kusala, 2008)	32
Obrázek 4-2 – Nejednoznačnost určení polohy	33
Obrázek 4-3 – UWB radar ReTWis	34
Obrázek 4-4 – Blokové schéma dopplerovského radiolokátoru (Woll, 1995)	35
Obrázek 4-5 – Blokové schéma FMCW radiolokátoru (Piper, 1995)	35
Obrázek 4-6 – Modulace FMCW radiolokátoru. (PIPER, 1995)	36
Obrázek 4-7 – Princip FMICW radaru	37

Obrázek 4-8 – FMICW přijatý radarový signál vygenerovaný simulátorem cvičných cílů popsaným v kapitole 8, signál je složen z odrazů od dvou cílů ve vzdálenostech 1000 metrů a 2000 metrů.	37
Obrázek 5-1 – Signál vyhodnocený pomocí rychlé Fourierovy transformace	39
Obrázek 5-2 – Diagram jednoho kroku algoritmu Cooley-Tukey (Konečný, 2010)	39
Obrázek 5-3 – Princip FFT algoritmu Cooley – Tukey (Konečný, 2010)	40
Obrázek 5-4 – Signál vyhodnocený pomocí Bartlettova periodogramu	40
Obrázek 5-5 – Princip Welchova periodogramu. (Smékal, 2009)	41
Obrázek 5-6 – Vzdálenostní profil získaný pomocí Welchova periodogramu	42
Obrázek 5-7 – Porovnání periodogramu Blackman-Tukey (3 segmenty (zelený průběh) a 6 segmentů (černý průběh))	42
Obrázek 5-8 – Seřazení vlastních čísel autokovarianční matice	43
Obrázek 5-9 – Pseudospektrum radarového signálu se dvěma cíli získané pomocí MUSIC metody, při použití signálového podprostoru	44
Obrázek 5-10 – Pseudospektrum radarového signálu se dvěma cíli získané pomocí MUSIC metody, při použití šumového podprostoru	45
Obrázek 5-11 – Pseudospektrum radarového signálu se dvěma cíli získané pomocí EVA, při použití signálového podprostoru (všechna pseudospektra se v tomto případě překrývají)	46
Obrázek 5-12 – Pseudospektrum radarového signálu se dvěma cíli získanými pomocí EVA při použití šumového podprostoru	47
Obrázek 5-13 – Pseudospektrum radarového signálu se dvěma cíli získanými pomocí MNa při použití signálového podprostoru	48
Obrázek 5-14 – Pseudospektrum radarového signálu se dvěma cíli získanými pomocí MNa při použití šumového podprostoru	48
Obrázek 5-15 – Blokové schéma číslicového IIR filtru	49
Obrázek 5-16 Vyhodnocení radarového signálu se dvěma cíli pomocí AR modelu přes Yule-Walkerovy rovnice	51
Obrázek 5-17 – Porovnání spekter radarového signálu bez využití metody Zero-Padded (modrá) a s využitím metody Zero-Padded (červená)	52
Obrázek 5-18 – Příklady váhovacích funkcí pro úpravu signálu za účelem potlačení postranních laloků	52
Obrázek 5-19 – Spektrum radarového signálu po použití váhovacích oken	53
Obrázek 5-20 – Integrace signálu (porovnání jednoho spektra a průměru ze čtyř spekter)	54
Obrázek 5-21 – Odečítání pozadí (clutteru)	54

Obrázek 5-22 – Vliv délky užitečného signálu v záznamu na detekovatelnost cílů.	55
Obrázek 6-1 – Princip 2D FFT	57
Obrázek 6-2 – Ukázka 2D FFT konstantního signálu	58
Obrázek 6-3 – 2D FFT signálu odraženého od přibližujícího se objektu	58
Obrázek 7-1 – Ukázka radarového signálu se dvěma cíli	59
Obrázek 7-2 – FFT signálu se dvěma signály o stejné amplitudě, ale různé délce signálu v záznamu	60
Obrázek 7-3 – Závislost výkonu na frekvenci sinusoidy o amplitudě 1 V po zpracování pomocí 2D FFT, vzdálenostní spektra byla vynásobena Hammingovým oknem přes vzdálenosti.	61
Obrázek 7-4 – Simulované body pro různé délky užitečného signálu a jejich proložení mocninnou spojnicí trendu (při použití různých typů oken během výpočtu rychlostního spektra)	63
Obrázek 7-5 – Porovnání mezi získaných pomocí dat z tabulky 7-1 a grafu 7-4 se simulovanými daty z tabulky 7-2 (při použití různých typů oken během výpočtu rychlostního spektra)	64
Obrázek 7-6 – Porovnání funkcí prokládajících výkony signálů v závislosti na délce užitečného signálu se zrcadlovými funkcemi (pro výpočet korekce výkonu radarového echa)	65
Obrázek 7-7 – Porovnání spekter sinusových signálů o stejné amplitudě, kde červené spektrum je pro sinusový signál obsažený v polovině záznamu a modrý pro sinusový signál obsažený v celém záznamu	65
Obrázek 7-8 – Přiblížení obrázku 7-7 s vyznačením maxim ve spektrech	66
Obrázek 8-1 – Blokové schéma kmitočtové ústředny radaru PCDR35	68
Obrázek 8-2 – Blokové schéma vysílací části radaru PCDR35	68
Obrázek 8-3 – Blokové schéma přijímače radaru PCDR35	69
Obrázek 8-4 – Vliv vybíjení kapacity napájení výstupního zesilovače na přijímaný šum	69
Obrázek 8-5 – Porovnání výstupních IQ složek radaru PCDR35	70
Obrázek 8-6 – Řídicí SW radaru PCDR35	71
Obrázek 8-7 – Záznamový SW radaru PCDR35 a ukázka ukládání dat	72
Obrázek 8-8 – Ukázka použití SW pro zpracování signálů z radaru PCDR35	73
Obrázek 8-9 – Kalibrační měření radaru PCDR35 (radar + navigační radiomaják)	74
Obrázek 8-10 – Záznam signálu z radiomajáku po zaměření	74
Obrázek 8-11 – Rozmístění stanovišť při kalibračním měření	74

Obrázek 8-12 – Přijatý signál v časové oblasti s odrazy od dvou cílů (koutový odražeč + les)	75
Obrázek 8-13 – 2D FFT radarového signálu s odrazem od lesa v pozadí (clutter)	76
Obrázek 8-14 – 2D FFT radarového signálu obsahujícího odrazy od koutového odražeče a lesa.	76
Obrázek 9-1 – Princip segmentace srážkové buňky pro výpočet simulovaného signálu	77
Obrázek 9-2 – Velikosti odrazné plochy kapky v závislosti na diametru kapky	78
Obrázek 9-3 – Princip časování pro přičtení odrazu do výsledného signálu v závislosti na vzorkovací frekvenci	79
Obrázek 9-4 – Princip časování radaru implementovaný do simulátoru	79
Obrázek 9-5 – Ukázka signálu generovaného simulátorem (cíl srážková oblast o mohutnosti 150 metrů ve vzdálenosti 1000 metrů a intenzitě srážek 0,2 mm/h)	81
Obrázek 9-6 – Zobrazení minimální detekovatelné odrazné plochy bodového cíle v závislosti na vzdálenosti cíle, parametrem křivek je faktor radarové odrazivosti.	81
Obrázek 10-1 – Algoritmus testu navržené metody	82
Obrázek 10-2 – Zpracování signálu z radaru PCDR35 pomocí 2D FFT, sledovaný cíl je tovární komín	83
Obrázek 10-3 – Filtrace 2D spektrální analýzy radarového signálu dle obrázku 9-1	84
Obrázek 10-4 – Výsledek prahování 2D spektra nefiltrovaného a filtrovaného (v tomto konkrétním případě je cíl s velkou odraznou plochou a filtrace nemá na výsledek velký vliv)	84
Obrázek 10-5 – Prahované 2D spektrum před video-detekcí a po video-detekci	85
Obrázek 10-6 – Vzdálenostní výkonový profil maskovaný prahovaným vzdálenostním profilem	86
Obrázek 10-7 - Vzdálenostní profil založený na pozitivních detekcích	87
Obrázek 10-8 – Profil dopplerů pro vzdálenost detekovaného cíle	87
Obrázek 10-9 – Ukázka zpracovávaného 2D spektra	88
Obrázek 10-10 – Prahované 2D FFT. Levý panel ukazuje dva slabé cíle a šum, pravý panel ukazuje silný cíl, slabý cíl a šum	90
Obrázek 10-11 – Prahované 2D FFT po videodetekci. Levý panel ukazuje dva slabé cíle nyní bez šumu, pravý panel ukazuje silný a slabý cíl nyní bez šumu	91
Obrázek 10-12 – Vzdálenostní profil modifikovaného algoritmu pro detekci neznámého počtu cílů	92
Obrázek 10-13 – Prahovaný vzdálenostní profil	92

Obrázek 10-14 – Primární detekce falešných cílů. _____	93
Obrázek 10-15 – 2D FFT signálu bez cílů (šum) _____	94
Obrázek 10-16 – 2D FFT signálu se třemi slabými cíli (3 slabé) _____	94
Obrázek 10-17 – 2D FFT signálu se dvěma silnými cíli (2 silné) _____	95
Obrázek 10-18 – 2D FFT signálu se silným a slabým cílem (1 slabý a 1 silný) _____	95
Obrázek 11-1 - Detekce falešného cíle pomocí sledování v čase _____	99
Obrázek 11-2 - Detekce nedetekovaného cíle pomocí sledování v čase _____	100
Tabulka 5-1 – Porovnání rychlostí výpočtu spektra pomocí parametrických metod (viz text)	56
Tabulka 7-1 – Statistické parametry výkonu sinusovek o stejné amplitudě vlivem změny kmitočtu při vyhodnocení pomocí 2D FFT (při použití různých typů oken během výpočtu rychlostního spektra) _____	62
Tabulka 7-2 – Vliv délky užitečného signálu v zaznamenaných datech na výkon spektrální složky po zpracování pomocí 2D FFT (při použití různých typů oken během výpočtu rychlostního spektra) _____	62
Tabulka 10-1 – Vyhodnocení algoritmu při použití výkonového profilu _____	88
Tabulka 10-2 – Vyhodnocení algoritmu při použití profilu založeného na pozitivních detekcích _____	89
Tabulka 10-3 – Tabulka výsledků testu modifikovaného algoritmu (bez videodetekce s filtrem) _____	96
Tabulka 10-4 – Tabulka výsledků testu modifikovaného algoritmu (s videodetekcí bez filtru) _____	96
Tabulka 10-5 – Tabulka výsledků testu modifikovaného algoritmu (s videodetekcí a filtrem) _____	97
Tabulka 10-6 – Tabulka výsledků testu modifikovaného algoritmu (s videodetekcí a filtrem) při snížení odstupů signál šum prahové hodnoty z 9 dB na 6 dB _____	98

SEZNAM ZKRATEK A ZNAČEK

FMCW radar	Frekvenčně modulovaný spojitě vysílající radar
FMICW radar	Pulsní radar s frekvenčně modulovanými pulsy
PCDR35	FMICW radar Ústavu Fyziky Atmosféry AV ČR na frekvenci 35 GHz (Portable Cloud Doppler Radar)
PSV	Poměr stojatých vln
Z_e	Faktor radarové odrazivosti
UWB radar	Radar se širokou šířkou pásma (Ultra Width Band)
DSD	Distribuční funkce kapek
HSD	Distribuční funkce krup
FFT	Rychlá Fourierova Transformace
PSD	Výkonová spektrální hustota
ARMA	Auto regresivní model s klouzavým průměrem
MUSIC	Metoda mnoho signálové klasifikace
EVa	Algoritmus vlastního vektoru (Johnsonova EV metoda)
MNa	Algoritmus minimální normy
BW	Šířka pásma
dBW	Decibel nad watterem
dBm	Decibel nad miliwatterem
SNR	Poměr signál šum

0 ÚVOD A CÍLE PRÁCE

Radarová technika je velmi rychle se rozvíjející obor. Do této oblasti patří systémy, které jsou založeny na zpracování rádiových vln. Zpracování signálů popsaná v této práci mohou být použita i na signály získané z jiných polohových systémů, například lidarů, nebo sodarů. V zásadě se radary měří vzdálenost, rychlost a efektivní odrazná plocha cíle. Za účelem těchto pozorování se v současnosti používají primární a sekundární systémy. Pro účely této práce jsou využity pouze primární systémy. Ty lze rozdělit na aktivní a pasivní. Aktivní systémy jsou rozděleny na pulsní radary, FMCW radary, dopplerovské radary, UWB radary, dopplerovské radary a jejich kombinace (např. FMICW radary).

Cílem této práce je provést rozbor možných způsobů analýzy radarových signálů, které jsou získávány pomocí radaru PCDR35, jehož vlastníkem je Ústav fyziky atmosféry AV ČR, v.v.i. (ÚFA).

V první fázi bylo tedy nutné provést rozbor klasických i moderních metod pro výpočet spektra nebo pseudospektra signálu. Práce se tedy musela zabývat vlastnostmi cílů včetně spekter signálu. Na základě prováděných měření bylo třeba navrhovat postupné modifikace s cílem zlepšit vlastnosti našeho radarového systému a také provést rozbor možných dalších měření realizovatelných tímto systémem (například dopplerovská měření). Pro experimentální účely jsme navrhli generátor cvičných signálů, který zohledňuje jak vlastnosti systému, tak charakteristiky požadovaných cílů. Pro zjednodušení obsluhy tohoto radaru jsme vyvinuli také algoritmy pro automatickou detekci a interpretaci sledovaných cílů. Jelikož radar nepracuje ve spojitém režimu, provedli jsme rozbor potřebných korekcí za účelem zpřesnění odhadu odrazné plochy cílů. Získané poznatky jsme implementovali do řídicího SW.

První část práce (kapitoly 1 až 4) se zabývá teoretickým rozбором problematiky. Jsou v ní provedeny rozbor šíření signálu ve volném prostoru a vlastností cílů, pro které byl radar vyvinut a dále koncepty radarových systémů. Druhá část práce (kapitoly 5 až 9) se zabývá primárním zpracováním radarových signálů. Výstupy z tohoto zpracování slouží uživateli k manuálnímu vyhodnocení vlastností cílů a v této části jsou také popsány navrhované a provedené modifikace systému za účelem zlepšení jeho vlastností. Vliv provedených úprav je v této části otestován pomocí laboratorních a kalibračních měření. Závěrečná část práce (kapitoly 10 a 11) se zabývá návrhem algoritmů pro automatickou detekci cílů, automatizovaným popisem jejich parametrů a v neposlední řadě nástinem dalších možných prací, které lze v této problematice realizovat.

1 PŘEHLED ŘEŠENÉ PROBLEMATIKY

FMCW radary jsou dnes využívány v mnoha oblastech - od aplikací ve zdravotnictví (Li a kol., 2015) až po železniční aplikace (Bosh, 2010). Například pro monitoring obsazenosti železničního přejezdu (v ČR se zabývá firma STEINEL Technik s.r.o. na pracovišti Pardubice, která využívá vlastní FMCW radar na frekvenci 10 GHz) nebo pro detekci osob uvězněných ve sněhu (Yamaguchi a kol., 1994). Dále existují meteorologické radary pro měření turbulencí (Yanovsky a kol., 2015) nebo pro monitoring ionosféry (Nozaki, 2009). Tento systém pro monitoring ionosféry umožňuje přepínání mezi FMCW a FMICW módem.

Odborná literatura na téma FMICW radarů se pomalu začíná objevovat asi posledních 15 let. Např. v (Saldana a Martinez, 2007) se autoři věnují teoretickým rozvahám, které však nezohledňují fyzikální principy (šíření signálu, přepínání systému). V publikaci (Mandlík a Brázda, 2015) je popsán simulátor cvičných signálů odražených od bodových cílů. Autoři se opírají o reálná měření, na jejichž základě navrhli simulátor, který lze označit za relevantní. To je dokázáno porovnáním změřeného kalibračního cíle se simulovaným výstupem, které vykazují velmi vysokou shodu.

Ve světě se zpracováním signálů z FMCW radarů pro meteorologické účely zabývají například pracoviště na TU Delft v Holandsku, kde používají dvou - anténní FMCW radar. Na tomto pracovišti se zabývají především meteorologickými cíli, například popisují distribuční funkce dešťových kapek (DSD, simulace DSD je popsána v (Unal, 2015)) a větrnými turbulencemi (Yanovsky a kol., 2015). S projekty tohoto pracoviště jsme byli seznámeni v rámci studijního pobytu na tomto pracovišti v roce 2014, kde byli našimi školiteli Dr. Oleg A. Krasnov a Dr. Fred van der Zwan. Příkladem dalšího pracoviště využívajícího FMCW radar pro výzkumné účely je Univerzita v Chemnitz v Německu, kde se věnují meteorologickým měřením a polarimetrickým radarům, viz (Galletti a kol., 2008) a (Galletti a kol., 2007). Díky tvaru větších kapek, který je ukázán na obrázku 3-1, je přijatý odražený výkon v případě horizontální polarizace větší než v případě polarizace vertikální. S výzkumnými projekty tohoto pracoviště jsme byli seznámeni v průběhu testovacích měření radaru PCDR 35, jichž se účastnil zaměstnanec tohoto pracoviště prof. Madhukar C. Chandra.

FMICW radar se v porovnání s FMCW radary v praxi příliš nepoužívají. Nejčastějším důvodem jsou komplikace při výrobě prototypu jedno - anténního radaru typu FMCW, které vedou k nutnosti radar upravit na tuto variantu (například námi popisovaný radar PCDR 35 používaný ÚFA). Základní nevýhodou těchto typu radarů je nutnost provádět korekce

výkonu, brát v úvahu vliv vzdálenosti cíle na schopnost detekovat tento cíl a větší délka slepé zóny v porovnání s pulsními radary (odvození slepé zóny je popsáno v této práci). Posledně jmenovaný nedostatek však nemá zásadní vliv na použití pro ionosférické aplikace, kde minimální vzdálenost cíle je v řádu stovek kilometrů (Nozaki, 2009). V aplikaci pro ionosféru lze realizovat dlouhé pulsy, vysílání je prováděno na frekvencích do 30 MHz. Z rovnice (2.4) pak plyne nižší rozptyl výkonu, než v případě meteorologických radarů.

2 TEORIE ŠÍŘENÍ SIGNÁLŮ VE VOLNÉM PROSTORU

Elektromagnetický signál se v prostoru šíří ve vlnách, v zásadě se rozlišují dva typy vln, rovinná (zvláštní případ kulové vlny) a kulová vlna. Rovinná vlna je vlna, která má rovinu kolmou ke směru šíření. Dle (Bezoušek, 2011) intenzity elektrického a magnetického pole leží v ploše roviny a jsou k sobě kolmé ve vzdálené zóně ($r > 2D^2/\lambda$). Polarizace je popisována koncovým bodem elektrického pole, polarizace pak může být vertikální, horizontální, nebo kruhová (levotočivá, nebo pravotočivá), obecnou polarizací je pak polarizace eliptická. Rovinná vlna je abstrakce, ale v určitých případech lze za rovinnou vlnu považovat část vlny kulové. Kulová vlna se šíří od bodového zdroje, za bodový lze považovat reálný zdroj, pokud je sledován v dostatečné vzdálenosti (vzdálená zóna je definována, jako dvojnásobek druhé mocniny velikosti zdroje dělená vlnovou délkou signálu musí být mnohem menší než vzdálenost zdroje a pozorovatele). Za rovinnou vlnu lze kulovou považovat v případech, že je kulová vlna pozorována ve velmi malém úhlu ze směru od zdroje.

Klíčovou charakteristikou pro šíření elektromagnetických vln je impedance volného prostoru (nevodivého) $Z = \sqrt{\mu/\varepsilon}$. Ve vakuu nebo přibližně i suchém vzduchu je podle (Guran a kol., 1996) impedance prostředí $120 \cdot \pi$ [Ω] (377Ω), v praxi se impedance počítá podle rovnice (2.1). Aby se signál nerušeně šířil, je třeba dodržet neměnnou relativní permitivitu. Pokud signál narazí na přechod dvou prostředí s rozdílnými permitivitami, dojde k odrazu signálu (míra odražené energie je závislá na činiteli odrazu). Činitel odrazu signálu (ρ) je pak počítán pomocí rovnice (2.2), z činitele odrazu se pak spočítá PSV (poměr stojatých vln) pomocí rovnice (2.3), podrobný popis PSV je k dispozici v (Jerry, 2004).

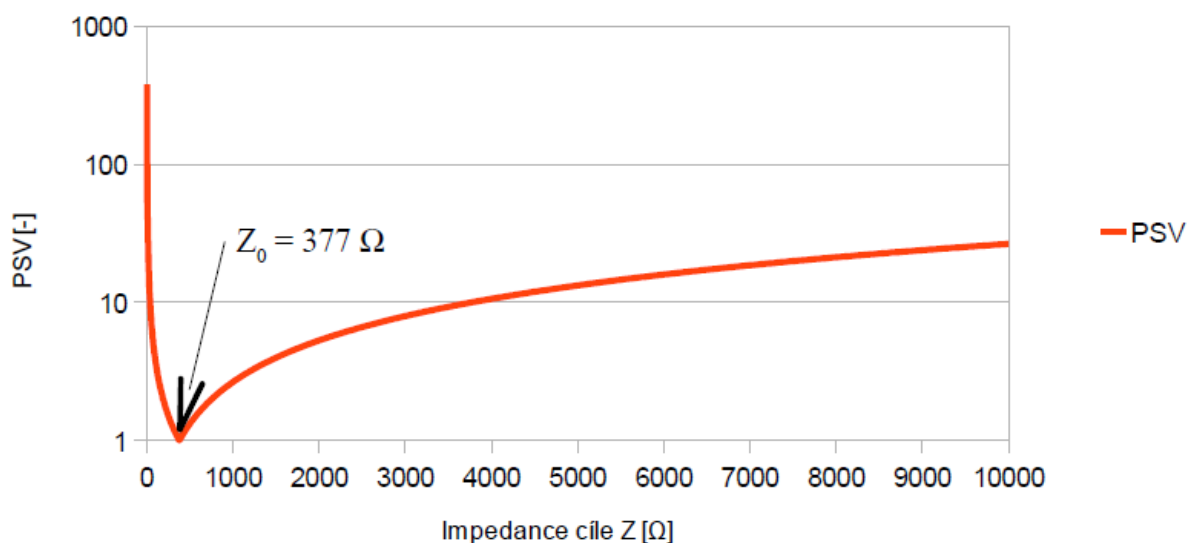
$$Z_0 = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}, \quad (2.1)$$

$$\rho = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0}, \quad (2.2)$$

$$PSV = \frac{1 + \rho}{1 - \rho} = \frac{U_{MAX}}{U_{MIN}}, \quad (2.3)$$

kde ε_r je relativní permitivita vzduchu, ε_0 je permitivita vakua a μ_0 je permeabilita vakua, Z je charakteristická impedance prostředí za přechodem z volného prostoru, U_{MAX} je napětí na vstupu do systému (volný prostor) a U_{MIN} je přijaté napětí.

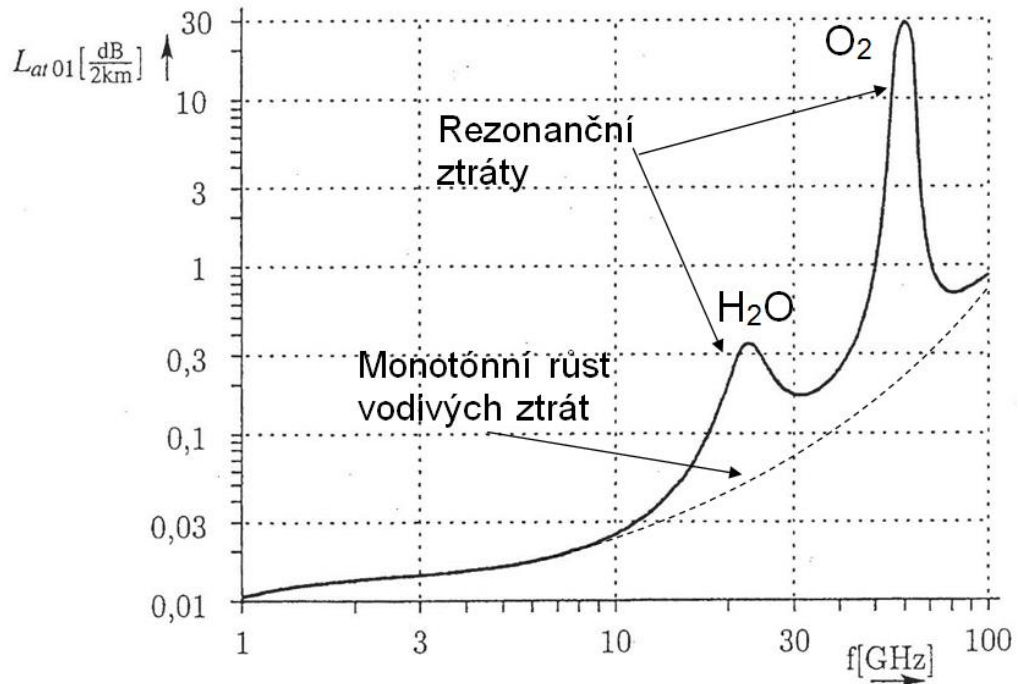
PSV ve volném prostředí pro různé impedance cílů



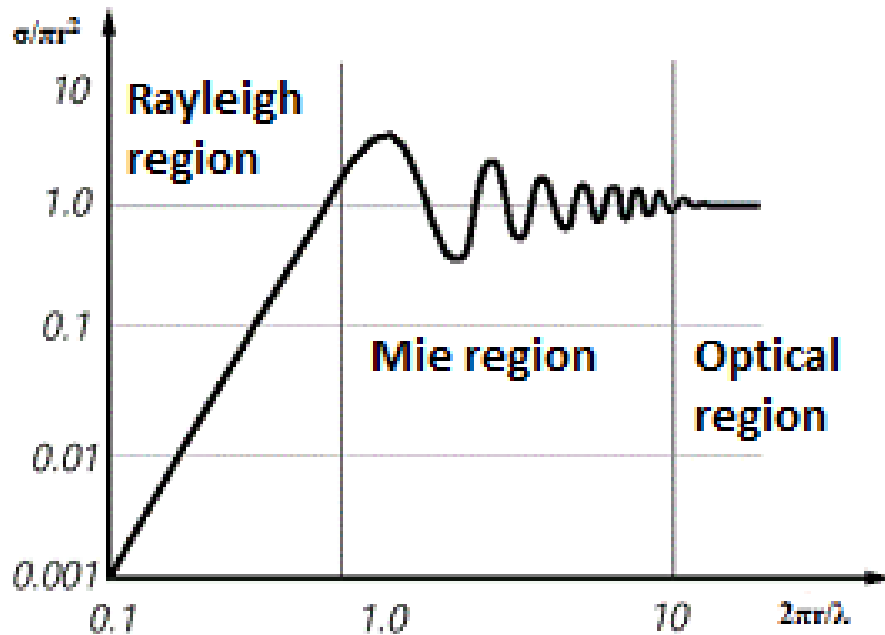
Obrázek 2-1 – Poměr stojatých vln při odrazu signálu od rozhraní prostředí vzduch – cíl

Z popsaných rovnic byl vytvořen graf závislosti PSV při přechodu z volného prostoru na oblast s rozdílnou relativní permitivitou v závislosti na impedanci druhého prostředí (obrázek 2-1). Z grafu je patrné, že ideální přechod pro vytvoření maximálního odrazu má impedanci 0Ω , ideální je tedy využití vodivého materiálu. Z tohoto grafu také plyne, že při postupné změně permitivity (například vlivem nehomogenit v prostředí) dochází k částečným odrazům signálu a tím ke ztrátám signálu při šíření signálu volným prostorem. Dalším faktorem, který vytváří ztráty při šíření signálu volným prostorem je přeměna energie na tepelnou na atomech a molekulách, tyto ztráty jsou frekvenčně závislé, závislost útlumu signálu na kilometr vzdálenosti v závislosti na frekvenci je ukázán na obrázku 2-2.

Efektivita odrazu je také závislá na rozměru přechodu mezi prostředími a použité frekvenci, graf pro tuto závislost je ukázán na obrázku 2-3. Z grafu je patrné, že účinnost se může nacházet ve třech oblastech. První oblastí je Rayleighova oblast, v této oblasti je logaritmus normalizované efektivní odrazné plochy cíle funkcí $(2\pi r/\lambda)$. Druhou oblastí je oblast Mieova, v této oblasti efektivní odrazná plocha osciluje s tlumenými kmity a je tedy nejobtížnější na simulování a korekce. Použitý radar PCDR35 pracuje při detekci meteorologických cílů právě v této oblasti. Odvození vztahu mezi odraznou plochou a frekvencí je v kapitole 9. Poslední oblastí je oblast optická, v této oblasti lze efektivní odraznou plochu považovat za konstantní. Lze tedy konstatovat, že ideálním cílem pro radar je cíl s ostrým (kontrastním) přechodem na vodivou oblast s rozměry 10x převyšujícími vlnovou délku použitého signálu.



Obrázek 2-2 – Vliv frekvence signálu na útlum signálu na jednotku délky (Bezoušek, 2011)



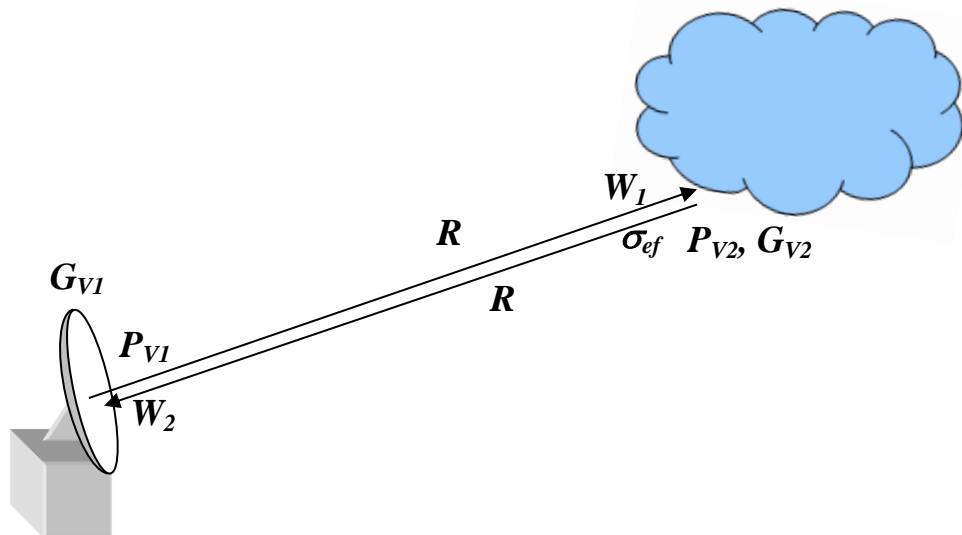
Obrázek 2-3 – Normovaná efektivní odrazná plocha cíle v závislosti na $2\pi r/\lambda$ (velikostní parametr) (Wolff, 1997)

Radiolokační rovnice pro určení přijatého výkonu odraženého od cíle (2.4) je modifikovanou variantou radiokomunikační rovnice, která slouží k výpočtu přijatého výkonu v rádiových spojích. Princip transformace vztahu je popsán v (Bezoušek, 2011) a vychází z obrázku 2-4. Jedná se v podstatě o dva rádiové spoje, kde vysílaný výkon druhého vysílače je závislý na výkonu přijatém od prvního vysílače a efektivní odrazné ploše rozhraní prostředí. Z výše

zmíněných definic vyplývá, že efektivní odrazná plocha cíle je závislá na rozměru cíle, v případě bodových přechodů oblastí (například letadlo) platí rovnice (2.4) pro výpočet přijatého výkonu absolutně, v případě plošných nebo objemových přechodových oblastí však efektivní odrazná plocha se vzdáleností roste, lze tedy pro tyto typy cílů rovnici upravit, příkladem je rovnice pro objemové cíle (například srážkové buňky).

$$P_P = P_V \cdot G_P \cdot G_V \cdot f_V^2(\Phi_V, \Theta_V) \cdot f_P^2(\Phi_P, \Theta_P) \cdot \frac{\lambda^2 \cdot \sigma_{ef}}{(4 \cdot \pi)^3 \cdot R^4} \cdot \frac{1}{L}, \text{ (Pankrác, 2005)} \quad (2.4)$$

kde P_V je vysílaný výkon [W], G_P je zisk přijímací antény [-], G_V je zisk vysílací antény [-], $f_V^2(\Phi_V, \Theta_V)$ je směrová charakteristika vysílací antény, $f_P^2(\Phi_P, \Theta_P)$ je směrová charakteristika přijímací antény, λ je vlnová délka, R je vzdálenost cíle, σ_{ef} je efektivní odrazná plocha cíle (pro objemové cíle je tato odrazná plocha funkcí R^2 – objem ozářeného prostoru roste s kvadrátem vzdálenosti), L je útlum signálu na vzdálenosti radiolokátor – cíl a zpět.



Obrázek 2-4 – Princip odrazu rádiového signálu od přechodu dvou prostředí s rozdílnou relativní permitivitou (Bezoušek, 2011)

3 ROZBOR VLASTNOSTÍ METEOROLOGICKÝCH CÍLŮ

Tato kapitola se zabývá vlastnostmi meteorologických cílů. Meteorologické cíle jsou tvořeny hydrometeory a aerosoly. Hydrometeor je zkondenzovaná voda, která zkondenzovala na jádru hydrometeoru. Kondenzační jádra jsou například pyly, částice polévatého prachu a podobně. Příklady hydrometeorů jsou dešťové kapky, oblačné kapky, kroupy, sněhové vločky a ledové krystaly. Tyto hydrometeory lze popsat distribučními funkcemi velikostí, pádovými rychlostmi v závislosti na ekvivalentním diametru (D), složením a skupenstvím hydrometeoru (komplexní permitivita), efektivní odraznou plochou v závislosti na velikosti, skupenství a složení hydrometeoru a dalšími vlastnostmi.

3.1 Dešťové kapky a jejich vlastnosti

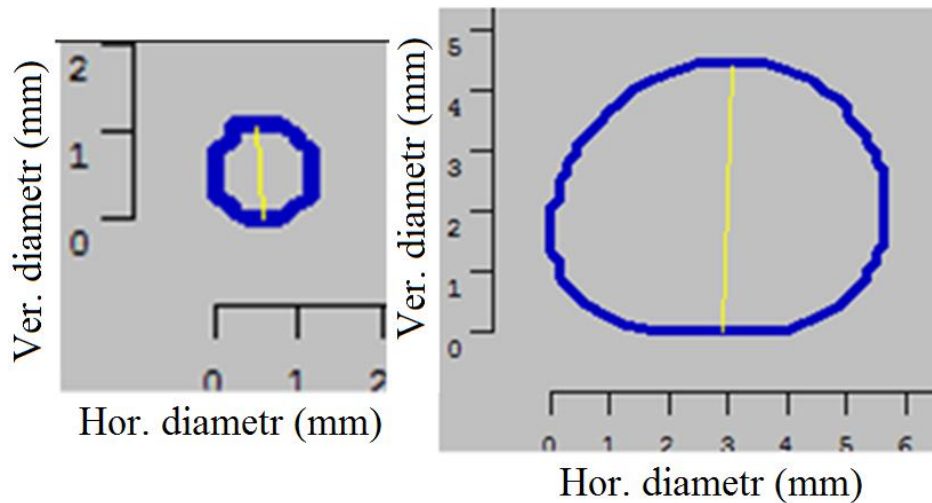
Dešťová kapka je jedním z nejčastěji monitorovaných hydrometeorů, vzniká kondenzací vody na částici aerosolu. Voda v dešťové kapce je nejčastěji v kapalném stavu, v některých případech dochází k částečnému zmrznutí dešťové kapky, to vede k specifickým tvarům kapek. Běžné kapky mají velikost ekvivalentního diametru do 7 mm, větší kapky se rozpadají, kapky menší než 0,2 mm jsou řazeny mezi oblačné a mlžné kapky. Příklady velké a malé dešťové kapky změřené pomocí 2D-video-distrometru jsou na obrázku 3-1. Distribuční funkce kapek (DSD – Drop Size Distribution) udává počet kapek daného diametru v metru krychlovém. Jinou veličinou udávající procentuelní rozdělení kapek podle diametru je hustota pravděpodobnosti (PDF). Distribuční funkce kapek (PDF) změřená v Hradci Králové v letech 1998 a 1999 setříděných do čtyř intervalů dle intenzity srážek je na obrázku 3-2. Marshall-Palmerova distribuční funkce je dnes nejpoužívanější distribuční funkcí (Marshall a Palmer, 1948). Přehled dalších používaných distribučních funkcí je uveden v (Williams a Gage, 2009). Marshall-Palmerova distribuční funkce pro diametr, je definována rovnicí (3.1), kde Marshall-Palmerův váhový „intercept“ parametr je pro průměrný déšť dán rovnicí (3.2) a Marshall-Palmerův parametr sklonu „slope“ lze opět pro průměrný déšť aproximovat rovnicí (3.3), která je funkcí intenzity srážek (R). Efektivní odrazná plocha kapek je popsána ve (Fišer, 1993), využití odrazné plochy dešťových kapek je popsáno v kapitole 9 této práce.

$$N_{MP}(D) = N_{OMP} \cdot e^{-\Lambda_{MP} \cdot D}, \quad (3.1)$$

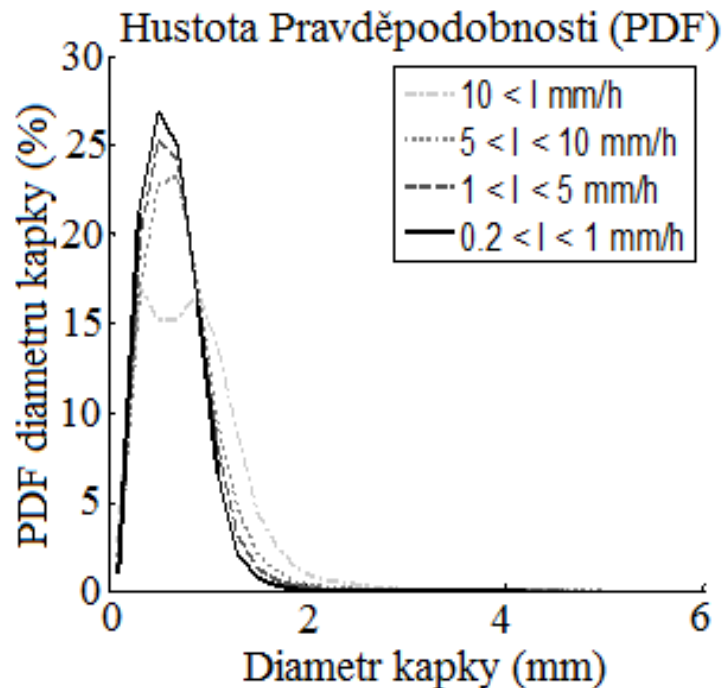
$$N_{OMP} = 8000, \quad (3.2)$$

$$\Lambda_{MP} = 4,1 \cdot R^{-0,21}, \quad (3.3)$$

kde R je intenzita srážek a D je ekvidistantní diametr kapky.



Obrázek 3-1 – Tvar malé a velké dešťové kapky změřeny pomocí 2D-video-distrometru na ÚFA AVČR, a) malá kapka o ekvivalentním diametru 1,12 mm, vertikální rychlosti 4,4 m/s, zploštění 0,9, horizontální rychlosti 0,5 m/s a se sklonem 180°, b) velká kapka o ekvivalentním diametru 4,82 mm, vertikální rychlosti 8,2 m/s, zploštění 0,85, horizontální rychlosti 10,3 m/s a se sklonem 88,4°



Obrázek 3-2 – Roční distribuční funkce velikosti dešťových kapek pro různé intenzity srážek změřená v Hradci Králové s krokem 0,2 mm (Rejček a Fišer, 2013)

Pádová rychlost dešťové kapky je funkcí jejího diametru. Nejčastěji používaným modelem pro výpočet pádové rychlosti kapek je model Gunn-Kinzer (Gunn a Kinzer, 1949). Tento model platí pro diametry kapek od 0,2 mm do 7 mm a je definován rovnicí (3.4),

$$v(D) = 9.95 - 10.3 \cdot e^{-0.6 \cdot D} \quad [m/s], \quad (3.4)$$

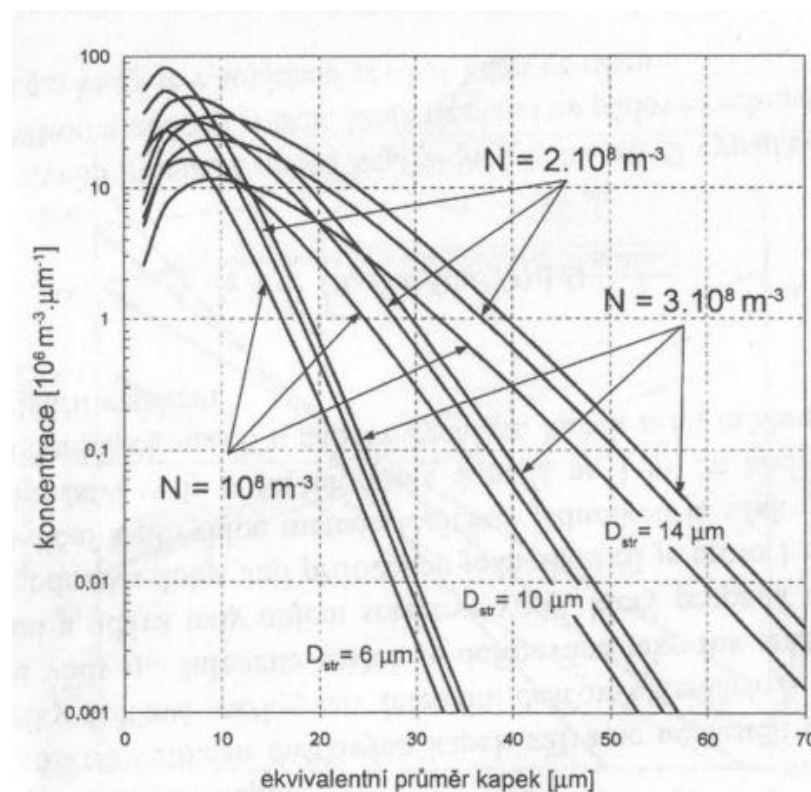
kde D je diametr kapky v milimetrech.

3.2 Oblačné/mlžné kapky a jejich vlastnosti

Oblačné/mlžné kapky vznikají kondenzací vodních par na aerosolech, mají kulatý tvar a počet kapek v metru krychlovém je v řádu desítek až stovek milionů. Distribuční funkce oblačných/mlžných kapek je přibližně typu gama rozdělení (Řezáčová a kol., 2007). Nejrozšířenějším matematickým modelem je Khrgian-Mazinovo, které je z gama rozdělení odvozeno. Tvar tohoto rozdělení pro koncentraci 100 kapek na cm^3 a střední ekvivalentní průměr kapky $15 \mu m$ je definován podle (3.5). Příklady distribučních funkcí pro různé parametry jsou na obrázku 3-3.

$$N(D) = 0,4 \cdot D^2 \cdot e^{-0,2 \cdot D}, \quad (3.5)$$

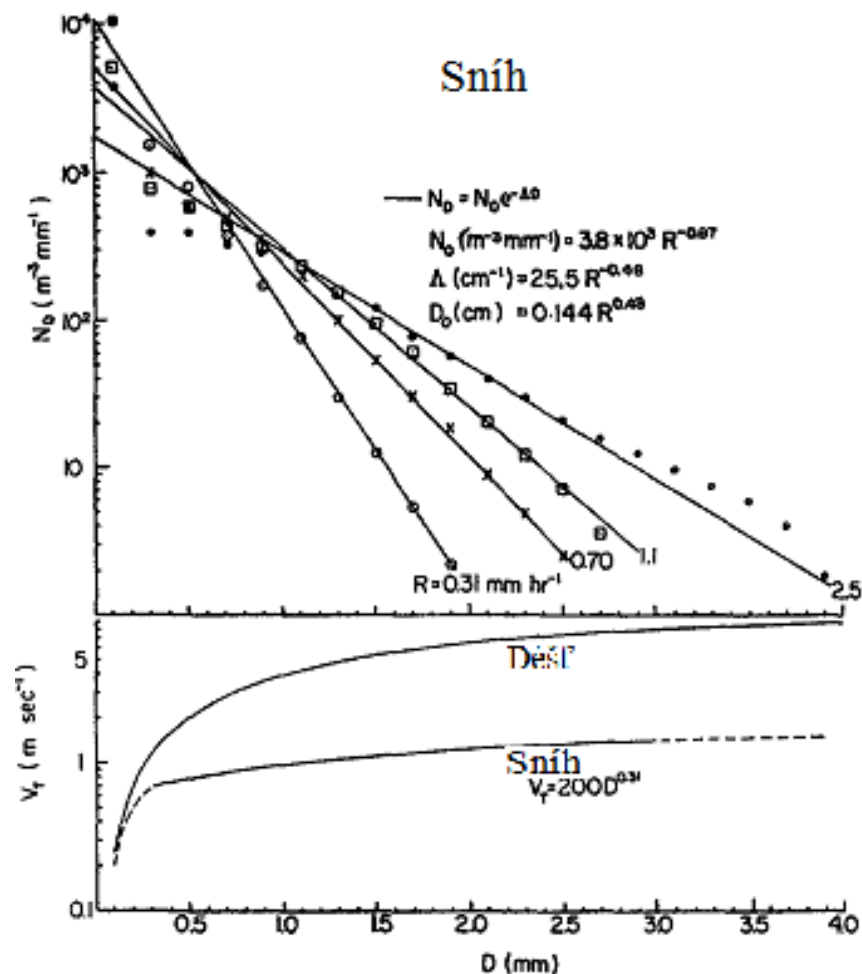
kde D je ekvivalentní průměr kapky.



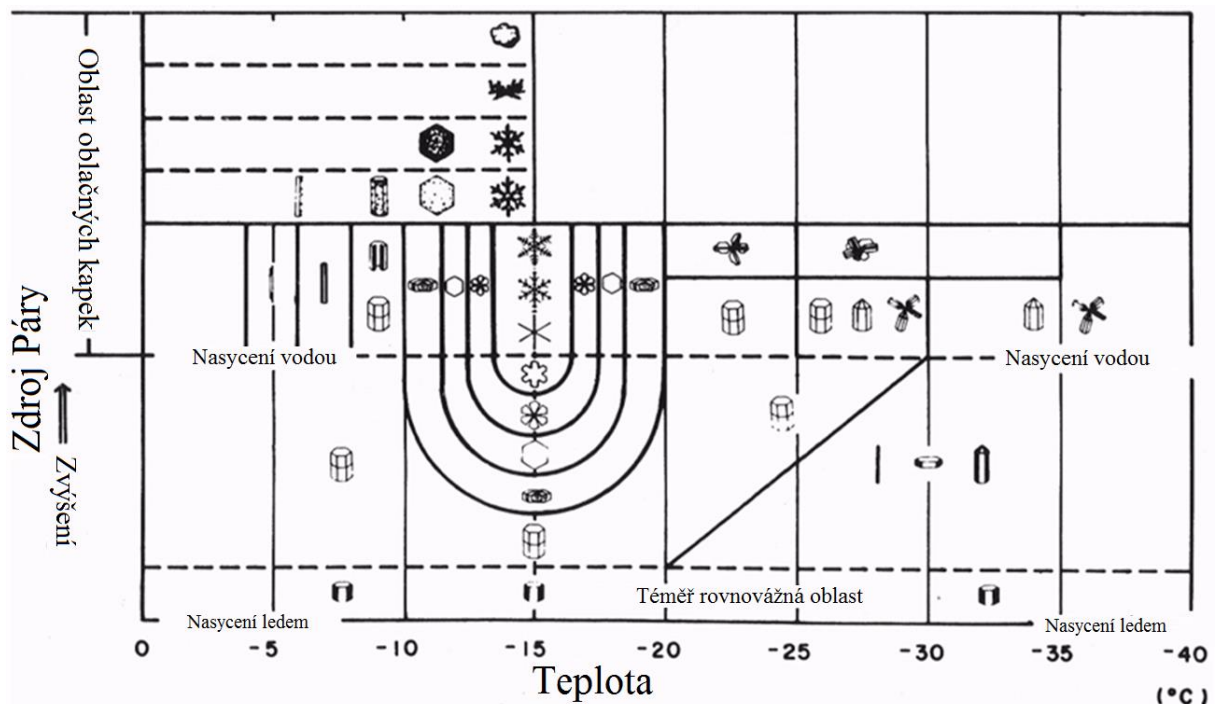
Obrázek 3-3 – Distribuční funkce mlžných kapek. (Rezacova a kol., 2007)

3.3 Sněhové vločky a jejich vlastnosti

Sněhové vločky v zimním období nahrazují, nebo doplňují dešťové kapky. Radarová odrazivost sněhových vloček je podstatně menší, než u dešťových kapek (odrazivost 36 dBZ odpovídá intenzivnímu sněžení, zatím co přívalový déšť dosahuje 56 dBZ). Příkladem distribuční funkce sněhových vloček je Gunn-Marshallova, jejíž graf a matematický popis jsou na obrázku 3-4. Příklady tvarů sněhových vloček a ledových krystalů je na obrázku 3-5. Tvar vločky nebo krystalu je závislý na teplotě a zdroji vlhkosti.



Obrázek 3-4 – Distribuční funkce velikostí sněhových vloček a porovnání pádových rychlostí sněhových vloček a dešťových kapek, osa x odpovídá průměru sférické kapky vzniklé po roztání vločky. (Gunn a Marshall, 1958)



Obrázek 3-5 – Příklady tvarů sněhových vloček. (Magono a Lee, 1966)

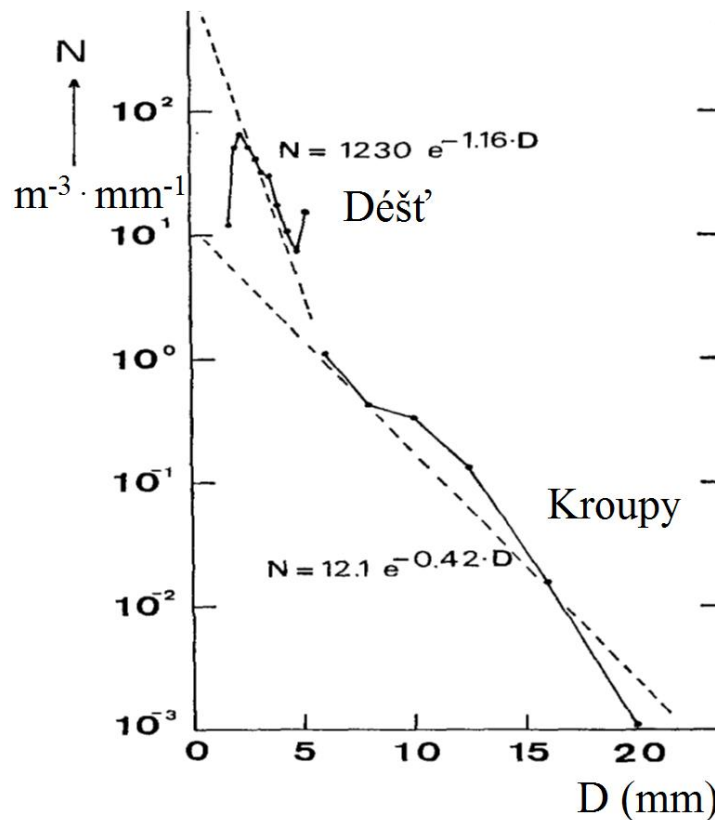
3.4 Kroupy a jejich vlastnosti

V porovnání s dešťovými kapkami dosahují kroupy větší velikosti a pádové rychlosti. Radarová odrazivost krup dosahuje až 60 dBZ. Distribuční funkce krup (HSD) byla popsána například v (Federrer a Waldvogel, 1975), viz rovnici (3.6), jejímž rozměrem je počet krup v metru krychlovém pro vybraný interval diametrů ($D+\delta D$). Graf HSD je na obrázku 3-6. Pádová rychlost kroupy je podle (Bohm, 1989) dána rovnicí (3.7).

$$N(D) = 12,1 \cdot e^{0,42 \cdot D} , \quad (3.6)$$

$$v(D) = 1,4 \cdot D^{0,8} , \quad (3.7)$$

kde D je diametr kroupy.

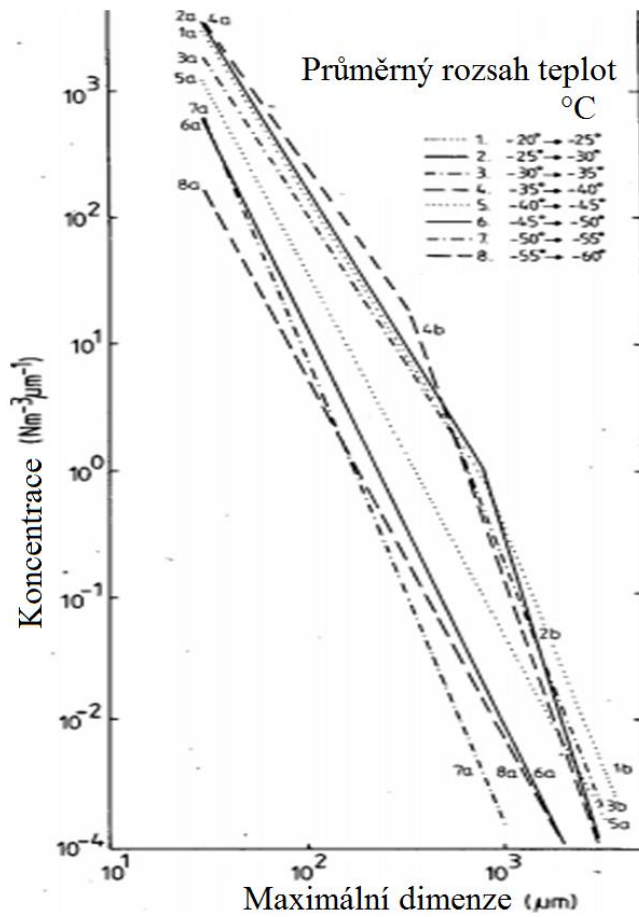


Obrázek 3-6 – Distribuční funkce velikosti krup. (Federrer a Waldvogel, 1975)

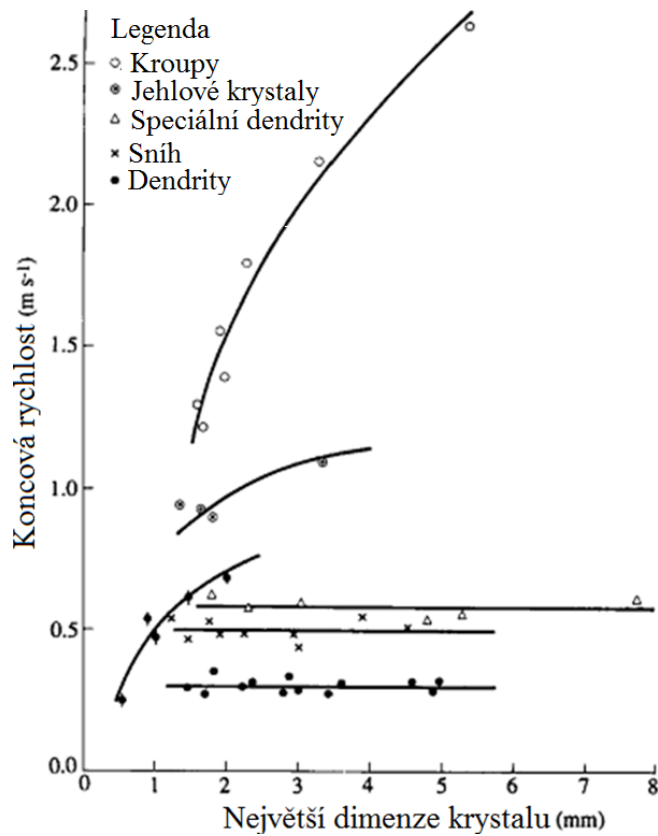
3.5 Ledové krystaly a jejich vlastnosti

V oblacích může být přítomna přechlazená voda pro teploty do $-30\text{ }^{\circ}\text{C}$. S klesající teplotou roste pravděpodobnost výskytu ledových krystalů. Tyto krystaly mohou růst difuzí vodních par a zachycováním přechlazených oblačných kapek. Pokud se vytvoří zřetelný tvar (projektil, pyramida, dendrit a jiné), nazývá se ledový krystal, v opačném případě se jedná o malé kroupy (Řezáčová a kol., 2007). Distribuční funkce ledových krystalů je na obrázku 3-7. Největší velikost ledových krystalů dosahuje jednotek milimetrů. Distribuční funkce je závislá na teplotě prostředí.

Pádové rychlosti ledových krystalů v závislosti na jejich velikosti jsou vykresleny v grafech na obrázku 3-8.



Obrázek 3-7 – Distribuční funkce ledových krystalů. (Heymsfield a Platt, 1984)



Obrázek 3-8 – Pádové rychlosti ledových krystalů. (Houze, 1993)

3.6 Výpočet efektivní odrazné plochy bodového a objemového cíle

V případě měření meteorologických cílů je radarem měřena radarová odrazivost (η). Radarovou odrazivost lze vypočítat pomocí rovnice (3.8). Přijatý výkon (P_p) je dán rovnicí (3.9), radarová odrazivost (η) je závislá na frekvenci, tato závislost je eliminována zavedením faktoru ekvivalentní radarové odrazivosti (z_e [$\text{mm}^6 \cdot \text{m}^{-3}$]), který je vypočítán pomocí rovnice (3.10). Zpětná odrazná plocha kapek o velikosti D je přibližně získána rovnicí (3.11), zlomek v této rovnici reprezentuje frekvenční závislost v oblasti Rayleighově. Tento výpočet lze pro odhad frekvenční závislosti akceptovat i mimo tento region, tedy i pro $D > 0,3\lambda$, vlnová délka i diametr se musí v těchto vzorcích dosazovat v milimetrech. Parametr „ K “ je dán rovnicí (3.12), faktor radarové odrazivosti v decibelové formě (Z_e [dBZ]) je získán pomocí rovnice (3.13). V případě oblačných kapek lze z kombinace rovnic (3.10) a (3.13) získat výraz pro radarovou odrazivost (3.14). Vlnová délka musí být dosazována v milimetrech. Z předchozích rovnic lze získat rovnici pro efektivní odraznou plochu (3.15), která simuluje ekvivalentní bodový cíl odpovídající faktoru radarové odrazivosti oblaku (Z_e) ve vzdálenosti R od radaru. Korekční koeficient upravující odraznou plochu cíle v závislosti na spínání vysílače a přijímače je definován rovnicí (3.16).

$$\eta = \frac{\sum \sigma(D)}{V} = \frac{\sum \sigma(D)}{S \cdot h} = \frac{\sum \sigma(D)}{\frac{\pi \cdot \Theta^2 \cdot R^2 \cdot c_0 \cdot \tau}{8}}, \quad (3.8)$$

$$P_r = C_r \frac{\eta}{r^2}, \quad (3.9)$$

$$z_e = \frac{\lambda^4}{\pi^5 |K|^2} \eta, \quad (3.10)$$

$$\sigma = \frac{\pi^5 |K|^2}{\lambda^4} D^6, \quad (3.11)$$

$$K = \frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} = \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 2}, \quad (3.12)$$

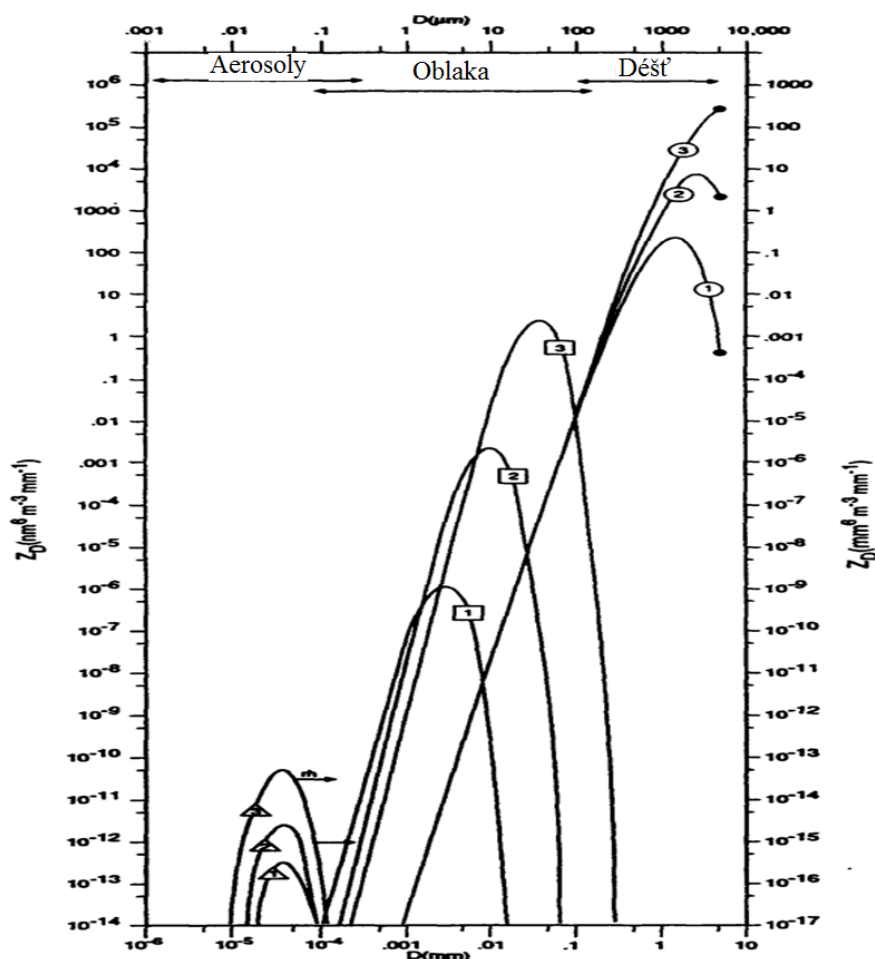
$$Z_e = 10 \cdot \log_{10}(z_e) , \quad (3.13)$$

$$\eta = \frac{\pi^5 \cdot |K|^2}{\lambda^4} \cdot 10^{\frac{Z_e}{10}} , \quad (3.14)$$

$$A_{eff} = k \cdot V \cdot \eta = k \cdot \frac{\pi \cdot \Theta^2 \cdot R^2}{4} \cdot h \cdot \frac{\pi^5 \cdot |K|^2}{\lambda^4} \cdot 10^{\frac{Z_e}{10}} , \quad (3.15)$$

$$k = \frac{s}{2 \cdot f_s \cdot 66} , \quad (3.16)$$

kde σ je zpětný rozptyl (BSCS) části oblaku, C_r je radarová konstanta závislá na parametrech radaru, R je vzdálenost cíle, vlnová délka λ musí být v milimetrech, index lomu vody pro 35 GHz je $4,9 + 2,8j$, relativní permitivita je $16 + 27j$, K^2 přibližně vychází 0,91 pro 35 GHz, h je délka pixelu, s/f_s je v mikrosekundách.



Obrázek 3-9 – Porovnání radarové odrazivosti kapek v aerosolu, oblaku a srážkové buňce. (Plank, 1991)

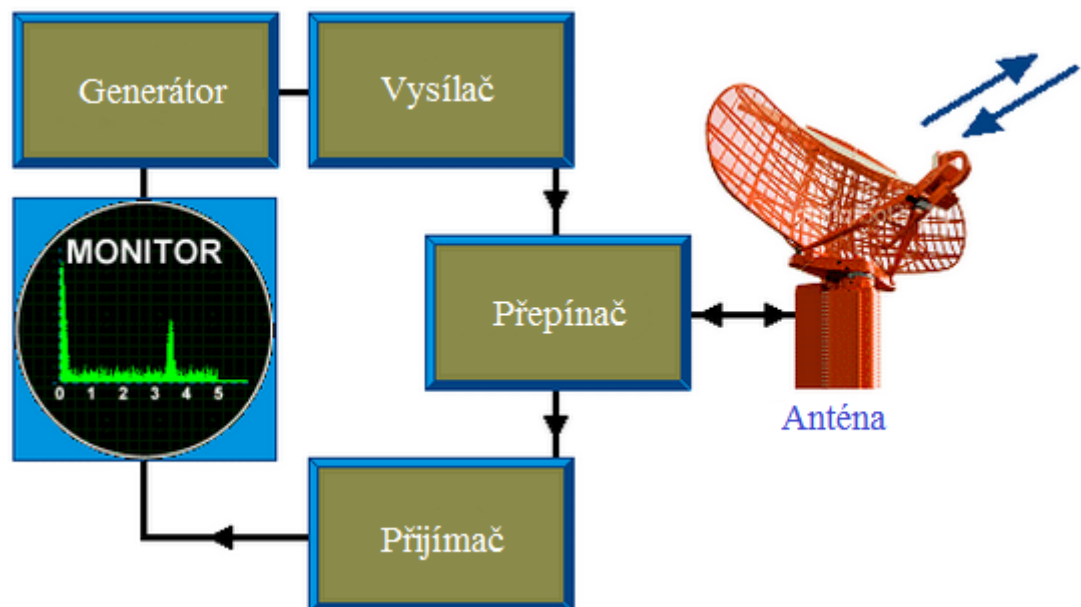
Porovnání radarové odrazivosti aerosolů (trojúhelníky), oblaků (čtverce) a dešťových kapek (kruhy) je na obrázku 3-9, čísla ve značce reprezentují intenzitu cíle (například slabý, střední a silný déšť), ačkoliv je koncentrace aerosolů největší, a dešťových kapek nejmenší. V důsledku rozdílných efektivních odrazných ploch (důsledek rozdílných velikostí diametrů (osa x)) je však radarová odrazivost deště největší ze zmiňovaných útvarů a radarová odrazivost aerosolů nejmenší. Z grafů je patrné, že rozdíl v odrazivosti mezi silným oblakem a slabým deštěm je přibližně 20 dB.

4 DĚLENÍ AKTIVNÍCH MONO STATICKÝCH RADARŮ

Aktivní mono statické radary mají vysílač i přijímač umístěný v jedné stanici. Podle principu modulace rádiových vln lze rozdělit radary do několika skupin. Základní skupinou jsou pulsní radary, tento typ radaru vysílá jednu frekvenci, specifickým případem jsou dopplerovské radary (měření rychlosti), kdy je vysílání i příjem prováděn současně a nepřerušovaně. Dalším typem je frekvenčně modulovaný radar (FMCW), který nosnou frekvenci moduluje frekvenčně v nastaveném rozsahu frekvencí, vysílá spojitě a současně i přijímá, jeho specifickým případem je pulsní radar s frekvenčně modulovanými pulsy (FMICW). Posledním typem zmíněným v této kapitole je širokospektrální pulsní radar, který vysílá pulsy s velkým množstvím frekvencí současně (UWB).

4.1 Pulsní radary

Pulsní radary pracují v semi-duplexním režimu, jednou anténou je vysílán signál o vysokém výkonu (např.: 100 kW) a velmi krátkou dobou trvání (např.: 1 μ s). Ta samá anténa je pak použita pro příjem signálu odraženého od cíle. Blokové schéma pulsního radaru je na obrázku 4-1. Popis činnosti pulsního radaru je například v (Weiss, 2001), (Schuster a kol., 2008) a (Yavari a kol., 2012). Aby nedošlo ke zničení přijímače vlivem velkého vysílaného výkonu, bývá k přijímači připojen zeslabovač, který funguje jako omezovač (z důvodu ochrany přijímače) a jeho zeslabení je nepřímo úměrné času od konce vysílání pulsu.



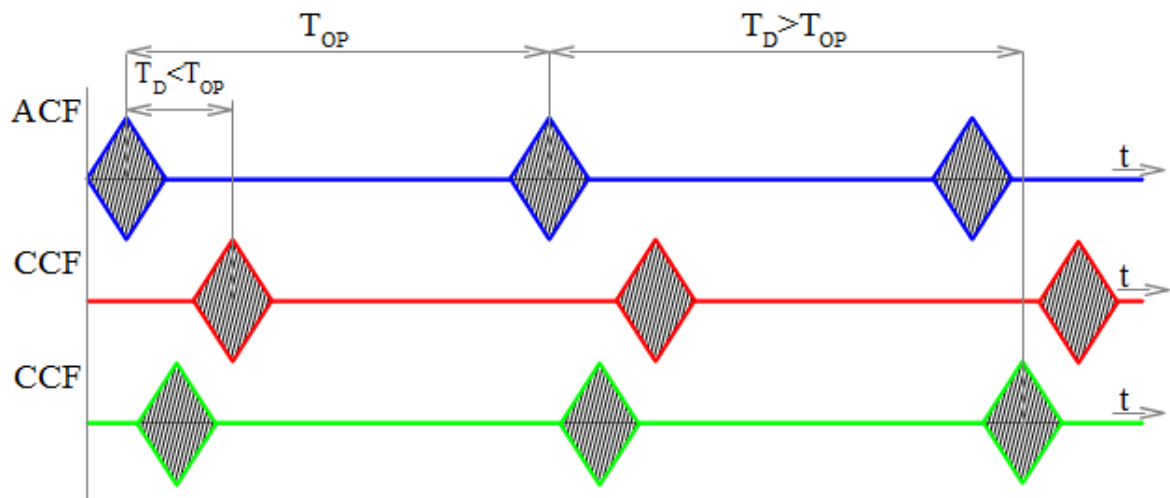
Obrázek 4-1 – Princip pulsního monostatického radiolokátoru. (Kusala, 2008)

Virtuální vzdálenost cíle R' je definována pomocí vztahu (4-1). K výpočtu vzdálenosti jsou použity rozdíl časů mezi vysláním radarového signálu a jeho přijetím a rychlost světla. Určení

vzdálenosti není přesné, jelikož se signál v atmosféře pohybuje jinou rychlostí než ve vakuu. Dalším důležitým faktem je časová chyba, která vychází ze vzdálenostního rozlišení radiolokátoru a tím se definuje rozlišovací buňka. Dalším důležitým vlivem je nejednoznačnost měření, ta se uplatní u radů s konstantní periodou vysílání. Není pak možné určit, ke kterému vyslanému pulsu echo patří. Řešením je použití proměnné doby mezi vysíláními, jelikož rozdíl času vysílání a přijetí echa tohoto pulsu je konstantní. Princip nejednoznačnosti je ukázán na obrázku 4-2. Modrý průběh je autokorelace vysílaných obdélníkových pulsů, červený průběh je pro korelaci vyslaného a přijatého signálu v případě, kdy bylo echo přijato před vysíláním dalšího pulsu, zelený průběh je pro vzájemnou korelaci vyslaného pulsu a přijatého echa, které bylo zaznamenáno po odvysílání následujícího pulsu.

$$R' = \frac{c \cdot (t_p - t_v + \Delta t)}{2}, \quad (4.1)$$

kde R' je virtuální vzdálenost cíle, c je rychlost světla, t_p je čas příjmu, t_v je čas vysílání, Δt je časové rozlišení radiolokátoru (nejistota měření způsobená vzorkováním).



Obrázek 4-2 – Nejednoznačnost určení polohy

Popis detekce průmyslových cílů a meteorologických cílů je popsán v (Řezníček a kol., 2016), v tomto článku je také ukázáno, jak lze popsat směr přechodu srážkové buňky.

4.2 UWB radary

Princip UWB (Ultra Wide Band – Ultra širokopásmové) radaru spočívá v tom, že vysílané pulsy jsou širokospektrální a vyhodnocuje se tvar přijatého signálu ve spektru (Yamauchi, 2010). Tento typ radarů je vhodný například pro sledování objektů za překážkou, jelikož překážka může některé frekvence blokovat, ale v případě tohoto radaru je vysíláno mnoho

frekvencí a některé frekvence překážkou projdou s minimálním ovlivněním. UWB radary se zabývá například firma Retia, na obrázku 4-3 je ukázán radar ReTWis vyvinutý touto firmou.



Obrázek 4-3 – UWB radar ReTWis¹

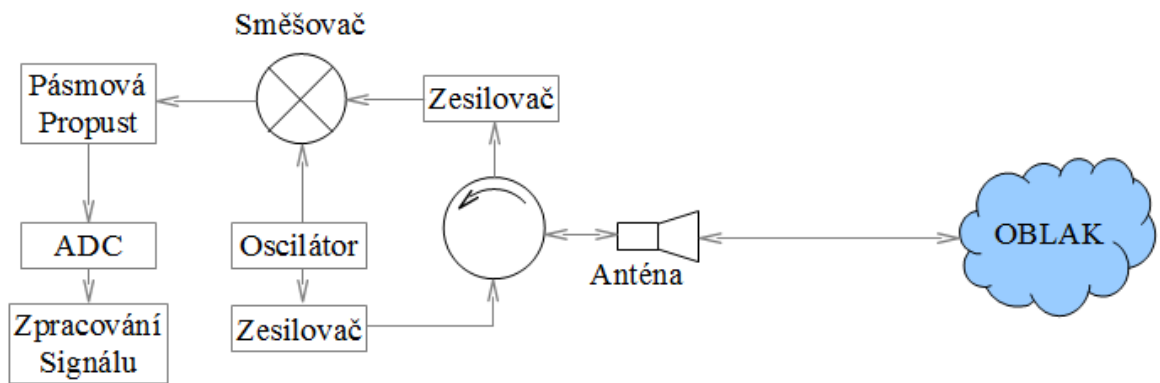
4.3 dopplerovské radary

Princip dopplerovských radarů je popsán v (Woll, 1995) a (Michaels, 1995). Tyto radary mohou pracovat jak v pulsním tak ve spojitém režimu. Na obrázku 4-4 je blokové schéma dopplerovského radaru. Zpracování výstupních signálů z dopplerovských radarů se provádí pomocí spektrální analýzy. Vliv rychlosti sledovaného objektu na rozdíl mezi vysílaným a přijímaným kmitočtem je definován rovnicí (4.2), výsledný rozdílový kmitočet ω_D dle této rovnice je v radiánech.

$$\omega_D = 2\pi \cdot \frac{2 \cdot v \cdot f_t}{(c - v)}, \quad (4.2)$$

kde v je radiální složka rychlosti sledovaného cíle, c je rychlost světla, f_t je vysílaný kmitočet.

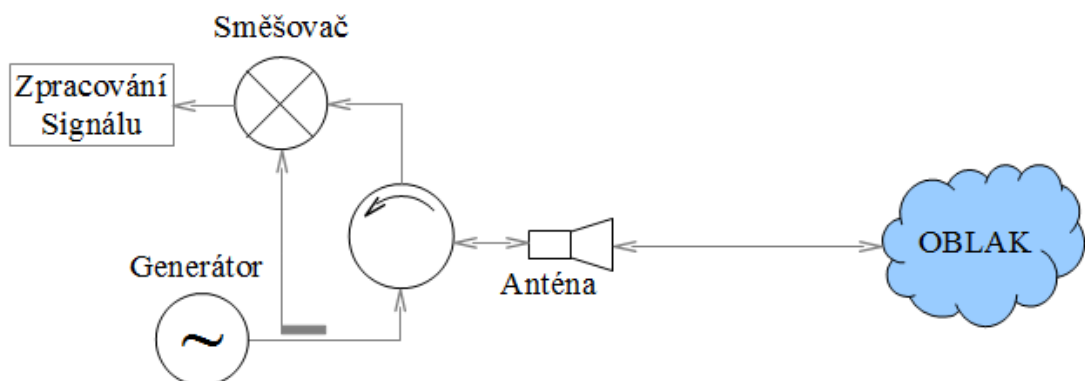
¹ http://pardubicky.denik.cz/galerie/g_retwis_pce.html?mm=3559833



Obrázek 4-4 – Blokové schéma dopplerovského radiolokátoru (Woll, 1995)

4.4 FMCW radary

Základní princip tohoto radiolokátoru je popsán například v (Bezousek a kol., 2010) nebo (Piper, 1995). Základní signál je frekvenčně modulován pomocí VCO (napětím řízený oscilátor) nebo DDS (obvod pro přímou digitální syntézu) obvodů. Ideálním způsobem modulace je lineární modulace. FMCW (frekvenčně modulované spojitě vysílající) radary jsou děleny na dvě skupiny, podle počtu použitých antén. První skupina má dvě antény a v přijímači je přijatý signál směřován se signálem přivedeným z vysílací části. Druhou skupinou jsou radary s jednou anténou, kde jsou ke směřování použity přijatý signál a signál vysílaný, který projde přes cirkulátor do přijímače. Blokový princip FMCW radaru je na obrázku 4-5, autor však zanedbává prosakování signálu v cirkulátoru a potřebný signál pro směřování přivádí z vysílače, to lze však realizovat pouze pro velmi nízké výkony (desítky mW).



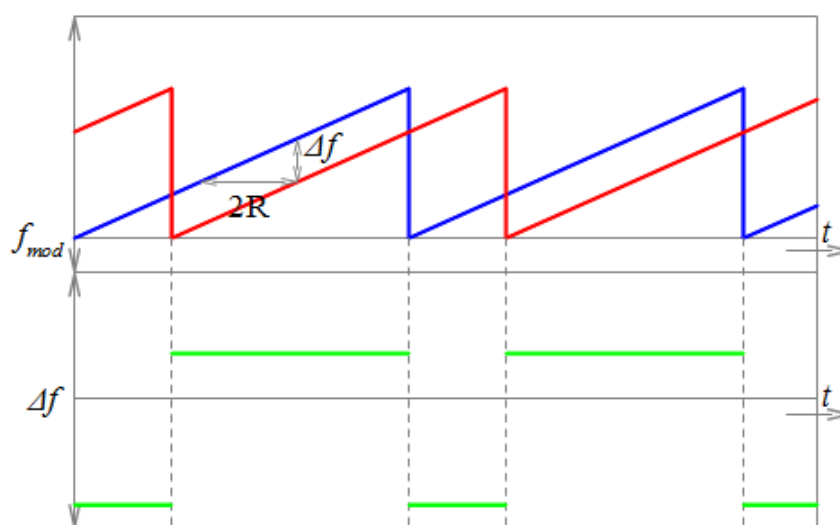
Obrázek 4-5 – Blokové schéma FMCW radiolokátoru (Piper, 1995)

Princip modulace signálu a získávání rozdílové frekvence nutné pro určení vzdálenosti cíle je na obrázku 4-6. Modrý průběh reprezentuje vysílané frekvence a červený průběh reprezentuje frekvence přijímané, které jsou proti vysílaným zpožděné, jelikož signál musel absolvovat cestu radar – cíl a zpět. Rozdílový kmitočet je reprezentován zelenou barvou. Zde je vidět

přeskok signálu, to se řeší například použitím dlouhé doby modulace a během jedné pily je spektrum počítáno vícekrát. Přesnost určení polohy cíle je funkcí rychlosti frekvenčního zdvihu a délky použitého signálu pro výpočet spektra. Výpočet rozdílového kmitočtu je funkcí periody modulace, frekvenčního rozsahu vzdálenosti cíle (4.3).

$$\Delta f = \frac{\Delta f_{MAX}}{t} \cdot \frac{2 \cdot R}{c}, \quad (4.3)$$

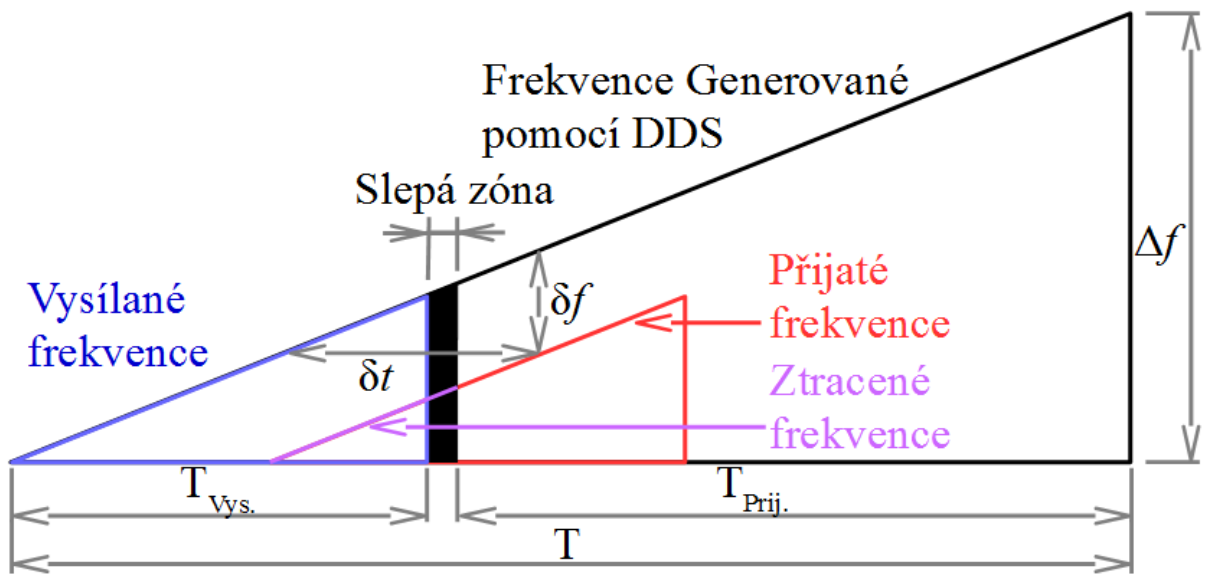
kde Δf_{MAX} je maximální změna vysílaného kmitočtu, t je čas trvání modulace, R je vzdálenost cíle, c je rychlost světla.



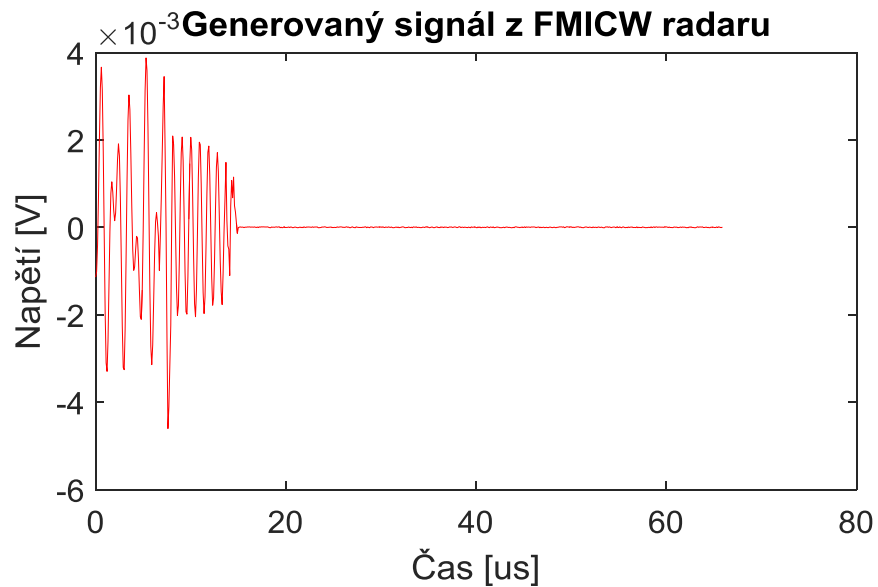
Obrázek 4-6 – Modulace FMCW radiolokátoru. (PIPER, 1995)

4.5 FMICW radary

FMICW (frekvenčně modulované radary s přerušovaným spojitým vysíláním) jsou kombinací FMCW radarů s pulsními radary. Vyhodnocení může být provedeno jako u pulsních radarů přes rozdíl časů nebo jako u FMCW radarů přes výpočet spektra a následný přepočítání frekvencí na vzdálenosti. Princip FMICW radaru je popsán například v (Mandlík a Brázda, 2015). Vysílané pulsy pro FMICW radary jsou delší než je tomu v případě pulsních radarů, pro výpočet délky spektra je zapotřebí několik period signálu. Jelikož je délka pulsu delší, může být vysílán nižší výkon. Princip časování je ukázán na obrázku 4-7, modře je označen signál odvysílaný do prostoru, červeně je označena přijatá část odvysílaného signálu, růžově je označena ztracená část přijatého signálu v důsledku nepřipravenosti přijímače. Detailní popis FMICW radaru a jeho blokové schéma je v kapitole 8. Příklad výstupního signálu z FMICW radaru je na obrázku 4-8, tento signál byl vytvořen pomocí generátoru popsaného v kapitole 9, signál je složen z ech od dvou cílů ve vzdálenostech 1 km a 2 km.



Obrázek 4-7 – Princip FMICW radaru



Obrázek 4-8 – FMICW přijatý radarový signál vygenerovaný simulátorem cvičných cílů popsaným v kapitole 8, signál je složen z odrazů od dvou cílů ve vzdálenostech 1000 metrů a 2000 metrů.

5 SPEKTRÁLNÍ ROZBOR RADAROVÉHO SIGNÁLU

Signály získané z FMCW a FMICW radarů se vyhodnocují pomocí výpočtu výkonové spektrální hustoty výstupního signálu (PSD). Pro výpočet výkonové spektrální hustoty se používají dvě skupiny metod. První skupinou metod jsou ne-parametrické metody, které nevyužívají parametry, výstupem metod je přímo spektrum. Druhou skupinou jsou parametrické metody, u kterých je potřeba vhodně zvolit parametr - výstupem této skupiny metod je pseudo-spektrum. Spektrální analýzy jsou popsány v (Stoica a Moses, 1997), (Mandic, 2012) a (Smékal, 2009). Vyhodnocení metod pro výpočet spektra pro zpracování radarových signálů popsaných v této kapitole je provedeno na simulovaných radarových signálech, generátor cvičných signálů je popsán v kapitole 9.

5.1 Neparametrické metody

Periodogramy jsou ne-parametrické metody odhadu výkonové spektrální hustoty signálu. Periodogramy jsou založeny na Fourierově transformaci (FT). Princip periodogramů je v rozložení signálu na segmenty, pro které se následně počítá výkonová spektrální hustota pomocí rychlé Fourierovy transformace (FFT) a následně se počítá průměr těchto výkonových spektrálních hustot. Periodogramy využívající přímou metodu získání spektra jsou „Bartlett“ a „Welch“, příkladem periodogramu využívajícího nepřímou metodu je metoda „Blackman-Tukey.“

5.1.1 FFT algoritmus

Výkonovou spektrální hustotu pomocí Fourierovy transformace lze získat dvěma způsoby. Prvním případem je přímá metoda, která je definovaná pomocí vztahu (5.1) a druhým je nepřímá metoda, která je definována jako rychlá Fourierova transformace (5.2) autokorelační funkce signálu (5.3) viz (Smékal, 2009). Pro výpočet FT v počítači se využívá FFT. Fourierův obraz generovaného signálu (obrázek 4-8) získaný z FFT je na obrázku 5-1, na ose X je spektrum převedeno na funkci vzdálenosti.

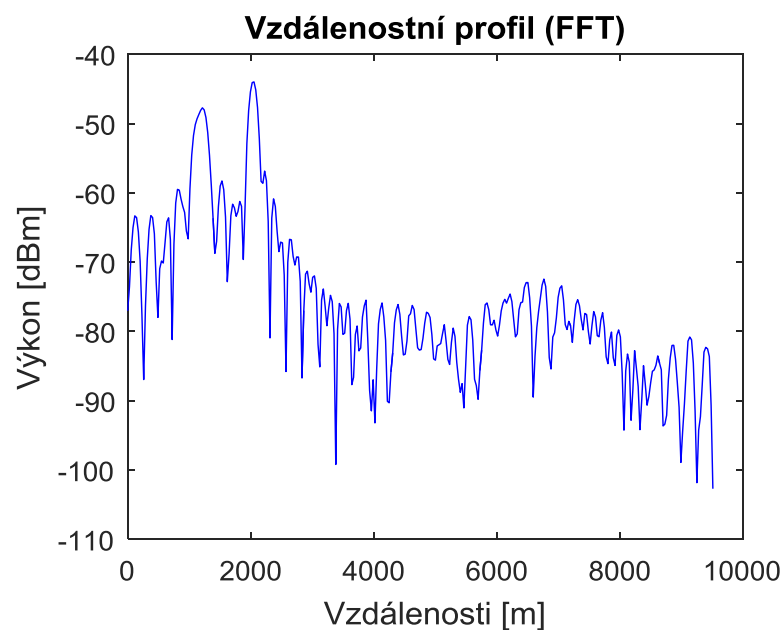
Nejjednodušším algoritmem pro výpočet FFT v mikroprocesoru, nebo počítači je algoritmus Cooley - Tukey, který se vyznačuje vysokou rychlostí a jednoduchostí výpočtu. Tento algoritmus je ukázán na obrázku 5-3, kde je ukázán rozklad posloupnosti osmi prvků, které je třeba počítat pomocí diskrétní Fourierovy transformace (DFT) pro osm prvků na dvě DFT pro čtyři prvky. Ideální délka posloupnosti pro výpočet je X -tá mocnina dvou, v tomto případě je rozklad proveden až na soustavu „motýlků“ dvou prvků. Vhodné je například použít doplnění signálu nulami do požadované délky - tomuto se říká metoda „Zero Padded“. Počet kroků

algoritmu je v tomto případě roven použité mocnině dvou. Popis jednoho motýlku pro výpočet spektrálních složek je ukázán na obrázku 5-2. Z obrázku je patrné, že motýlek je realizován jedním součtem, jedním odečtením a jedním násobením (násobí se exponenciálou - W). Popis motýlku a celého algoritmu je popsán také například v (Arioua a kol., 2012). Tento algoritmus jsem využil při výpočtu 2D FFT (pro implementaci do radaru), 2D FFT je popsána v kapitole 5.

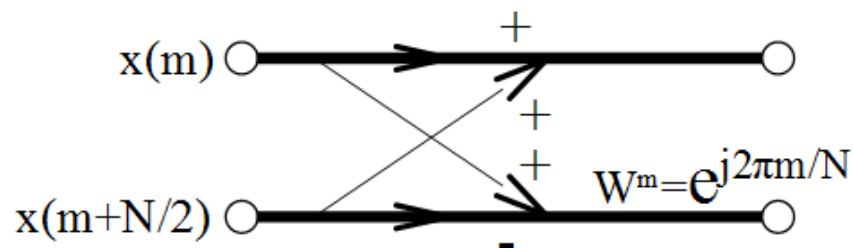
$$P_{xx}(e^{j2\pi f}) = \frac{1}{N} \left| \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot e^{-j2\pi f n} \right|^2, \quad (5.1)$$

$$P_{xx}(e^{j2\pi f}) = \sum_{m=-(N-1)}^{N-1} r_{xx}[m] \cdot e^{-j2\pi f m}, \quad (5.2)$$

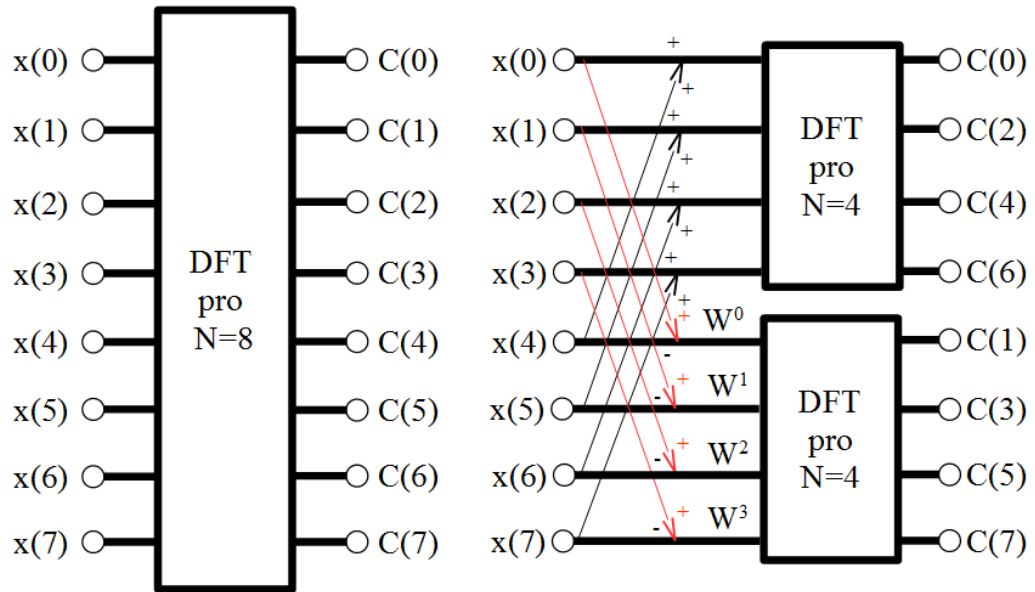
$$r_{xx}[m] = \frac{1}{N} \sum_{N=|m|}^{N-1} x^*[n] \cdot x[n+m], \quad (5.3)$$



Obrázek 5-1 – Signál vyhodnocený pomocí rychlé Fourierovy transformace



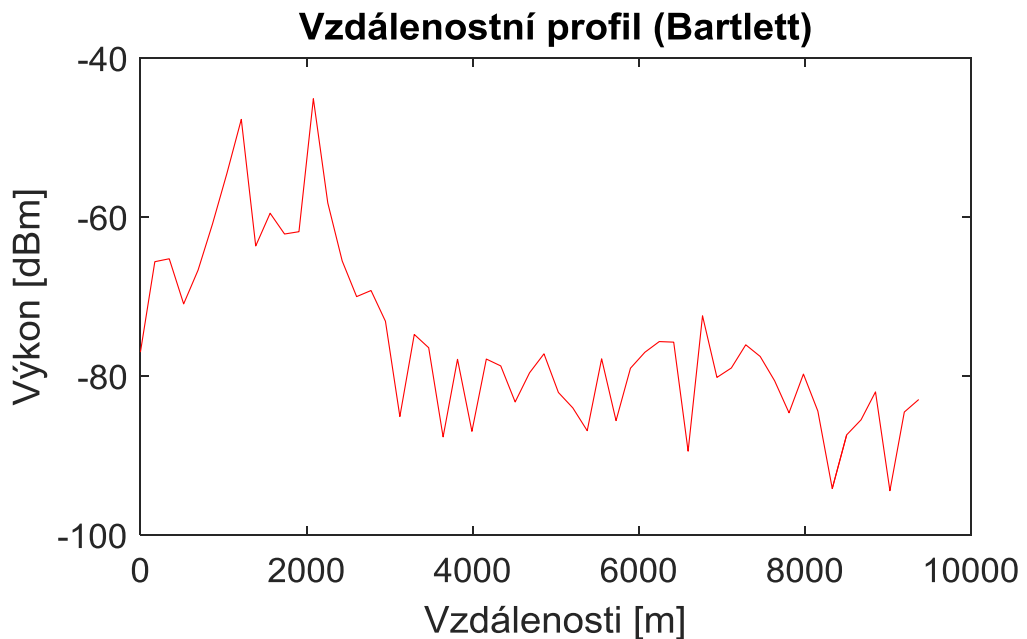
Obrázek 5-2 – Diagram jednoho kroku algoritmu Cooley-Tukey (Konečný, 2010)



Obrázek 5-3 – Princip FFT algoritmu Cooley – Tukey (Konečný, 2010)

5.1.2 Bartlettův periodogram

V případě Bartlettova algoritmu je signál nejprve rozložen na K nepřekrývajících se časových segmentů délky M . Výkonová spektrální hustota se vypočítá pro každý segment pomocí vztahu (5.1). V dalším kroku je vypočítán průměr pomocí rovnice (5.4). Na obrázku 5-4 je ukázka vyhodnocení signálu se dvěma cíli pomocí Bartlettova periodogramu, Signál byl rozložen na 6 segmentů. Z porovnání je patrné, že rozlišovací schopnost proti spektru z celého signálu je nižší. Princip degradace rozlišení je popsán v (Smékal, 2009).



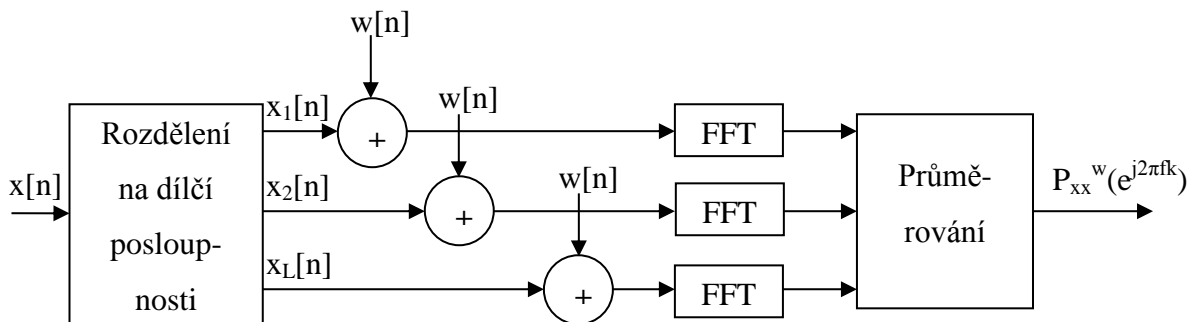
Obrázek 5-4 – Signál vyhodnocený pomocí Bartlettova periodogramu

$$P_{xx}^B(e^{j2\pi f}) = \frac{1}{K} \sum_{i=0}^{K-1} P_{xx}^i(e^{j2\pi f}) , \text{ (Smékal, 2009)} \quad (5.4)$$

5.1.3 Welchův periodogram

Welchův periodogram se od Bartlettova liší ve dvou bodech (Smékal, 2009). Prvním rozdílem proti Bartlettovu periodogramu je překrývání segmentů, tím je dosaženo počtu M segmentů. Pokud je využito překrytí segmentů 0%, je $M=K$ a tedy počet segmentů shodný s Bartlettovou metodou. Při shodné délce segmentů dochází díky překrývání k vytvoření většího počtu segmentů. Druhým zásadním rozdílem je násobení signálu oknem za účelem potlačení chyb, které vznikají na okrajích posloupnosti. Nejčastěji je využíváno pro potlačení těchto vlivů trojúhelníkové okno. Pro výpočet odhadu výkonové spektrální hustoty je třeba použít modifikovaný vztah (5.1), což je modifikace (5.5), kde normalizační koeficient U je definován pomocí vztahu (5.6). Algoritmus Welchovy metody je ukázán na obrázku 5-5.

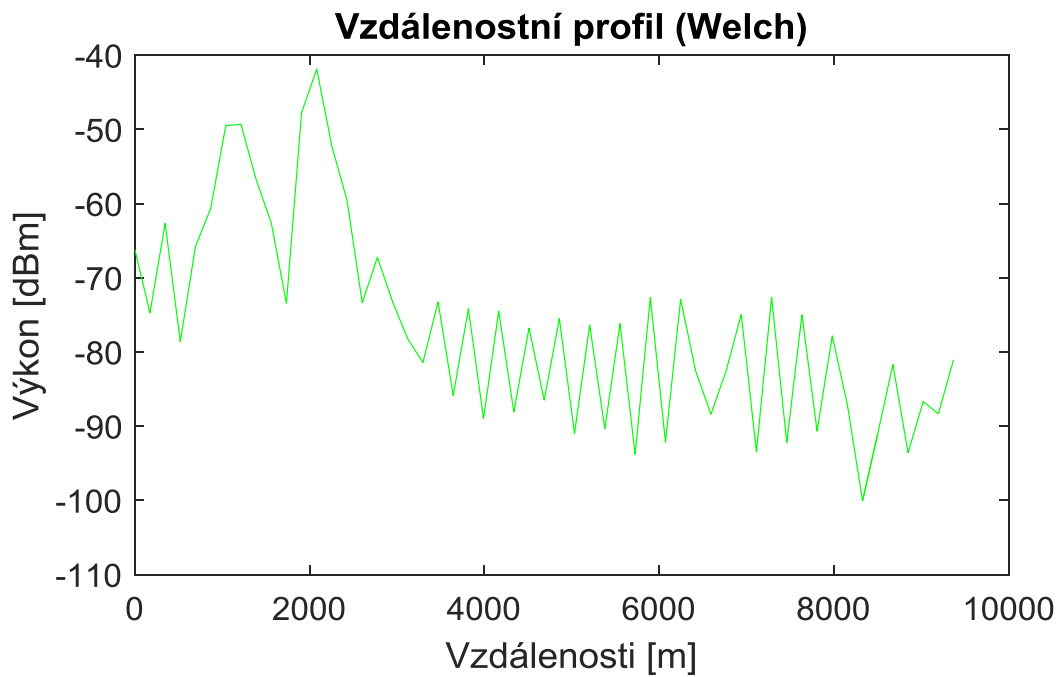
Ukázka zpracování signálu pomocí Welchova okna je na obrázku 5-6. Pro výpočet byly použity segmenty o délce 110 prvků. Vzájemné překrývání segmentů bylo 50%, segmenty byly modifikovány pomocí trojúhelníkového okna.



Obrázek 5-5 – Princip Welchova periodogramu. (Smékal, 2009)

$$P_{xx}(e^{j2\pi f}) = \frac{1}{MU} \left| \sum_{n=0}^N x_i[n] \cdot w[n] \cdot e^{-j2\pi f n} \right|^2 , \text{ (Smékal, 2009)} \quad (5.5)$$

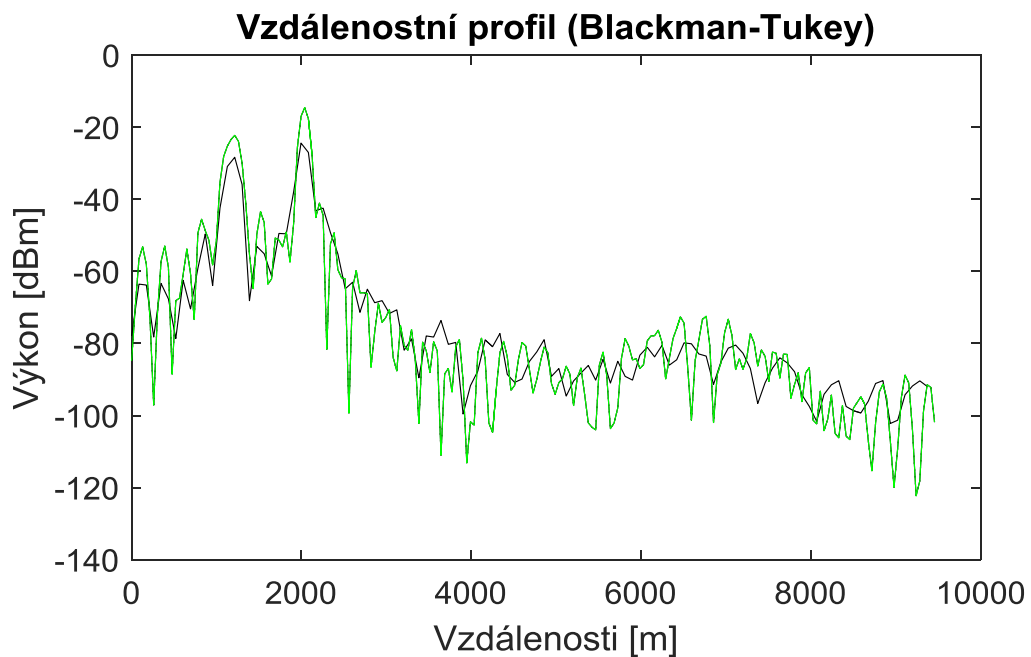
$$U = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} w^2[n] , \text{ (Smékal, 2009)} \quad (5.6)$$



Obrázek 5-6 – Vzdálenostní profil získaný pomocí Welchova periodogramu

5.1.4 Blackman-Tukey periodogram

Blackman-Tukey periodogram je založen na nepřímé metodě odhadu výkonové spektrální hustoty. Prvním krokem algoritmu je výpočet autokorelační funkce z celého signálu. V dalším kroku je signál násoben oknem pro potlačení statistických chyb vznikajících na okrajích posloupnosti. Běžně využívaným oknem je trojúhelníkové okno.

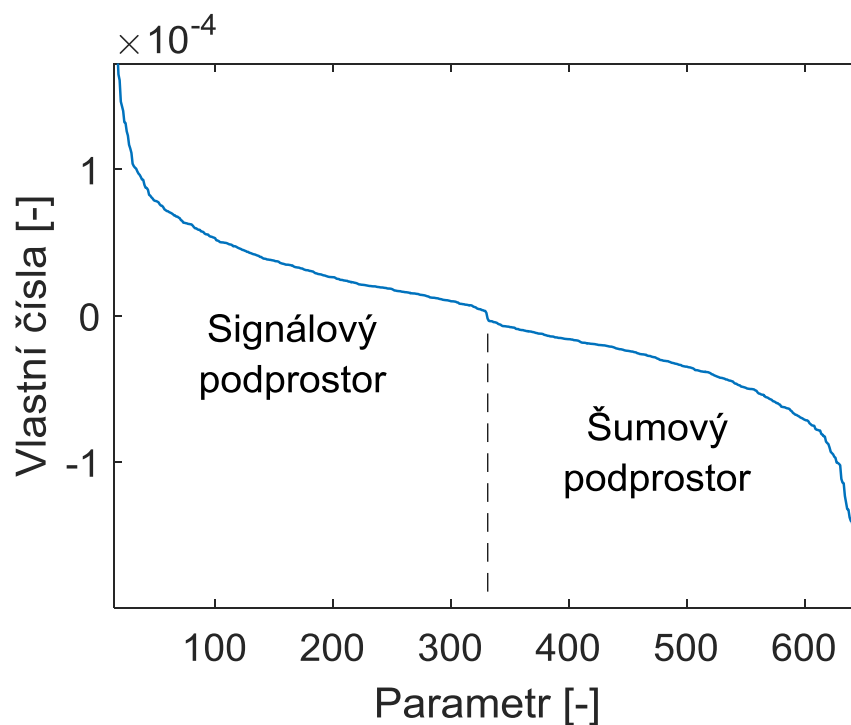


Obrázek 5-7 – Porovnání periodogramu Blackman-Tukey (3 segmenty (zelený průběh) a 6 segmentů (černý průběh))

Příklad aplikace Blackman-Tukey periodogramu je na obrázku 5-7, kde jsou vykresleny dvě zpracování pomocí Blackman-Tukey periodogramu pro dvě různé délky segmentů. V prvním případě je rozložen signál na tři segmenty (zelený průběh), ve druhém případě je signál rozložen na šest segmentů (černý průběh). Jak je patrné, při dvojnásobné délce segmentů je rozlišovací schopnost dvojnásobná. To je způsobeno tím, že se provádí FFT z delší datové posloupnosti.

5.2 Parametrické metody – rozklad autokovarianční matice

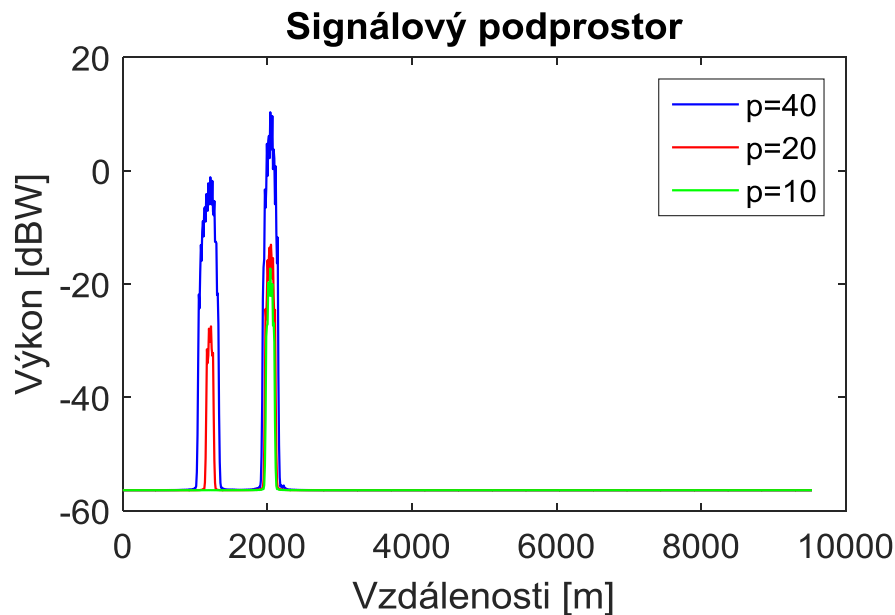
Tento typ parametrických metod je založen na rozkladu autokovarianční matice (autokorelační matice signálu bez střední hodnoty) na vlastní čísla a vektory. Vlastní čísla odpovídající jednotlivým vektorům se seřadí od nejvyššího po nejnižší a podle nich se seřadí i vlastní vektory. Seřazená vlastní čísla pro případ signálu se dvěma cíli jsou na obrázku 5-8. Z obrázku je patrný skokový přechod, ten dělí vlastní vektory a čísla na signálový a šumový podprostor. Pseudospektra jsou pak počítána z vlastních vektorů (pro signálový, nebo šumový podprostor). Příklady metod využívajících rozklad autokovarianční matice jsou MUSIC (MULTI Signal Classification) metoda, EVA (Eigen Value algorithm – algoritmus vlastních čísel) a MNA (Minimum Norm algorithm – metoda minimálních vzdáleností). Princip tohoto typu parametrických metod je popsán například v (Mandic, 2012).



Obrázek 5-8 – Seřazení vlastních čísel autokovarianční matice

5.2.1 MUSIC metoda

MUSIC metoda je definována pomocí dvou vztahů podle použitého podprostoru (Mandic, 2012). Signálový podprostor je definován pomocí vztahu (5.7) a šumový podprostor je definován pomocí vztahu (5.8). Jak je z těchto vztahů patrné, je při výpočtu využít součin vlastního vektoru s exponenciálami (jedná se v podstatě o výpočet DFT vlastního vektoru). Tuto operaci lze tedy realizovat pomocí FFT algoritmu, kdy se počítají spektra jednotlivých vlastních vektorů. Výsledné pseudospektrum signálu je počítáno jako suma druhých mocnin spekter jednotlivých vektorů (výsledným spektrem je PSD – výkonová spektrální hodnota). Parametr metody je definován (v případě signálového podprostoru) počtem nepoužitých spekter vlastních vektorů (odpovídajících nejmenším vlastním číslům) pro výpočet pseudospektra (průměr ze spekter vlastních vektorů). Parametr (v případě šumového podprostoru) udává počet použitých spekter vlastních vektorů připadajících nejmenším vlastním číslům pro výpočet pseudospektra.

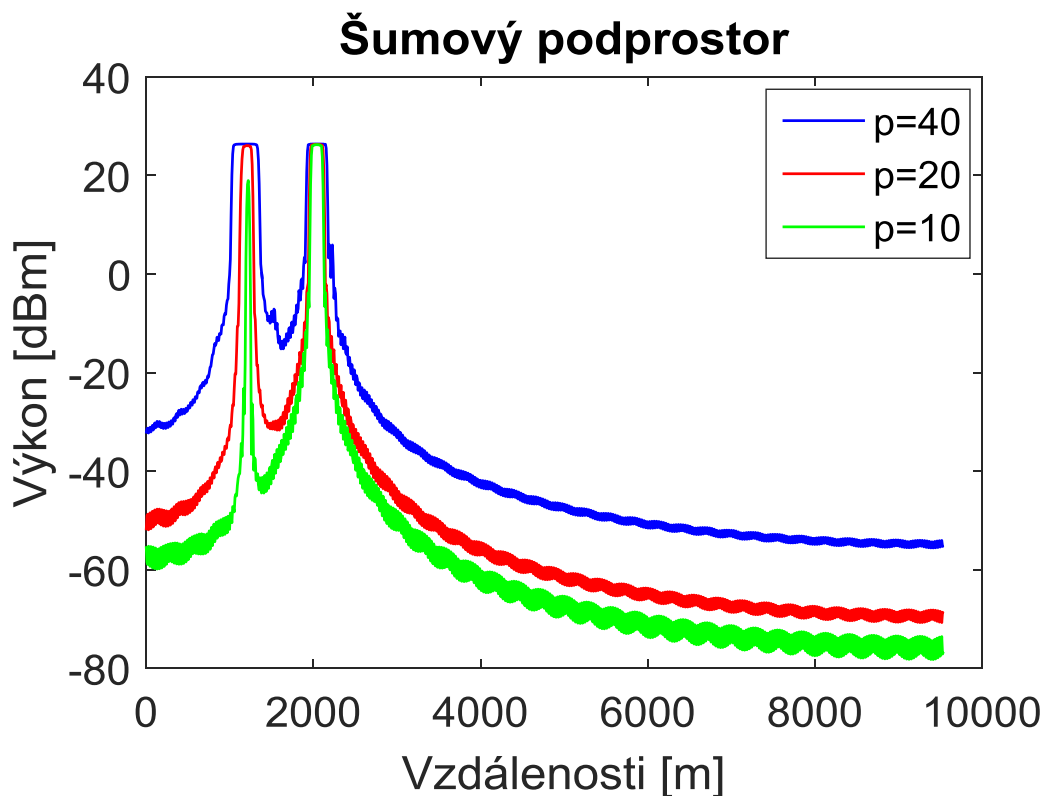


Obrázek 5-9 – Pseudospektrum radarového signálu se dvěma cíli získané pomocí MUSIC metody, při použití signálového podprostoru

$$P(e^{j\omega}) = \frac{1}{\sum_{i=1}^{M-p} |e^{H} v_i|^2}, \quad (5.7)$$

$$P(e^{j\omega}) = \frac{1}{\sum_{i=M-p}^M |e^{H} v_i|^2}, \quad (5.8)$$

Na obrázku 5-9 je ukázán příklad vyhodnocení radarového signálu se dvěma cíli vyhodnocený pomocí MUSIC metody pro signálový podprostor. Testovány byly tři různé parametry pro výpočet pseudospekter signálu (průměr z 10 spekter je vykreslen zeleně, průměr z 20 spekter je vykreslen červeně a průměr ze 40 spekter je vykreslen modře). Z průběhů je patrné, že pro parametr 10 nebyl bližší cíl detekován. V případě druhého parametru vznikl problém, kdy určený výkon nedosahuje správného výkonu. V případě použití příliš vysokého parametru však docházelo ke generování falešných cílů. Za tímto účelem se při zpracování používá kombinace neparametrické a parametrické metody, kdy neparametrická metoda identifikuje počet cílů (nebo se využije pro odhad vhodného parametru) a parametrická metoda se použije k popisu vlastností cílů. Ukázka vyhodnocení signálu šumového podprostoru (stejný signál jako v případě signálového podprostoru) je na obrázku 5-10. Použití vyššího počtu parametrů sice vede ke zvýšení výpočetní náročnosti, ale výpočet vlastních čísel a vlastních vektorů je mnohem náročnější a výsledný rozdíl času potřebného pro výpočet je tedy minimální. Rozbor vybraných parametrických metod v závislosti na čase potřebném pro výpočet pseudospekter je popsán v kapitole 5.5.2.



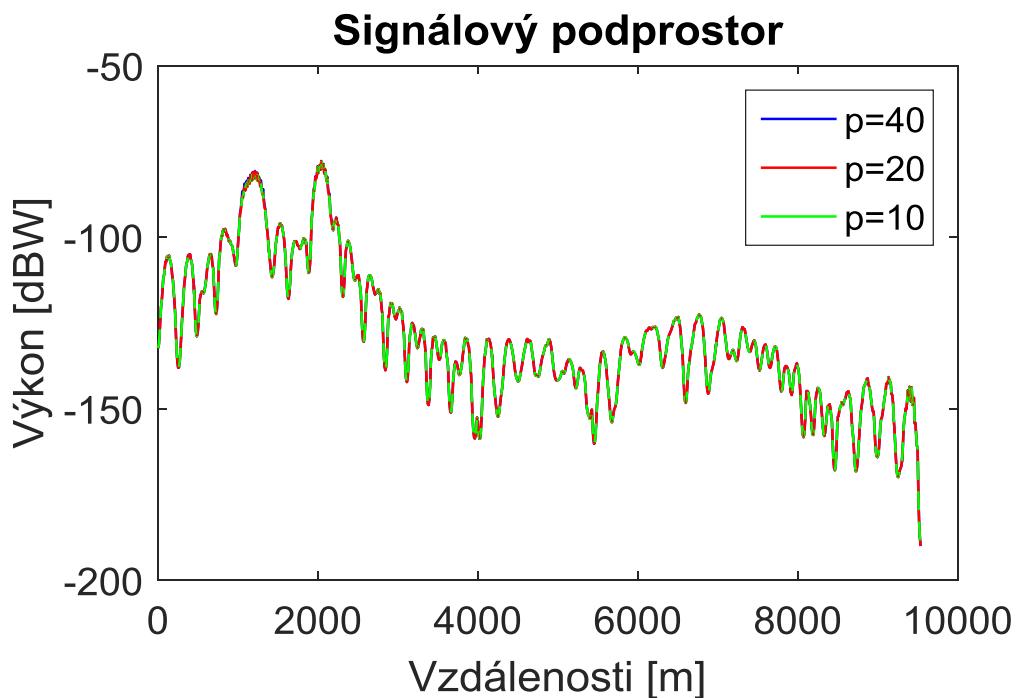
Obrázek 5-10 – Pseudospektrum radarového signálu se dvěma cíli získané pomocí MUSIC metody, při použití šumového podprostoru

5.2.2 Algoritmus vlastního vektoru (EVa) – Johnsonova EV metoda

Tato metoda je založena na metodě MUSIC, rozdíl je v použití spekter vlastních vektorů. Spektra vlastních vektorů jsou totiž vážena vlastními čísly pro příslušné vektory (Bezoušek, 2014). Rovnice pro výpočet pseudospekter jsou (5.9) pro signálový podprostor a (5.10) pro šumový podprostor.

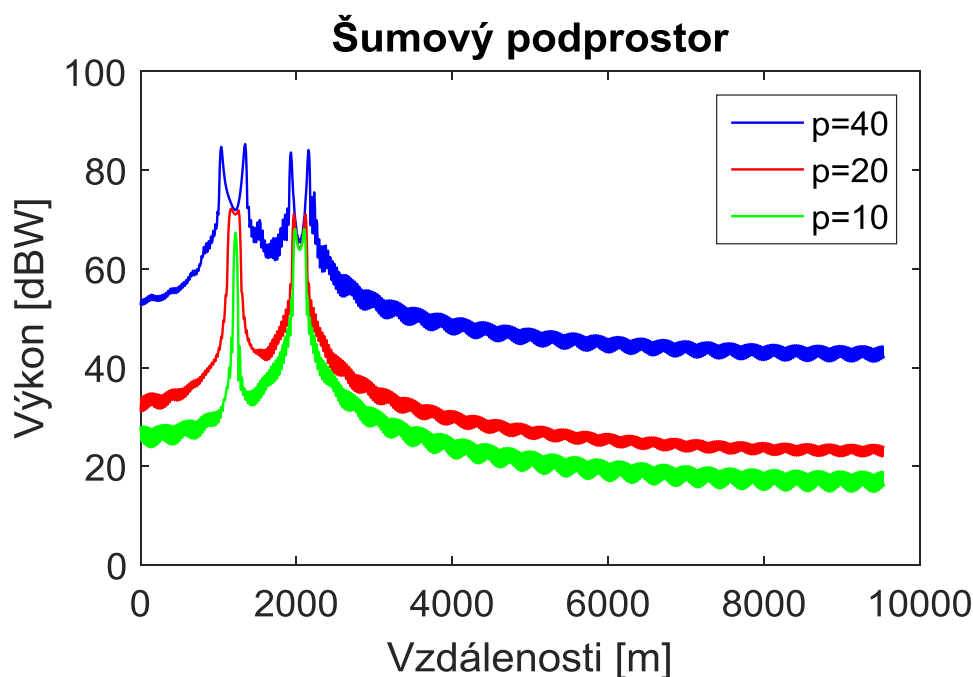
$$P(e^{j\omega}) = \frac{1}{\sum_{i=1}^{M-p} \frac{1}{\lambda_i} |e^H v_i|^2}, \quad (5.9)$$

$$P(e^{j\omega}) = \frac{1}{\sum_{i=M-p}^M \frac{1}{\lambda_i} |e^H v_i|^2}, \quad (5.10)$$



Obrázek 5-11 – Pseudospektrum radarového signálu se dvěma cíli získané pomocí EVa, při použití signálového podprostoru (všechna pseudospektra se v tomto případě překrývají)

Ukázka vyhodnocení signálu pomocí algoritmu vlastních čísel je na obrázku 5-11 pro signálový podprostor a na obrázku 5-12 pro šumový podprostor. Vykreslené pseudospektra jsou v obou případech pro tři různé parametry (parametr 10 zelený průběh, parametr 20 červený průběh a parametr 40 modrý průběh). Z prvního obrázku je patrné, že tato metoda se vyznačuje nízkou závislostí na použitém parametru, to je velká výhoda proti MUSIC metodě. Z druhého obrázku je patrné, že pro šumový podprostor je pseudospektrum srovnatelné s MUSIC metodou (pro šumový podprostor).



Obrázek 5-12 – Pseudospektrum radarového signálu se dvěma cíli získanými pomocí EVa při použití šumového podprostoru

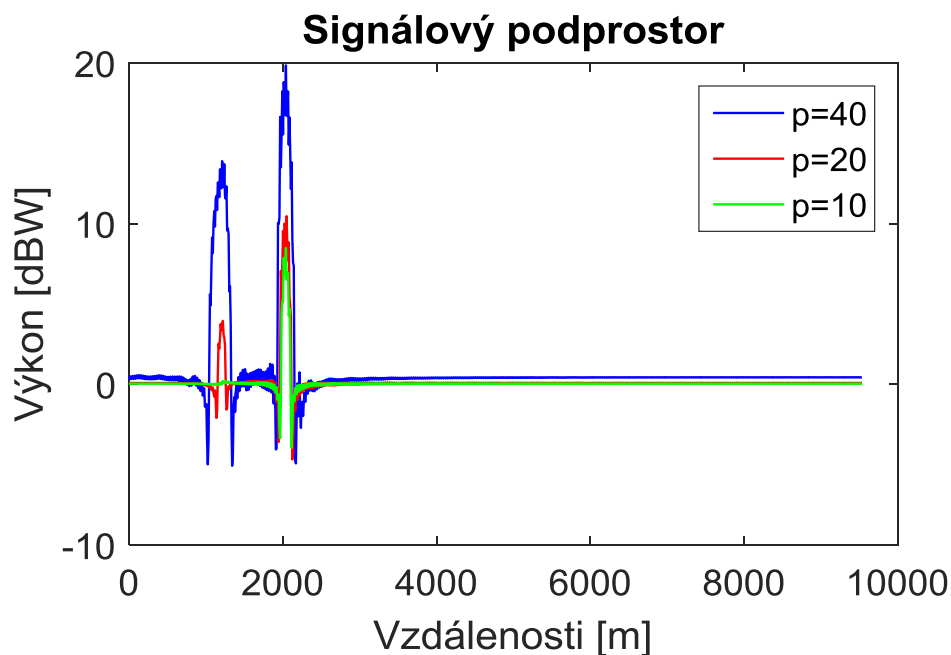
5.2.3 Algoritmus minimální normy (MNa)

Tato metoda je velmi podobná metodě MUSIC. Porovnáním obrázku 5-9 (MUSIC metoda signálový podprostor) a obrázku 5-13, kde jsou ukázány pseudospektra získaná pomocí algoritmu minimální normy při použití signálového podprostoru, lze dojít k závěru, že pseudospektra jsou si velmi podobná, pouze v případě druhé jmenované metody jsou patrné záškrtky a zvlnění pseudospekter. Metoda MNa byla popsána například v disertaci (Shejbal, 2016), která je dostupná v univerzitní knihovně Univerzity Pardubice. Výpočet spektra je proveden podle rovnice (5.11).

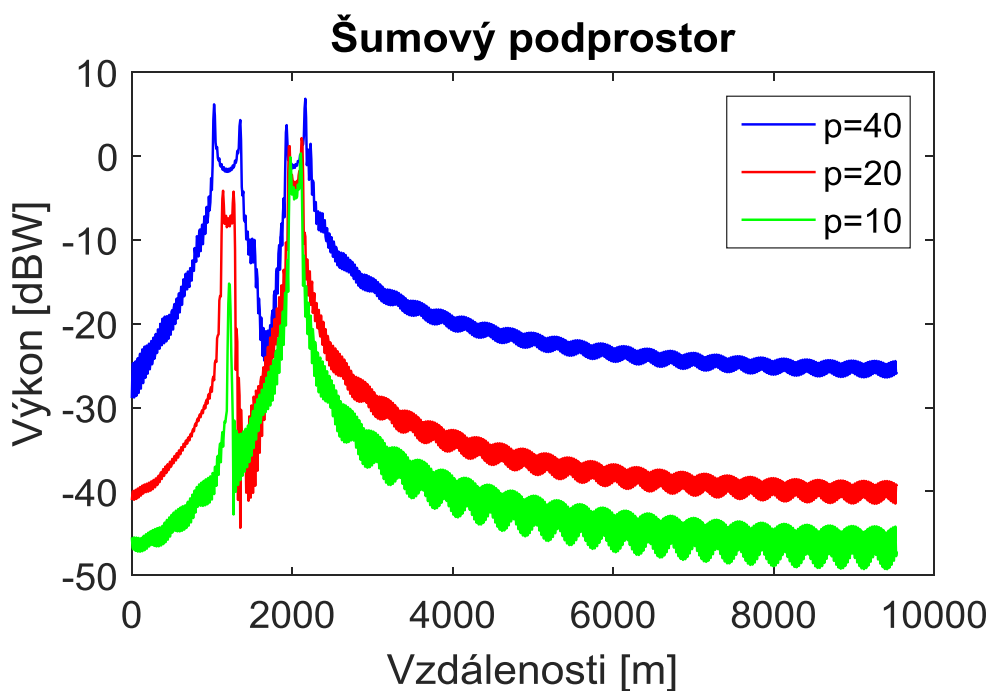
$$P(e^{j\omega}) = \frac{1}{|e^H \lambda P_n u_1|^2}, \quad (5.11)$$

kde u_1 je sloupcový vektor jednotkové matice o P prvcích.

Obrázky 5-13 a 5-15 ukazují příklad pseudospekter získaných pomocí metody MNa pro tři různé parametry (10, 20 a 40 použitých pseudospekter). V případě signálového podprostoru je patrné, že nebyl opět detekován jeden cíl pro nízký parametr. V případě šumového podprostoru je patrná velká podobnost s pseudospektry získanými Johansonovou EV metodou pro šumový podprostor.



Obrázek 5-13 – Pseudospektrum radarového signálu se dvěma cíli získanými pomocí MNa při použití signálového podprostoru



Obrázek 5-14 – Pseudospektrum radarového signálu se dvěma cíli získanými pomocí MNa při použití šumového podprostoru

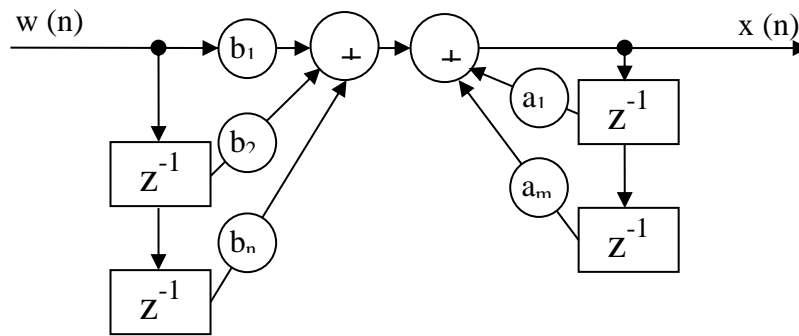
5.3 Parametrické metody – číslicové filtry

Parametrické metody založené na číslicových filtrech využívají filtry s postupnou vazbou – klouzavý průměr (MA model, filtr s konečnou impulsní odezvou), zpětnou vazbou – auto regresivní (AR model, filtr s nekonečnou impulsní odezvou, který má pouze zpětnou vazbu) nebo obou typů vazeb – ARMA model.

5.3.1 ARMA (Auto Regresive Moving Average) model

Jedná se o parametrickou metodu pro výpočet spektrální výkonové hustoty (PSD). Princip metody využívá lineární časově neměnný (LTI) filtr. Při určování přenosu filtru ($H(z)$) je systém buzen pomocí bílého Gaussovského šumu (AVGN) a na výstupu se realizuje stacionární náhodný proces. Přenos ARMA filtru je definován rovnicí (5.12). Schéma filtru je na obrázku 5-15, v tomto případě je výsledný filtr konstruován z dopředného MA filtru a ze zpětného AR filtru. V prvním kroku při určování pseudospektra jsou odhadnuty parametry modelu „A“ a „B“. Pseudospektrum je definováno pomocí vztahu (5.13). Rozptyl AWGN je definován pomocí vztahu (5.14).

ARMA model je druhý nejpoužívanější model po AR modelu, sice nabízí efektivnější reprezentaci z hlediska počtu parametrů, ale rovnice pro výpočet koeficientů jsou nelineární (Smékal, 2009).



Obrázek 5-15 – Blokové schéma číslicového IIR filtru

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{\sum_{i=0}^n b_i z^{-i}}{1 + \sum_{j=0}^m a_j z^{-j}}, \quad (5.12)$$

$$P_{xx}(e^{j2\pi f}) = \sigma_w^2 |H(e^{j2\pi f})|^2, \quad (5.13)$$

$$\sigma_w^2 = E(|w[n]|^2), \quad (5.14)$$

5.3.2 MA model

MA model je nejméně využívaný model z metod založených na číslicových filtrech, jelikož je pro reprezentaci spektra s úzkými rezonančními vrcholy nutné použít mnohem více koeficientů (Smékal, 2009). Přenosová charakteristika MA filtru je realizována pomocí vztahu (5.15). Výpočet pseudospektra je jako v případě ARMA modelu prováděn rovnicí (5.13).

$$H(z) = \frac{B(z)}{1} = \frac{\sum_{i=0}^n b_i z^{-i}}{1}, \quad (5.15)$$

5.3.3 AR model

AR model je nejpoužívanější model z metod založených na číslicových filtrech. Výpočet koeficientů je realizován pomocí jednoduchých lineárních rovnic a je vhodný pro reprezentaci výkonové spektrální hustoty s úzkými rezonančními vrcholy (Smékal, 2009). AR model má přenos definovaný rovnicí (5.16), výkonová spektrální hustota je pak definována rovnicí (5.13), jako je tomu v případě MA nebo ARMA modelu.

$$H(z) = \frac{1}{A(z)} = \frac{1}{1 + \sum_{j=0}^m a_j z^{-j}}, \quad (5.16)$$

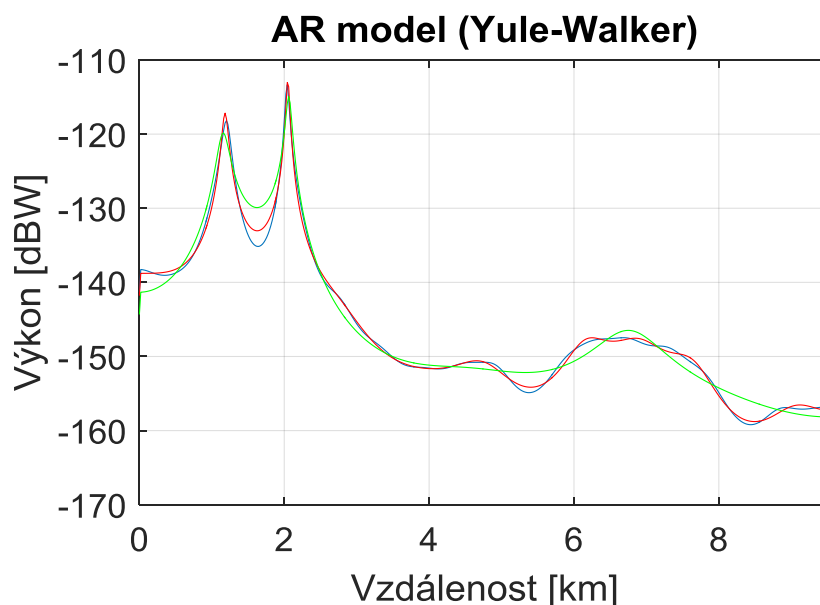
Mezi korelační posloupností a koeficienty AR modelu lze najít lineární vztah. Tyto rovnice jsou nazývány Yule-Walkerovy rovnice, základní zápis Yule-Walkerových rovnic je podle (Stoica a Moses, 1997) zapsán jako (5.17). Tuto rovnici lze rozepsat jako (5.18). Pro řešení Yule-Walkerových rovnic se používá algoritmus Levins-Durbin.

$$\mathbf{R} \cdot \vec{A} = \vec{\sigma}, \quad (5.17)$$

$$\begin{array}{cccc|c|c} r(0) & r(-1) & \dots & r(-n) & 1 & \sigma^2 \\ r(1) & r(0) & \dots & \dots & a_1 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ r(n) & \dots & \dots & r(0) & a_n & 0 \end{array} =, \quad (5.18)$$

Příklad vyhodnocení radarového signálu pomocí AR modelu přes Yule-Walkerovy rovnice je ukázán na obrázku 5-16. Zelený průběh je pro parametr 10, červený průběh je pro parametr 20 a modrý průběh je pro parametr 40. Parametr udává řád použitého filtru, který je použit pro výpočet pseudospektra. Aby nevznikaly falešné cíle nebo nebyly cíle ztráceny, je třeba dodržet dle (Smékal, 2009) podmínku (5.19). Příklad výpočtu pseudospektra pomocí AR modelu je prezentován také v (Tykhonov a Kudriavtseva, 2013).

$$0,04 \cdot N \leq p \leq 0,2 \cdot N, \quad (5.19)$$



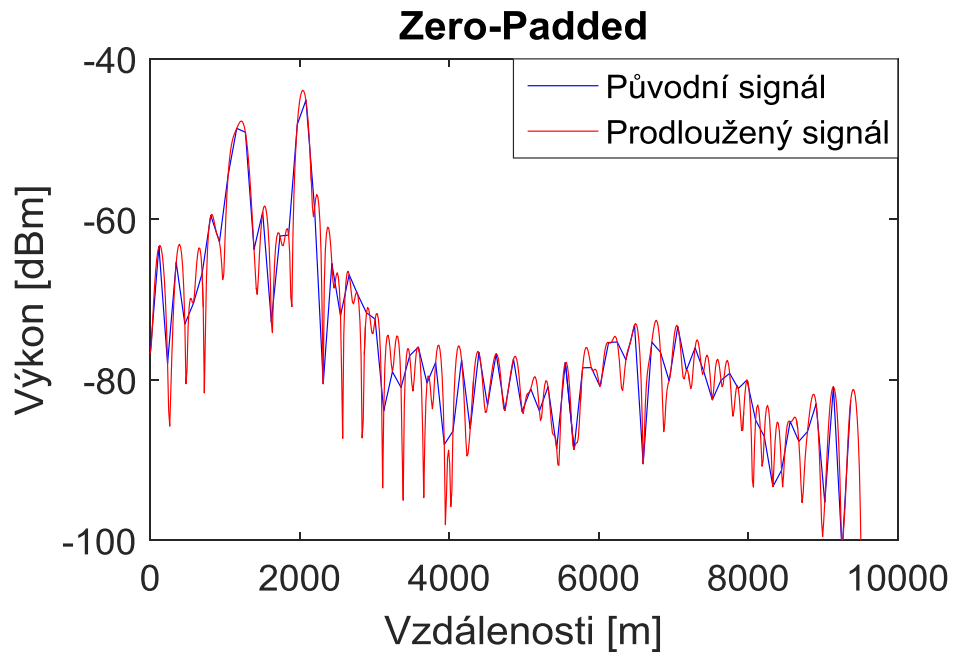
Obrázek 5-16 Vyhodnocení radarového signálu se dvěma cíli pomocí AR modelu přes Yule-Walkerovy rovnice

5.4 Modifikace radarového signálu

Modifikace radarového signálu lze rozdělit na dvě skupiny, první skupina se realizuje před výpočtem spektra (Zero-Padded metoda, modifikace signálu pomocí okna) a druhá se realizuje po jeho výpočtu (nekoherentní integrace signálu). Účely použití těchto metod dělí metody také do dvou alternativních skupin. První skupina se používá pro potlačení šumu (nekoherentní integrace, násobení signálu oknem, potlačení pozadí), druhá skupina se používá k prokládání spektra (Zero-Padded, ZOOM metody, CHIRP metody, ...).

5.4.1 Zero-Padded

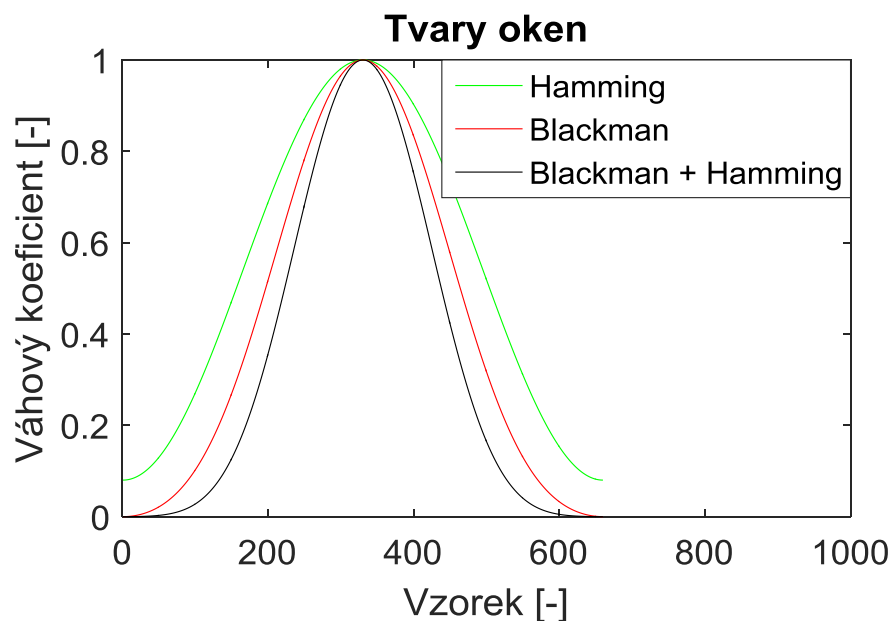
Zero-Padded metoda slouží dle (Bezoušek, 2014) ke zvýšení množiny interpolovaných bodů frekvence. Tuto metodu lze použít pouze na metody založené na FFT algoritmu. Rozlišení ne-parametrických metod je závislé na počtu vzorků transformované posloupnosti v časové oblasti. Při metodě Zero-Padded je signál do potřebné délky doplněn nulami (to lze využít i u signálů, jejichž délka není n -tá mocnina dvou), aby bylo možné použít algoritmus Cooley-Tukey. Doplní-li se signál nulami na dvojnásobnou délku, výsledné spektrum bude mít dvojnásobnou množinu frekvenčních bodů, ale výpočetní náročnost neúměrně vzroste (Konečný, 2010). Porovnání spekter radarového signálu bez metody Zero-Padded a s touto metodou je na obrázku 5-17. Modrý průběh reprezentuje spektrum původního signálu a červený průběh reprezentuje spektrum prodlouženého signálu. Spektrum je sice složeno z většího množství bodů, ale jedná se pouze o proložení spektra, žádná nová informace nebyla získána.



Obrázek 5-17 – Porovnání spekter radarového signálu bez využití metody Zero-Padded (modrá) a s využitím metody Zero-Padded (červená)

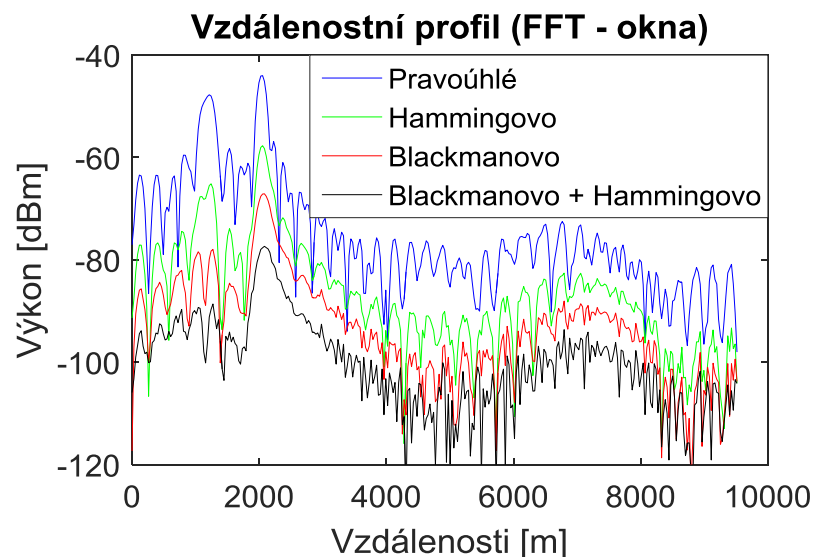
5.4.2 Násobení signálu oknem

Při výpočtu spektra je výsledek ovlivněn spektrem obdélníkového impulsu. Toto spektrum se vyznačuje velkými postranními laloky. Tyto postranní laloky mohou zamaskovat slabší užitečné signály (cíle). Eliminace vlivu obdélníkového okna je realizována pomocí jiných typů oken, například Hammingovo okno, okno Blackman-Nuttall a další.



Obrázek 5-18 – Příklady váhovacích funkcí pro úpravu signálu za účelem potlačení postranních laloků

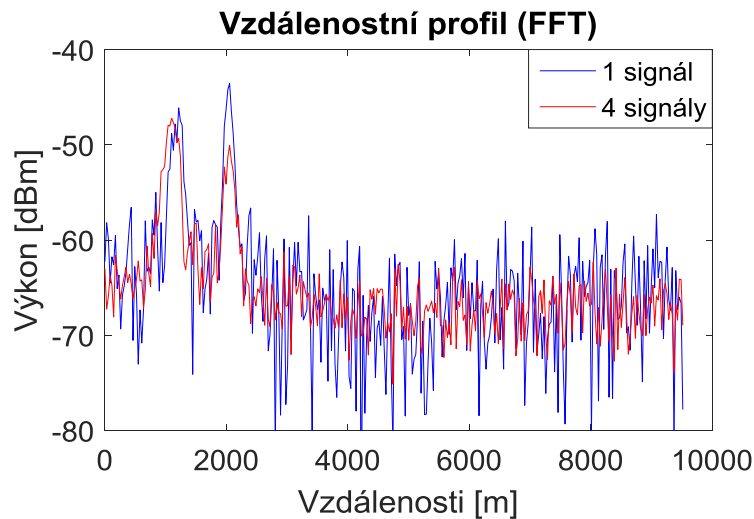
Pro experiment v této práci bylo použito okno Hammingovo, Blackman-Nuttalovo a jejich kombinace. Ukázky těchto oken jsou na obrázku 5-18. Aplikace oken na radarový signál je demonstrována na obrázku 5-19. Původní spektrum je vykresleno modře, spektrum signálu modifikovaného pomocí kombinace oken je vykresleno černě, signál násobený Hammingovým oknem je vykreslen zeleně a Blackman-Nuttallovým oknem červeně. Z obrázku je patrné, že použití této metody není pro tento typ radaru využitelný, jelikož užitečný signál bývá většinou dostupný jen v části signálu, k tomu dochází při počátku nebo konci záznamu, okno tedy tento signál efektivně potlačuje. Tuto metodu lze tedy aplikovat pouze na signály, u nichž je užitečný signál dostupný v celém záznamu (například signály z FMCW radarů), využití u FMCW radarů je však možné při výpočtu 2D FFT v mezikroku, jak je popsáno v kapitole 6.



Obrázek 5-19 – Spektrum radarového signálu po použití váhovacích oken

5.4.3 Nekoherentní integrace signálu

Výkon šumu je funkcí šířky pásma, šířka pásma AD převodníku je definována vztahem (5.20), snížení šířky pásma lze provést dvěma způsoby. Prvním způsobem je snížení vzorkovací frekvence, ale tím by se zhoršilo rozlišení. Druhou možností je sledování signálu po delší časový interval, tomu se říká integrace signálu. Na obrázku 5-20 je ukázáno použití integrace, kdy v prvním případě (modrý průběh) je použito spektrum signálu z jedné realizace měření, ve druhém případě jsou použita čtyři měření a ze spekter je vytvořeno průměrné spektrum (červený průběh). Průměr byl použit, jelikož princip radaru PCDR35 neumožňuje natahovat délku záznamu. Jak je patrné z obrázku, míra zašumění signálu se snížila. Tato metoda má však omezení při sledování pohyblivých cílů, a proto měření musí být provedena dříve, než sledovaný objekt významně změní svou polohu.



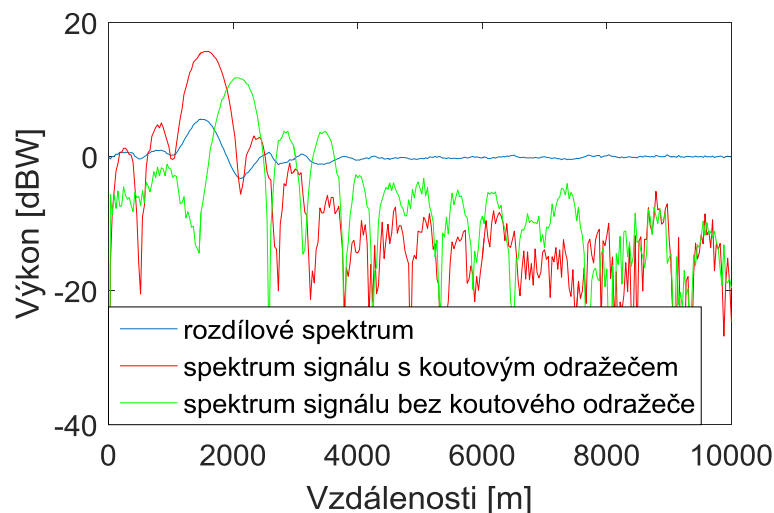
Obrázek 5-20 – Integrace signálu (porovnání jednoho spektra a průměru ze čtyř spekter)

$$BW = \frac{f_s}{2} \cdot \frac{1}{s}, \quad (5.20)$$

kde f_s je vzorkovací kmitočet a „ s “ je počet vzorků.

5.4.4 Potlačení vlivů pozadí

Vliv na vyhodnocení signálu má také pozadí cíle (clutter). Pokud se jedná o statické cíle, lze provést zaměření pozadí a spektrum tohoto pozadí následně od spektra vyhodnocovaného signálu s cílem odečíst. Příklad odečtení pozadí je na obrázku 5-21. Zelené spektrum reprezentuje nežádoucí pozadí, červené spektrum reprezentuje pozadí se sledovaným cílem (koutový odražeč). Rozdíl těchto dvou spekter je vykreslen modrou barvou. Data pro tento graf byla získána našimi terénními kalibračními měřeními.



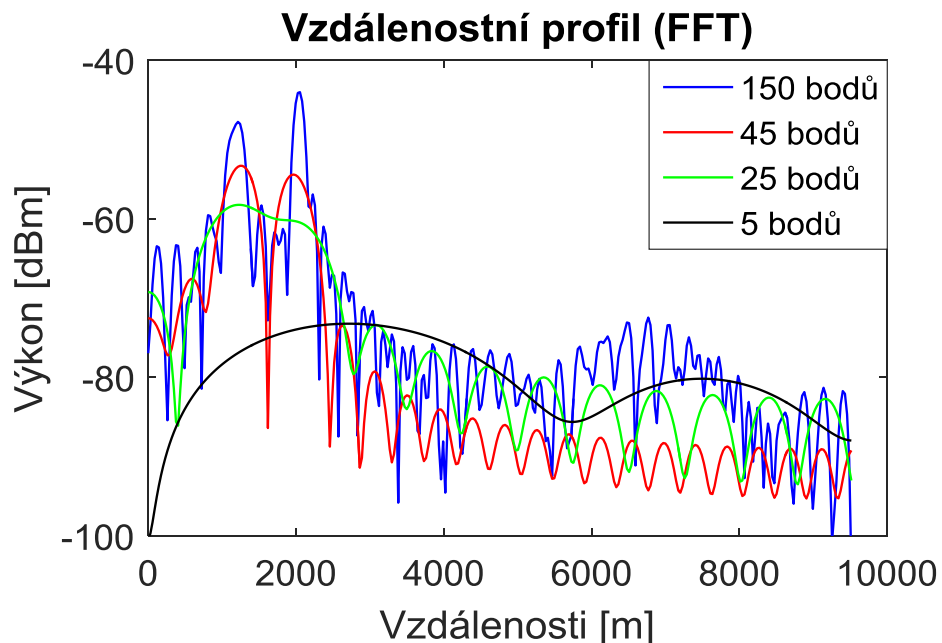
Obrázek 5-21 – Odečítání pozadí (clutteru)

5.5 Porovnání PSD metod aplikovaných na radarové signály

Použití metod na radarové signály je důležitým krokem před jejich aplikací do reálného systému, kdy je třeba zhodnotit metody, jak se budou chovat při reálném provozu systému. Jelikož se vyhodnocení provádí pomocí spekter, je třeba určit potřebnou délku užitečného signálu. Také je třeba zhodnotit metody z úhlu pohledu výpočetní náročnosti, jestli je možné je využít k online vyhodnocení signálů. V neposlední řadě je třeba porovnat metody podle věrohodnosti, se kterou signál interpretují uživatelé.

5.5.1 Určení minimální potřebné délky signálu pro vyhodnocení

Jelikož pro výpočet spektra je potřeba dostatečný počet vzorků, v nichž je obsažen užitečný signál, byl vytvořen graf porovnávající spektra signálu. Pro tento experiment byl užitečný signál v záznamu zkrácen, to fyzikálně odpovídá snížení vzdálenosti cíle od systému. Tento graf je ukázán na obrázku 5-22. Z obrázku je patrné, že minimální potřebná délka užitečného signálu je přibližně 20 vzorků (bodů). Při vzorkovací frekvenci AD převodníku 10 MHz to odpovídá cíli ve vzdálenosti 300 metrů, pokud se připočte slepá zóna (1 μ s). Lze konstatovat, že reálná slepá zóna radaru je přibližně 450 metrů. Tato analýza byla publikována v konferenčním sborníku (Rejfeek a kol., 2015).



Obrázek 5-22 – Vliv délky užitečného signálu v záznamu na detekovatelnost cílů.

5.5.2 Využitelnost parametrických metod v reálném čase

Porovnání rychlosti výpočtu metod bylo provedeno na parametrických metodách MUSIC, EVa a AR modelu. Výsledky z provedené analýzy jsou uloženy v tabulce 5-1. Porovnání bylo provedeno na 400 experimentech pro každou buňku tabulky, hodnota v tabulce udává medián

hodnot pro daný experiment dělený nejrychlejším výpočtem, který byl dosažen. Tím se zajistila přenositelnost tabulky mezi systémy. Pro každý typ parametrické metody bylo zvoleno několik parametrů. Z tabulky je patrné, že AR model je podstatně efektivnější než EVa nebo MUSIC metoda. To je způsobeno tím, že pro výpočet těchto metod musí být spočítány vlastní čísla a vlastní vektory pro celou matici, zatímco v případě AR modelů se počítá jen potřebný počet členů filtru. Lze tedy konstatovat, že z parametrických metod je nejvhodnější metodou pro online vyhodnocování signálů AR model. AR model byl implementován v první variantě vyhodnocujícího SW pro radar, ale z důvodu nevhodnosti pro výpočet dopplerovských měření byl v dalších variantách vypuštěn.

Tabulka 5-1 – Porovnání rychlostí výpočtu spektra pomocí parametrických metod (viz text)

Metoda		Parametr				
		33	58	83	108	133
AR model		1,397	1,608	1,853	2,142	2,394
MUSIC	Signálový podprostor	39,65	39,03	40,97	40,33	41,08
	Šumový podprostor	43,19	43,28	43,36	43,34	43,11
EVa	Signálový podprostor	39,15	40,06	40,11	40,44	40,53
	Šumový podprostor	44,02	43,43	43,9	43,73	43,93

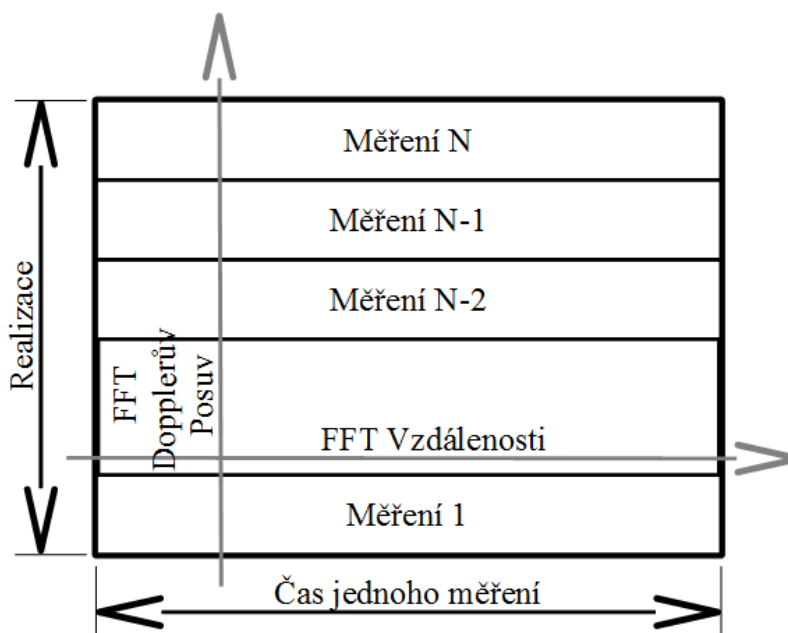
5.5.3 Zhodnocení metod podle věrohodnosti spektra

Z výsledků je patrné, že spektrum je nejvěrohodněji popsáno FFT algoritmem, ale pro přesnější popis vlastností cílů lze využít parametrických metod. Při porovnání parametrických metod pomocí vyhodnocování jednotného signálu lze konstatovat, že nejvěrohodněji popisuje spektrum metoda EVa při použití signálového podprostoru. Vyhovující popis signálu provádí také AR metoda, pokud je dodržena podmínka (5.19).

6 DOPPLEROVSKÁ MĚŘENÍ RADAREM PCDR35

Radar PCDR35 umožňuje teoreticky provádět dopplerovská měření dvěma způsoby. V prvním případě je vypnutá modulace a není tedy možné určit vzdálenosti cílů a provádět přiřazení rychlostí k cílům - toto měření je teoretická záležitost. Aby bylo měření proveditelné, musel by cíl mít rychlost přes 500 m/s (tato hodnota je dána parametry systému – otestováno při reálných měřeních na pomalých cílech a simulací pro pomalé i rychlé cíle). Druhý způsob využívá 2D FFT (2 dimenzionální rychlá Fourierova transformace).

6.1 2D FFT



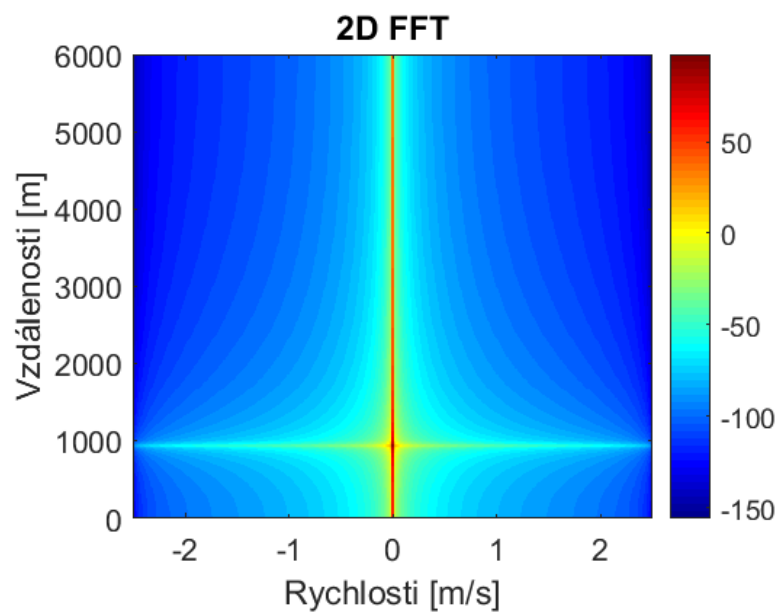
Obrázek 6-1 – Princip 2D FFT

2D FFT je prováděna ve čtyřech krocích. První krok je nepovinný, kdy je signál upraven výběrovým oknem. Pokud není tento krok proveden, implicitní okno je obdélníkové. Typ použitého okna má vliv na tvar postranních laloků ve spektru. Druhým krokem je spektrální analýza v závislosti na vzdálenosti. Nutno provést pouze FFT, pokud se přidá úprava (například výpočet absolutní hodnoty), nelze již dopplerovské posuvy dopočítat. Ve třetím kroku se spektra pro výpočet vzdálenosti cílů seskupí do matice a provede se výpočet spektra přes jednotlivé vzdálenosti, spektra mohou být před výpočtem FFT násobena oknem. Ve čtvrtém kroku se provede posuv spektra podle svislé osy, vrchní polovina se přesune na pozici spodní poloviny a naopak. Princip výpočtu je nastíněn na obrázku 6-1. Příklad výpočtu spektra vzdáleností a dopplerovských rychlostí pro konstantní simulovaný signál je na obrázku 6-2. Jak je vidět, rychlost cíle je nulová, přepočtení dopplerovského posuvu na rychlosti se provede pomocí rovnice (6.1). V případě, že se cíl nepohybuje přímo k radaru

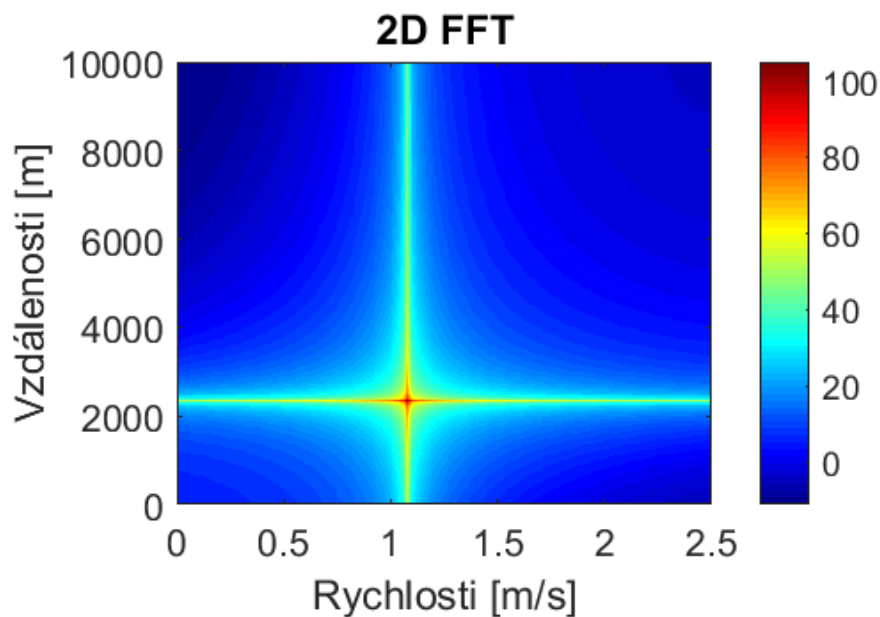
nebo od něho, vypočítaná rychlost není celková rychlost objektu. Příklad vyhodnocení signálu echa mnou simulovaného pohybujícího se objektu je na obrázku 6-3. Objekt na tomto záznamu se pohybuje k radaru rychlostí přes 1 metr za sekundu.

$$v = \frac{c \cdot (f_v - f_p)}{2 \cdot f_v}, \text{ (Kulig, 2008)} \quad (6.1)$$

kde v je složka rychlosti ve směru k radaru, c je rychlost světla, f_v je vyslaný kmitočet a f_p je přijatý kmitočet.



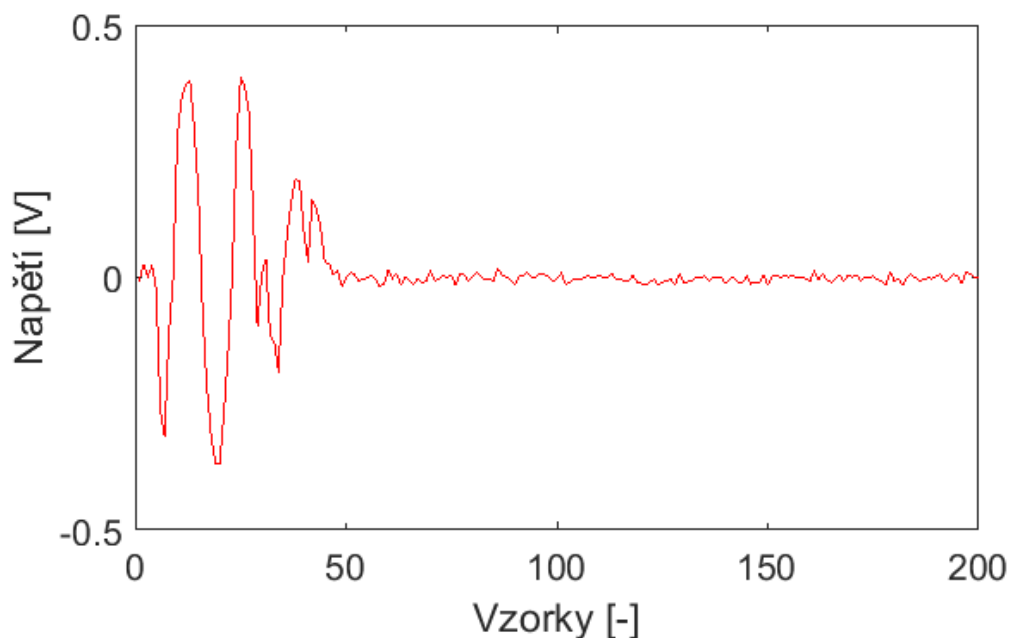
Obrázek 6-2 – Ukázka 2D FFT konstantního signálu



Obrázek 6-3 – 2D FFT signálu odraženého od přibližujícího se objektu

7 KOREKCE PŘIJATÉHO VÝKONU PRO RADAROVÉ CÍLE S OHLEDEM NA SPECIFIKA FMICW RADARŮ

Určení odrazné plochy cíle u FMICW radarů je ovlivněno vzdáleností cíle - důvodem je samotný princip výpočtu spektra (například pomocí FFT), kdy výsledný výkon spektrální složky je závislý na délce signálu, ale užitečný signál není přítomen v celé délce záznamu. Příklad výstupního signálu z FMICW radaru (změřeného v rámci našich kalibračních měření), na němž jsou odrazy od dvou cílů, je na obrázku 7-1. Z obrázku je patrné, že každý cíl je prezentován jinou délkou užitečného signálu. V této kapitole jsou popsány korekce pro FFT přes jednu realizaci a pro 2D FFT pro výpočet dopplerovských posuvů. Korekce výkonu pak koriguje odhadovanou odraznou plochu cíle a vede k přesnějšímu určení vlastností cíle.



Obrázek 7-1 – Ukázka radarového signálu se dvěma cíli

7.1 Korekce přijatého výkonu pro 1D spektrum

Výpočet výkonu pro jeden signál se provede pomocí rovnice (7.1), výsledek je ve wattech. Tento výpočet je však nepoužitelný v případě přítomnosti více cílů. Výpočet výkonů pro více cílů nelze touto metodou provést, lze však určit výkon odraženého signálu pomocí výkonů spektrálních složek. Vychází se z Parsevalovy podmínky (7.2), která je popsána v (Dongjun, Spong, 2006). Výkon jedné spektrální komponenty je pak definován podle rovnice (7.3) a je ve wattech.

Ukázka spektra signálu se dvěma echy je na obrázku 7-2. Obě echa generují stejnou amplitudu napětí, ale jejich délka je různá. Po výpočtu spektra je vidět rozdíl ve výkonech

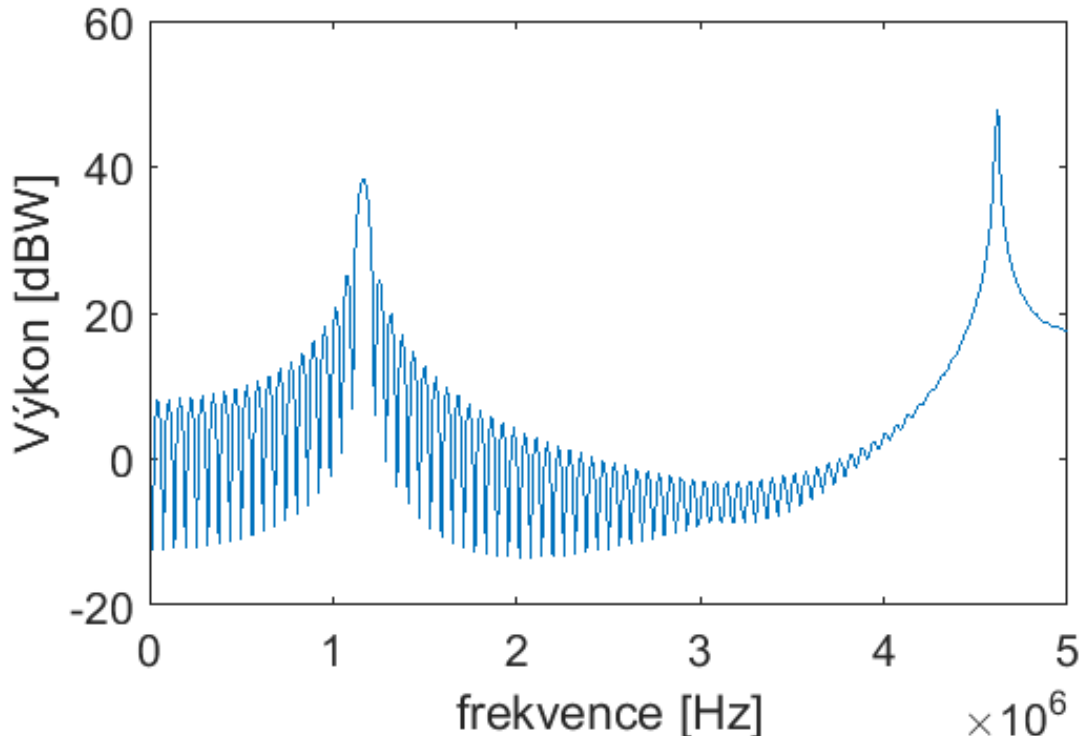
mezi těmito dvěma signály. Problematika narovnávání spekter je publikována v (Rejček a kol., 2015). Při narovnávání spektra dochází ke zdvihnutí šumu v okolí hranic, proto je třeba nejprve detekovat cíle a na výkonech jejich ech pak provést korekci. Na výpočet spektra má vliv i frekvence signálu, fázový posuv a délka záznamu. Podle těchto parametrů se výkon dělí do postranních laloků. Kolísání výkonu v důsledku tohoto jevu je 4 dB. Korekční koeficient se počítá ze vzdálenosti cíle a rychlosti frekvenčního zdvihu.

$$P[s(t)] = \frac{1}{T_0} \cdot \int_0^{T_0} |s(t)|^2 dt , \quad (7.1)$$

$$\frac{1}{T_0} \cdot \int_0^{T_0} |s(t)|^2 dt = a_0^2 + \frac{1}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} (a_n^2 + b_n^2) , \quad (7.2)$$

$$P_n = \frac{a_n^2 + b_n^2}{2} , \quad (7.3)$$

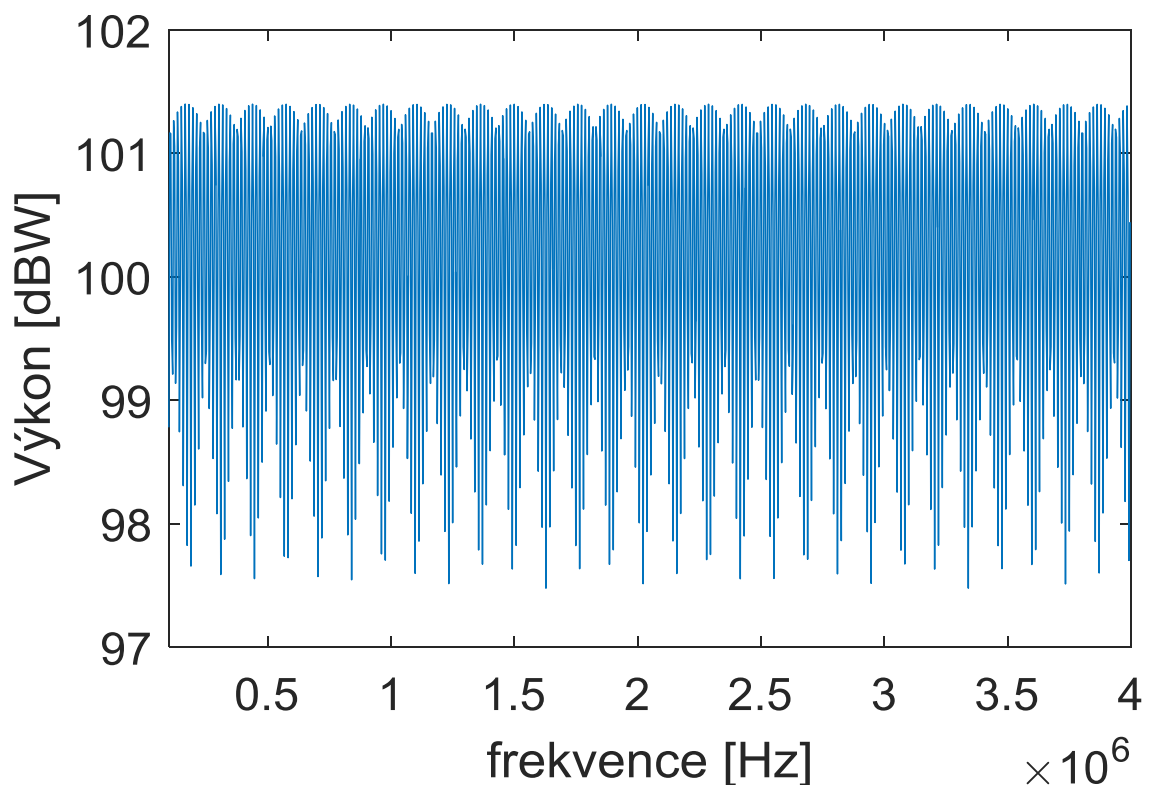
kde T_0 je perioda signálu, $s(t)$ je signál ve voltech a a i b jsou napěťové amplitudy n -té spektrální složky.



Obrázek 7-2 – FFT signálu se dvěma signály o stejné amplitudě, ale různé délce signálu v záznamu

7.2 Korekce přijatého výkonu pro 2D spektrum

Při použití 2D FFT mohou být spektra násobena oknem přes vzdálenosti jako mezikrok mezi Fourierovými transformacemi. Graf na obrázku 7-3 ukazuje funkci změny výkonu v závislosti na frekvenci při konstantní délce záznamu. Pro výpočet bylo použito Hammingovo okno, kterým byla provedena korekce okrajových vlivů při výpočtu spektra ze spekter. Jak je patrné z obrázku, výstupní výkon fluktuuje v rozsahu 4 dB. Šikmost distribuční funkce rozptylu však není symetrická, ale je vychýlena. Pozitivní vychýlení od mediánu je 1 dB a negativní vychýlení je 3 dB. Tabulka 7-1 ukazuje statistické parametry při výpočtu 2D FFT, jsou-li použity různé typy oken (Hanningovo, Blackmanovo, pravoúhlé a Hammingovo). Pro různé frekvence byla počítána maximální hodnota spektrální složky. Medián výkonů, maximální výkon a minimální výkon jsou zaznamenány. Jak je patrné z obrázku 7-3, při změně frekvence je rozdělování výkonu mezi hlavní lalok a postranní spektra periodický proces. Použití okna má prokazatelný vliv na výstupní výkon a je-li použito, je třeba před odhadem odrazné plochy cíle provést patřičnou korekci výkonu echa.



Obrázek 7-3 – Závislost výkonu na frekvenci sinusoidy o amplitudě 1 V po zpracování pomocí 2D FFT, vzdálenostní spektra byla vynásobena Hammingovým oknem přes vzdálenosti.

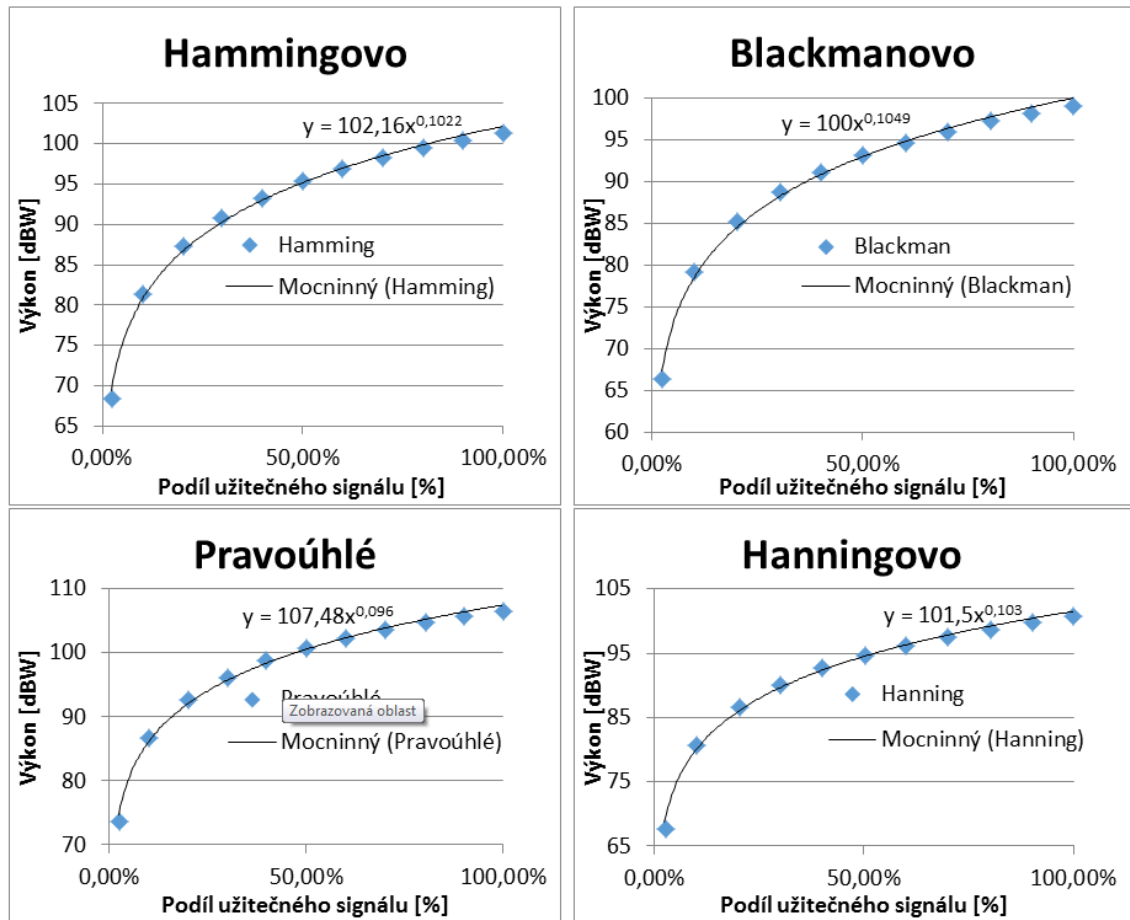
Tabulka 7-1 – Statistické parametry výkonu sinusovek o stejné amplitudě vlivem změny kmitočtu při vyhodnocení pomocí 2D FFT (při použití různých typů oken během výpočtu rychlostního spektra)

Parametr přes frekvence	Hammingovo [dBW]	Blackmanovo [dBW]	Pravoúhlé [dBW]	Hanningovo [dBW]
Maximum	101,3990	99,2142	106,7624	100,7286
Medián	100,4938	98,3090	105,8571	99,8234
Minimum	97,4769	95,2920	102,8402	96,8064

Tabulka 7-2 – Vliv délky užitečného signálu v zaznamenaných datech na výkon spektrální složky po zpracování pomocí 2D FFT (při použití různých typů oken během výpočtu rychlostního spektra)

Podíl užitečného signálu	Hammingovo [dBW]	Blackmanovo [dBW]	Pravoúhlé [dBW]	Hanningovo [dBW]
2,27%	68,535	66,35	73,898	67,865
10%	81,504	79,319	86,867	80,834
20%	87,451	85,266	92,815	86,78
30%	90,949	88,764	96,312	90,278
40%	93,472	91,287	98,835	92,801
50%	95,377	93,192	100,74	94,707
60%	96,979	94,794	102,342	96,308
70%	98,309	96,124	103,673	97,639
80%	99,4628	97,278	104,826	98,792
90%	100,497	98,312	105,861	99,827
100%	101,398	99,213	106,761	100,727

Tabulka 7-2 ukazuje vliv poměrné délky užitečného signálu v celkovém záznamu na výsledný výkon spektrální složky při použití různých typů oken v průběhu výpočtu dopplerovských posuvů. Jak je patrné z tabulky, výkon při zkrácení užitečného signálu na polovinu (50 %) klesne o 6 dB. Grafy dat z této tabulky jsou na obrázku 7-4. Na grafech je také přidáno námi nalezené mocinné proložení, které dostatečně důsledně prokládá body maximálních výkonů v závislosti na délce signálu. Mocinná rovnice pro proložení Hammingova okna je (7.4), rovnice pro proložení Blackmanova okna je (7.5), rovnice pro proložení pravoúhlého okna je (7.6) a rovnice pro proložení Hanningova okna je (7.7).



Obrázek 7-4 – Simulované body pro různé délky užitečného signálu a jejich proložení mocninnou spojnicí trendu (při použití různých typů oken během výpočtu rychlostního spektra)

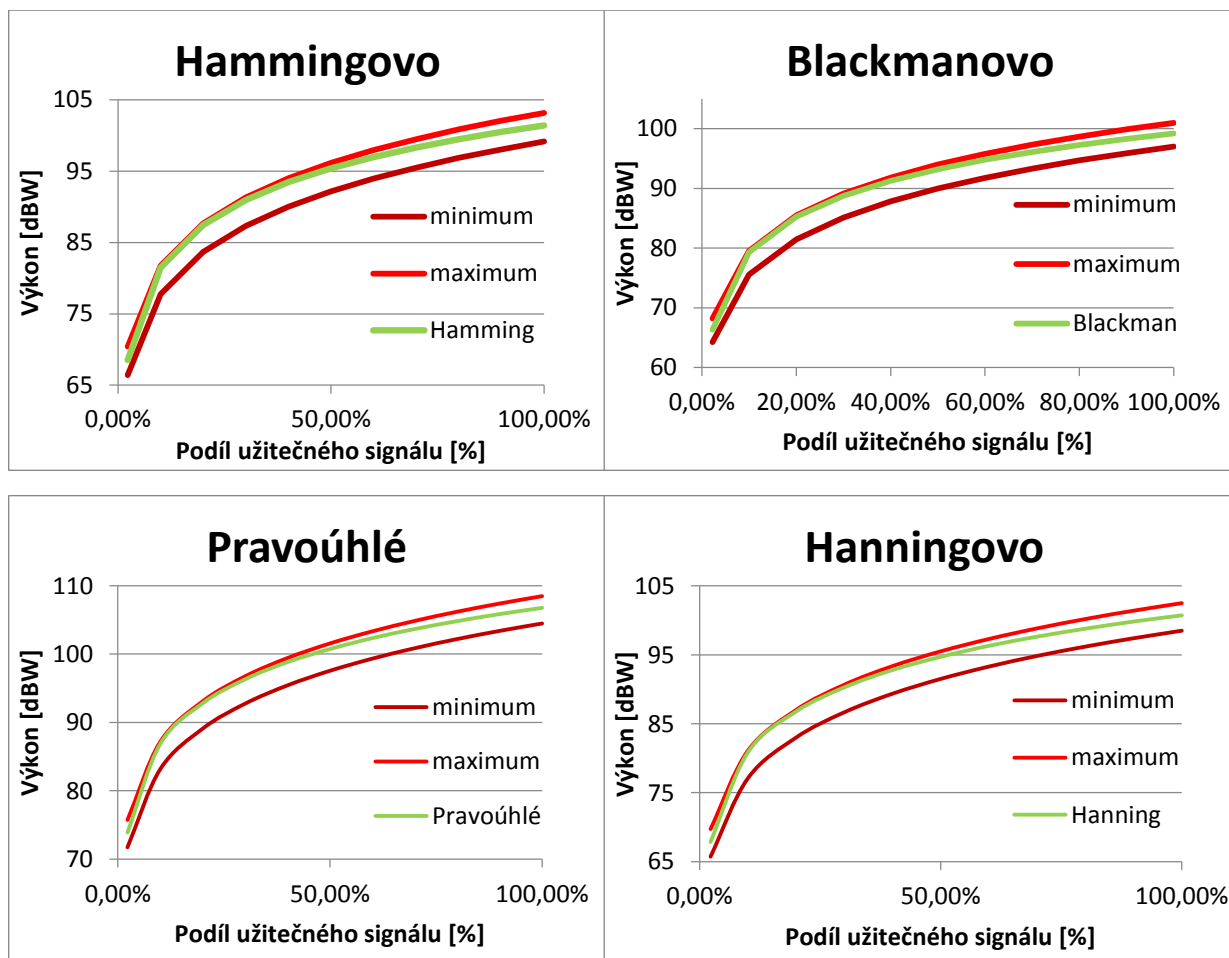
$$y = 102,16 \cdot x^{0,1022} , \quad (7.4)$$

$$y = 100 \cdot x^{0,1049} , \quad (7.5)$$

$$y = 107,48 \cdot x^{0,096} , \quad (7.6)$$

$$y = 101,5 \cdot x^{0,103} , \quad (7.7)$$

U navržené funkce bylo potřeba provést kontrolu správnosti proložení. Nejprve byl vygenerován průběh podle příslušné prokládající funkce získané z obrázku 7-4 (první části). Ve druhém kroku byl ke křivce připočten 1 dB pro získání horní hranice. Tento průběh je vykreslen v obrázku 7-5 pomocí světle červené barvy. Následně byly od křivky odečteny 3 dB pro získání minimální hranice. Tento průběh je vykreslen v obrázku 7-5 pomocí tmavě červené barvy. Hodnoty jsem vybral podle poznatků z tabulky 7-2. Tento postup byl realizován pro všechna porovnávaná okna. Následně se do grafů vykreslily křivky pro data získaná simulací z tabulky 7-2 zelenou barvou. Jelikož křivky zůstávají ve vytyčených mezích, lze označit proložení za úspěšné.



Obrázek 7-5 – Porovnání mezi získaných pomocí dat z tabulky 7-1 a grafu 7-4 se simulovanými daty z tabulky 7-2 (při použití různých typů oken během výpočtu rychlostního spektra)

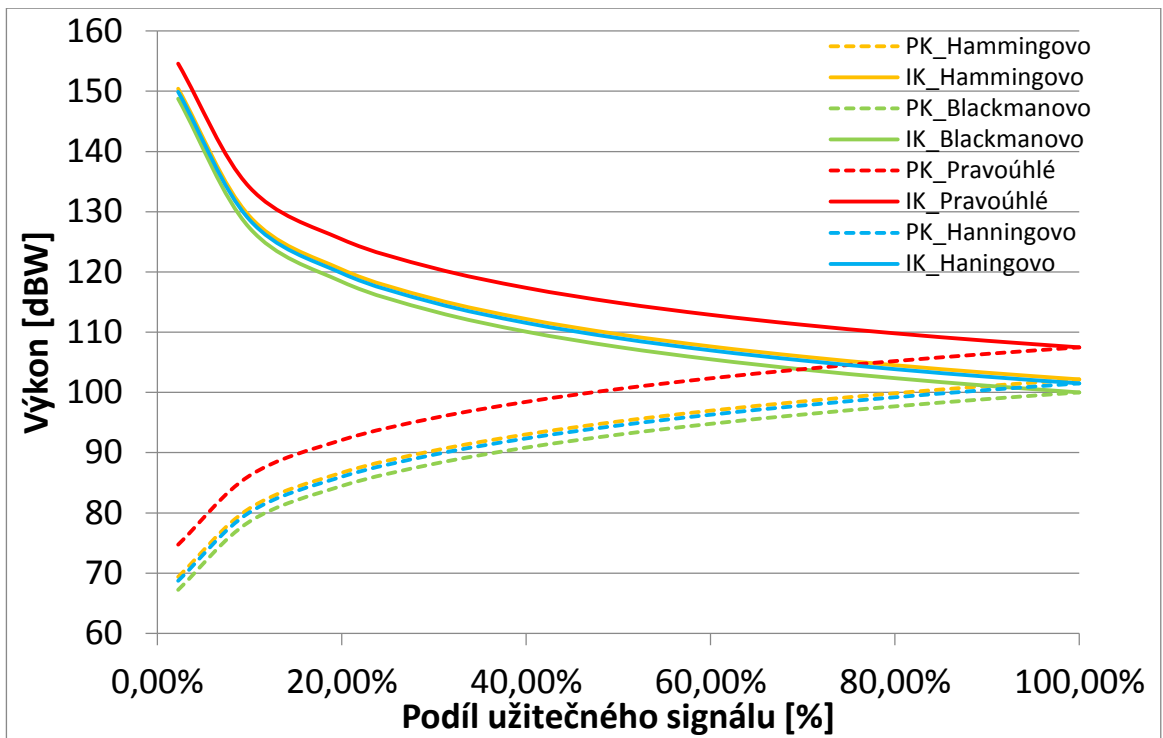
$$y = x^{-0,1022} , \quad (7.8)$$

$$y = x^{-0,1049} , \quad (7.9)$$

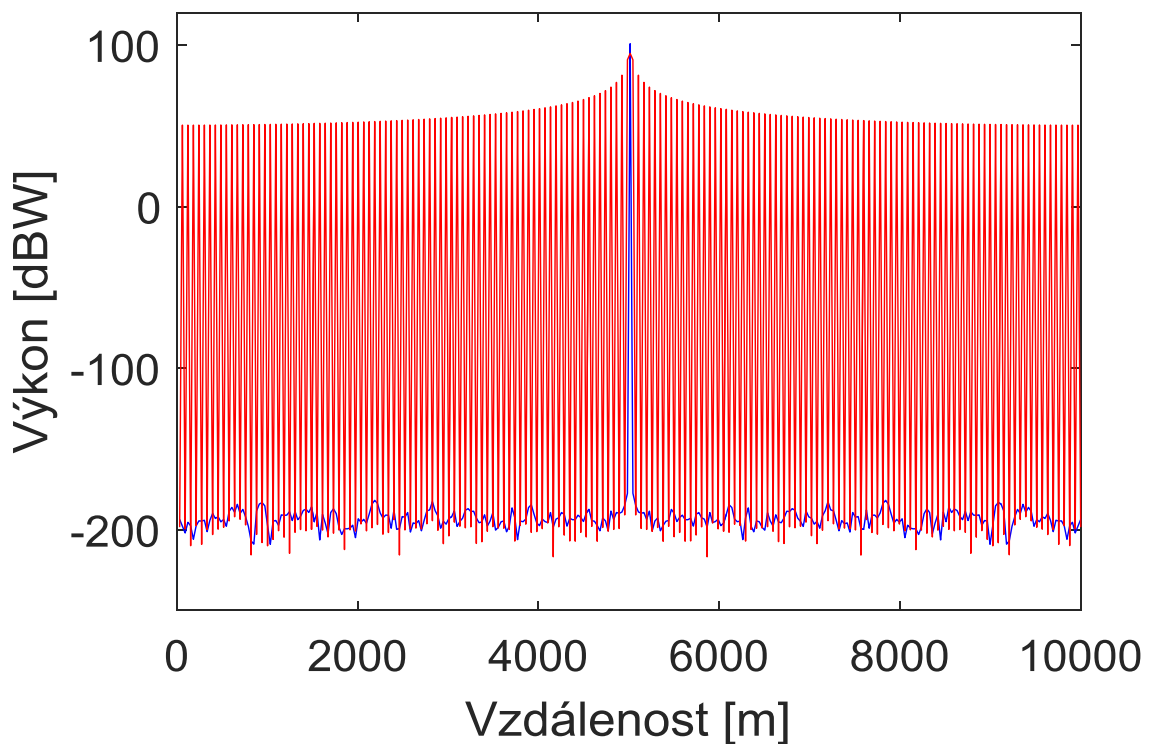
$$y = x^{-0,096} , \quad (7.10)$$

$$y = x^{-0,103} , \quad (7.11)$$

Zrcadlové rovnice k rovnicím prokládajícím simulovaná data jsou (7.8), (7.9), (7.10) a (7.11). Zrcadlová rovnice není násobena maximální hodnotou, aby bylo zajištěno univerzální využití. Na základě těchto rovnic je pro jednotlivé body vypočítán korekční koeficient, který je funkcí vzdálenosti cíle, jelikož délka užitečného signálu v záznamu je funkcí vzdálenosti. Průběh zrcadlových křivek je na obrázku 7-6, kde jsou tyto křivky porovnány s výkony původních funkcí (nastaveny pro konkrétní výkon). Vykreslené hodnoty jsou v dBW, průměr křivek pak generuje konstantní výkon, což odpovídá potřebné korekci výkonu pro zpřesnění odhadu odrazné plochy cíle. Tento postup je nazýván „použití bělicích filtrů“.



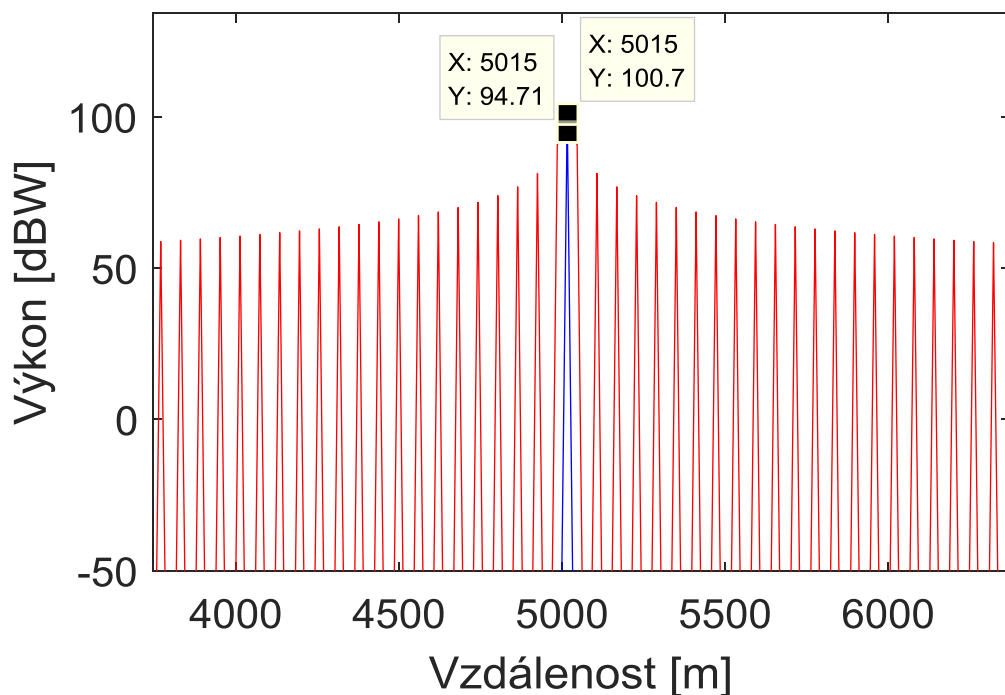
Obrázek 7-6 – Porovnání funkcí prokládajících výkony signálů v závislosti na délce užitečného signálu se zrcadlovými funkcemi (pro výpočet korekce výkonu radarového echa)



Obrázek 7-7 – Porovnání spekter sinusových signálů o stejné amplitudě, kde červené spektrum je pro sinusový signál obsažený v polovině záznamu a modrý pro sinusový signál obsažený v celém záznamu

Při univerzálním využití bělicích filtrů je parametr x (z rovnic (7.8), (7.9), (7.10) a (7.11)) definován jako podíl délky užitečného signálu a délky celého záznamu. Parametrem y je pak násoben výkon získaný pomocí spektrální analýzy (pokud je v dB). Je-li v poměrných jednotkách, je tato hodnota korekčním koeficientem mocněna.

Na obrázku 7-7 je ukázka spektra pro různé vzdálenosti při nulovém dopplerovském posuvu. Při výpočtu 2D FFT bylo použito Hanningovo okno. Modrý průběh je pro signál přítomný v celé délce záznamu a červený průběh je pro užitečný signál zkrácený na polovinu délky záznamu. Přiblížení tohoto spektra na pozici užitečného signálu je na obrázku 7-8. V obrázku jsou vyznačena maxima, které odpovídají pozici cíle. Pro korekci je využita rovnice (7.8). Jelikož délka užitečného signálu je 50 % z celkového záznamu, je korekční koeficient 1,074. Po vynásobení výkonu v jednotkách dBW (94,7 dBW) je výsledný výkon 101,7 dBW, tato hodnota se liší od požadované (100,7 dBW) již jen o 1 dB a ne o 6 dB jako v nekorigovaném případě. Lze tedy konstatovat, že korekční metoda je úspěšná.



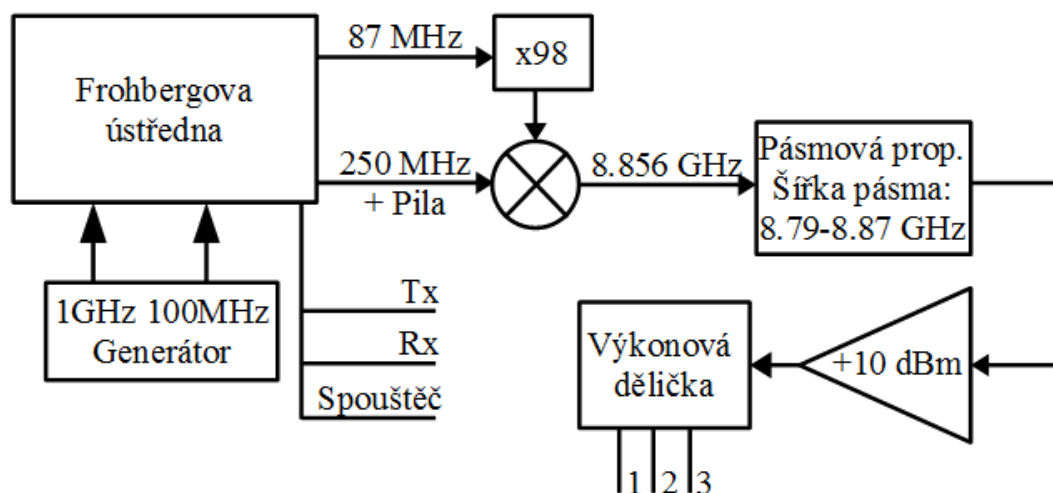
Obrázek 7-8 – Přiblížení obrázku 7-7 s vyznačením maxim ve spektrech

8 POPIS RADARU PCDR35

Radar PCDR35 je radar vyvinutý v UFA. Záměrem je vytvořit radar pro monitoring oblaků. Aby bylo možné detekovat cíle, které jsou složeny z malých oblačných kapek, byl zvolen kmitočet 35,4 GHz. Základní koncept tohoto radaru byl vytvořen firmou Listar v Lipsku (Německo), která však nedodala radar provozuschopný. Opravy, vychytávky chyb a celkové dokončování radaru bylo prováděno v UFA především ve spolupráci s firmou B plus TV Klimkovice (Milan Otisk a Ing. Jiří Otisk), velký podíl na dokončení měla účast odborníků z oblasti radarové techniky (Jaroslav Zatočil, Ing. Martin Hájek, Prof. Ing. Pavel Bezoušek CSc., Ing. Petr Svoboda CSc., Ing. Vítězslav Krčmář Ph.D., Dr. Oleg Krasnov, Prof. Madhukar Chandra, Ing. Pavel Exner, Ing. Jiří Burda, Ing. Jiří Polívka CSc., RNDr. Jan Kráčmar, Ing. Vladimír Brázda a další).

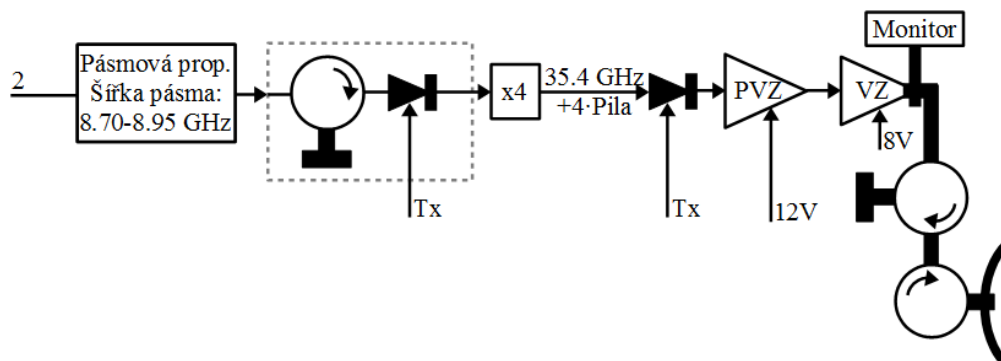
8.1 Koncept radaru PCDR35

Radar PCDR35 je založen na principu FMICW radaru, frekvenčně rozmítaný signál je modulován na frekvenci 35,4 GHz. Hlavní částí radaru je kmitočtová ústředna, která obstarává generování řídicích impulsů a generování frekvenčně rozmítaného signálu. Blokové schéma ústředny je na obrázku 8-1. Frohbergova ústředna je implementována na hradlovém poli. Výstupní signály „Tx“ a „Rx“ jsou použity pro řízení vysílací a přijímací části radaru. Výstupní signál „Spouštěč“ slouží k řízení záznamové jednotky radaru, která při příjmu povelu provede záznam 660 hodnot se vzorkovací frekvencí 10 MHz a následně vyčkává na další puls, kdy opět zaznamená 660 hodnot. Z důvodu ochrany přijímače je do radaru implementováno současné odpojování vysílače i přijímače, to trvá 1,5 μ s. Toto odpojení má za následek slepou zónu o délce 225 metrů. V kombinaci s potřebnou minimální délkou signálu pro výpočet FFT lze stanovit minimální vzdálenost cíle (15 vzorků – (Rejček a kol., 2015)) přibližně 450 metrů. Výstupy 1 a 3 jsou přivedeny do přijímače, kde slouží k vytvoření rozdílového signálu. Výstup 2 je připojen k vysílači a po úpravě je odvysílán do sledovaného prostoru.



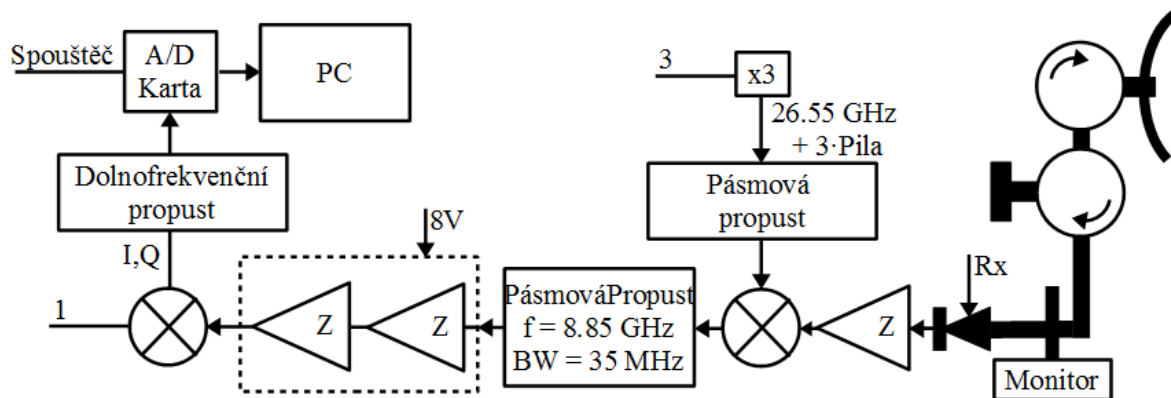
Obrázek 8-1 – Blokové schéma kmitočtové ústředny radaru PCDR35

Vysílací část radaru PCDR35 je na obrázku 8-2. Tato část je sestavena z blokovacích spínaných PIN diod, které slouží ke klíčování vysílače, násobičky signálu (x4), která slouží k převodu kmitočtu z mezifrekvenčního pásma (8,85 GHz) na vysílaný kmitočet 35,4 GHz, filtrů pro odstranění nežádoucích složek předzesilovače a výkonového zesilovače, výstup z výkonového zesilovače je přiveden na anténu pomocí cirkulátoru. Vysílaný výkon radaru je 4 W po dobu 66 μ s. Vysílání se opakuje s nastavitelnou periodou (nejčastěji 1 ms). Cirkulátor umístěný mezi pásmovou propust a první PIN diodu slouží k blokadě signálů odražených od PIN diody zpět do kmitočtové ústředny.



Obrázek 8-2 – Blokové schéma vysílací části radaru PCDR35

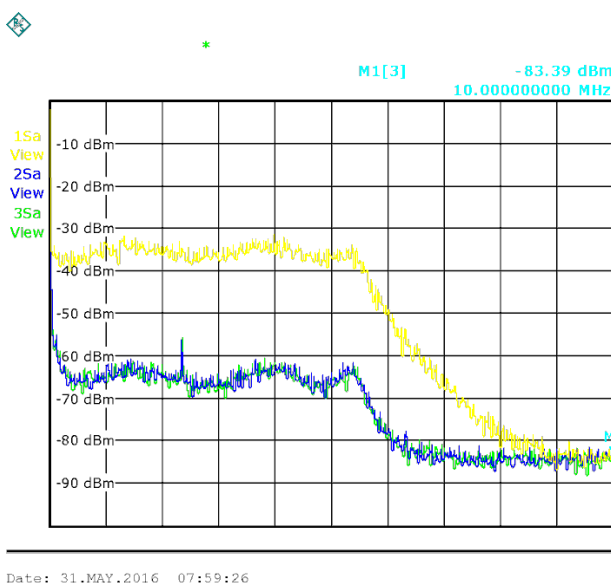
Přijímač radaru PCDR35 je na obrázku 8-3. Přijímač převádí přijatý signál do mezifrekvenčního pásma. Tento signál je pak filtrován, zesílen a převeden do základního pásma. Signál v základním pásmu je filtrován (dolnofrekvenční propust 5 MHz) a přiveden na AD převodník (16 bitů, 10 MSps – 10 miliónů vzorků za sekundu), kde se provede jeho digitalizace. Výstupní signál pro AD převodník je rozložen na IQ signály. Klíčování přijímače je realizováno pomocí spínané PIN diody, AD převodník je řízen „Spouštěčem“, který řídí kmitočtová ústředna. Pro záznam je použit průmyslový počítač National Instruments.



Obrázek 8-3 – Blokové schéma přijímače radaru PCDR35

8.2 Modifikace provedené v průběhu této práce

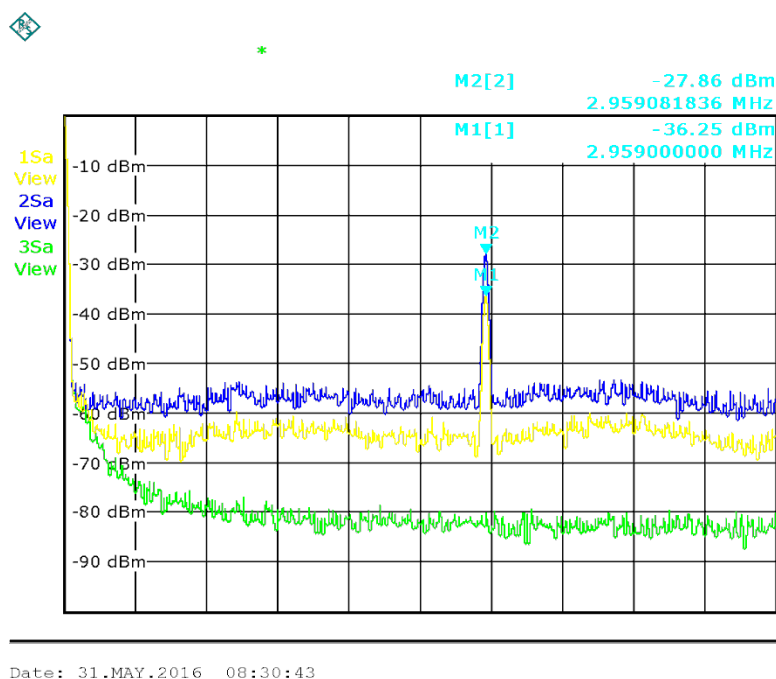
V průběhu dokončování radaru jsme museli provést velké množství modifikací, jejichž účelem bylo odstranit nedostatky původního konceptu. Jednou z prvních modifikací byla výměna napájecího zdroje, který generoval výrazný šum do celého zařízení a tím zhoršoval vlastnosti systému. Druhou důležitou modifikací bylo odstranění mechanických prepínačů v napájecí cestě k výstupnímu výkonovému zesilovači, které způsobovaly velký úbytek napětí, a pak zesilovač způsoboval velké zkreslení výstupního signálu. Třetí důležitou modifikací bylo zavedení výstupních filtrů typu dolní propust kvůli potlačení příjmu podvzorkovaných signálů, které byly mimo přijímané pásmo. Nejdůležitější modifikací bylo připojení vybíjecího obvodu k napájení výstupního zesilovače, který se vlivem velké kapacity zavíral velmi pomalu a v průběhu měření zvyšoval šumovou úroveň o 30 dB. Schéma vybíjecího obvodu je v Příloze 1 (obrázek 1) spolu s popisem funkce (obrázek 2).



Obrázek 8-4 – Vliv vybíjení kapacity napájení výstupního zesilovače na přijímaný šum

Otestování klíčovacího obvodu je ukázáno na obrázku 8-4. Pro tento experiment byl použit signál z generátoru. Na vstup jsem přivedl signál na úrovni -90dBm. Vysílací cesta je blokována pomocí PIN diod. Výstup z radaru byl připojen na spektrální analyzátor a nastaven na trvalý příjem. Vykreslovaný signál byl filtrován pomocí funkce průměrování, aby se potlačily nahodilé chyby. Na obrázku jsou vidět tři průběhy, žlutý průběh reprezentuje signál v případě odstavení vybíjecího obvodu při přivedeném napájení na výstupní zesilovač. Modrý průběh ukazuje případ odstavení vybíjecího obvodu a odpojení napájení výkonového zesilovače. Zelený signál pak reprezentuje přijímaný signál při aktivním vybíjecím obvodu a připojeném napájení na výkonový zesilovač. Z průběhů je patrné, že obvod odstraňuje vliv výkonového zesilovače na přijímací cestu. Odstup signál šum se zlepšil o 30 dB.

Výstup z radaru je rozložen na IQ složky, porovnání těchto dvou výstupů je ukázáno na obrázku 8-5. Z obrázku je patrné, že signály jsou proti sobě výkonově posunuty, odstup signálů je přibližně 8,5 dB. Vstupní signál pro tento experiment byl zvýšen o 30 dB na hodnotu -60 dBm.

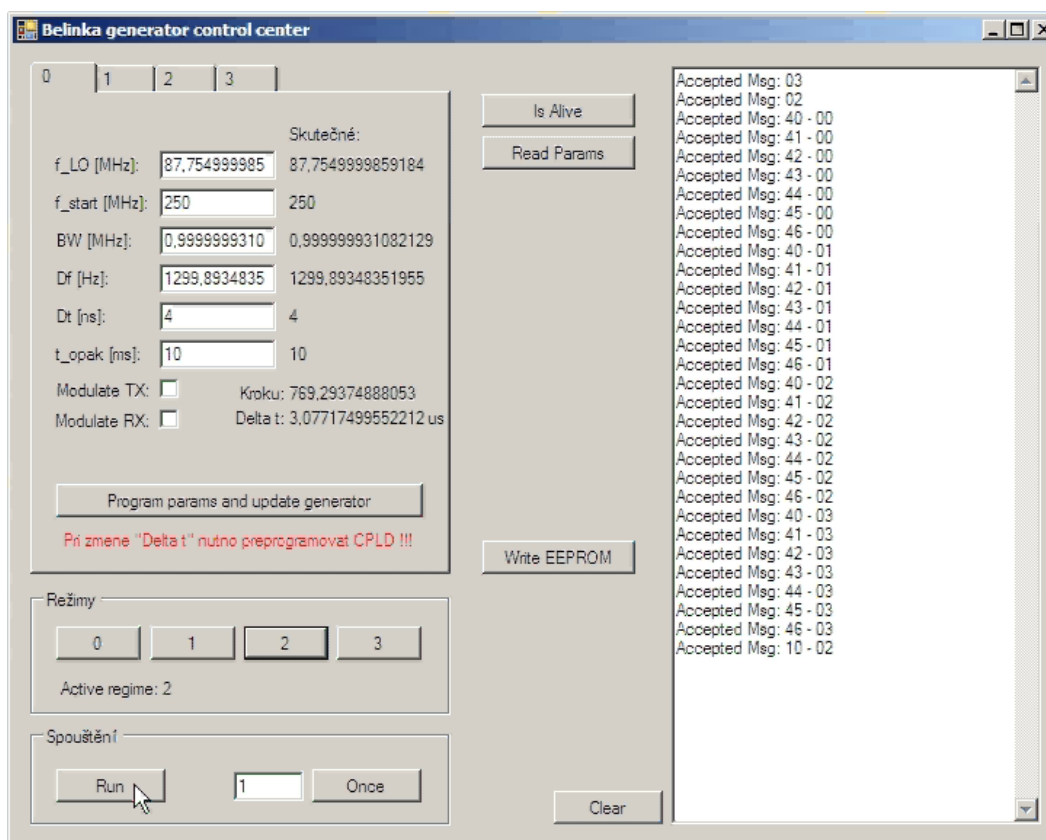


Obrázek 8-5 – Porovnání výstupních IQ složek radaru PCDR35

8.3 Popis řízení radaru PCDR35

Uživatelské rozhraní radaru PCDR35 se skládá ze tří částí. První částí je SW (Belinka generator control center – autoři Ing. Hájek a pan Zatočil), který slouží k řízení kmitočtové ústředny. Okno ovládací rozhraní je na obrázku 8-6. Po zapnutí radaru se kontroluje, zda je radar úspěšně spuštěn (Is Alive), ve druhém kroku se vyčtou parametry z radaru. Paměť řídicí

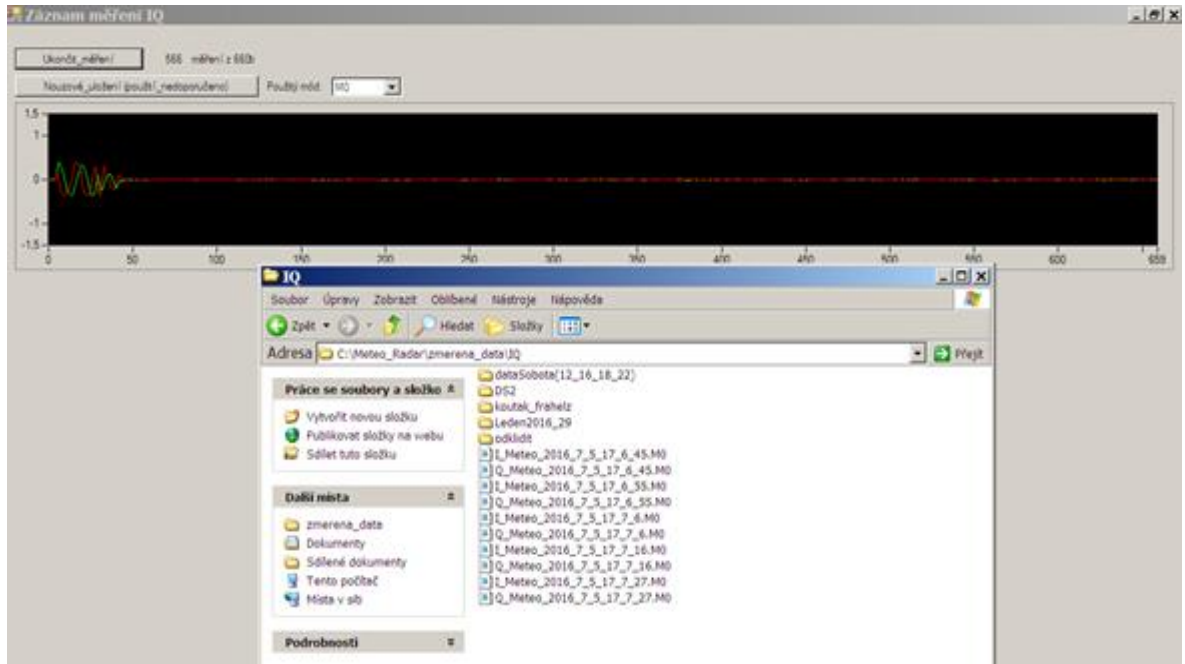
jednotky radaru umožňuje uložit nastavení pro 4 módy řízení spínání. Pokud je třeba tyto módy změnit, musí se přeprogramovat firmware, jehož tvůrcem je pan Frohberg, modifikaci firmware provedli pánové Ing. Hájek a Ing. Mandlík. V jednotlivých módech je pak možné bez nutnosti přeprogramování firmware provádět nastavení rychlosti frekvenčního zdvihu, časový krok, frekvenční rozsah a opakovací periodu. Při nastavení frekvenčního rozsahu je třeba vzít v potaz násobení signálu x4 ve vysílači. Při volbě 4 MHz je přijatý signál v rozsahu od 0 MHz do 16 MHz, lze pak tedy detekovat pouze cíle v první čtvrtině sledované oblasti. Radar je primárně nastaven na časování 66 μ s pro vysílání, 1 μ s pro bezpečnostní odpojení a 66 μ s pro příjem signálu. To předurčuje radar k minimálnímu dosahu cca 500 metrů (viz kapitola koncept radaru PCDR35) a k maximálnímu dosahu 10 km, který je pro meteorologická měření oblaků obvyklý.



Obrázek 8-6 – Řídicí SW radaru PCDR35

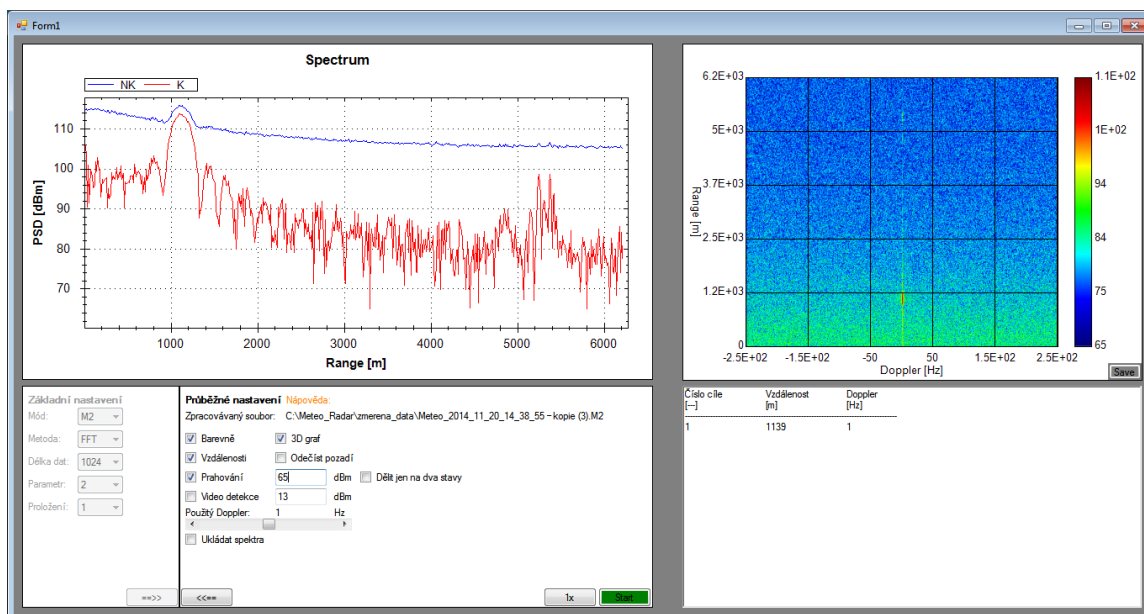
Druhou částí uživatelského rozhraní je SW pro záznam naměřených dat (Záznam měření IQ – autoři Ing. Hájek a Ing. Rejček), který slouží k ukládání dat viz obrázek 8-7. Data jsem rozdělil do dvou souborů podle výstupu na I a Q složky, první soubor je označen předponou „I“ a druhý soubor je označen předponou „Q,“ následuje označení Meteo a čas ve formátu rok_měsíc_den_hodina_minuta_sekunda. Koncovka je vybrána podle použitého módu záznamu (M0 – M3). Příklad jména souboru dat je „I_Meteo_2016_7_5_17_6_45.M0“. Do

jednoho souboru jsou uložena data ze 660ti měření. Jelikož počet hodnot z jednoho měření je 660 ($66 \mu\text{s} * 10 \text{ MHz}$), jsou data uložena do čtvercové matice. To umožňuje jednodušší následné zpracování a celkovou dobu jednoho měření lze tedy označit jako dobu potřebnou pro 660 dílčích měření. Tato matice je použita pro výpočet 2D spektra. Do budoucna je možné tyto soubory přeskupovat a vytvářet matici pro každé měření v kombinaci s 659ti předchozími, ale tento systém není v současné době reálně implementovat do radaru tak, aby byly výstupy podávány v přibližně reálném čase.



Obrázek 8-7 – Záznamový SW radaru PCDR35 a ukázka ukládání dat

Třetí částí uživatelského rozhraní je program pro vyhodnocování radarových signálů a pro interpretaci těchto výsledků uživateli. Ukázka tohoto programu je na obrázku 8-8 (autor Ing. Rejček). Tato varianta využívá pouze FFT algoritmus. Předchozí varianta umožňovala využití ještě AR modelu (naprogramovaného dle návodu v (Stoica a Moses, 1997)) a metody CAPON, ale ty nebylo možné využít pro výpočet 2D spektra. Rozhraní SW jsem rozdělil do čtyř částí, dvě části jsou grafy, jedna část je uživatelské nastavení a poslední část je výpis z měření. První graf je 2D a ukazuje signál po nekoherentní integraci (modře) a signál pro profil z 2D FFT, kde dopplerovský posuv pro vykreslení si volí uživatel (červeně). Druhý graf je 3D pro vykreslení 2D FFT. U tohoto grafu lze volit, zda bude barevný, nebo černobílý a nastavit prahovací úroveň a videodetekci pro zjednodušení interpretace signálu při vyhodnocení obsluhou. Výpis z měření je ve formátu pořadí cíle, vzdálenost cíle a dopplerovský posuv. Algoritmy pro vyhodnocování 2D spektra jsou popsány v kapitolách 10 a 11.



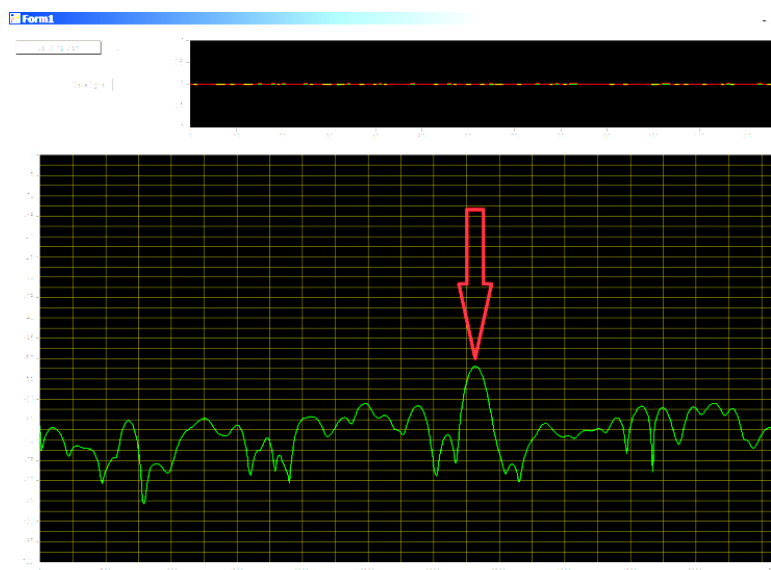
Obrázek 8-8 – Ukázka použití SW pro zpracování signálů z radaru PCDR35

8.4 Terénní kalibrační měření radarem PCDR35

Za účelem otestování vlastností radaru po provedených modifikacích jsme provedli testovací terénní měření. Instalace radaru je na obrázku 8-9, na obrázku je ve druhé části radiomaják, který byl použit pro zaměření radaru. V průběhu zaměřování byl v radaru odpojen vysílač a přijímač byl nastaven v klasickém módu přepínání. Radiomaják vysílal na frekvenci radaru (zajištěno generátorem do 20 GHz s násobičkou signálu x2 – červená šipka) pomocí trychtýřové antény (žlutá šipka) a byl napájen z baterie (modrá šipka). Radiomaják byl zaměřován pomocí SW pro výpočet jednotlivých spekter, to je ukázáno na obrázku 8-10, kde zaměřený signál z radiomajáku je označen červenou šipkou. Rozmístění jednotlivých stanovišť v terénu je na obrázku 8-11. Bod ve vzdálenosti 0 metrů je pozice radaru, červenou šipkou je označena pozice radiomajáku (ve vzdálenosti cca 570 metrů od radaru), který byl následně nahrazen koutovým odražečem. Zelená šipka označuje pozici lesa v pozadí za stanovištěm koutového odražeče ve vzdálenosti cca 780 metrů od radaru. Koutový odražeč byl použit trojhranný o délce hrany 0,16 metru, rovnice pro výpočet odrazné plochy tohoto odražeče je (8.1).



Obrázek 8-9 – Kalibrační měření radaru PCDR35 (radar + navigační radiomaják)



Obrázek 8-10 – Záznam signálu z radiomajáku po zaměření

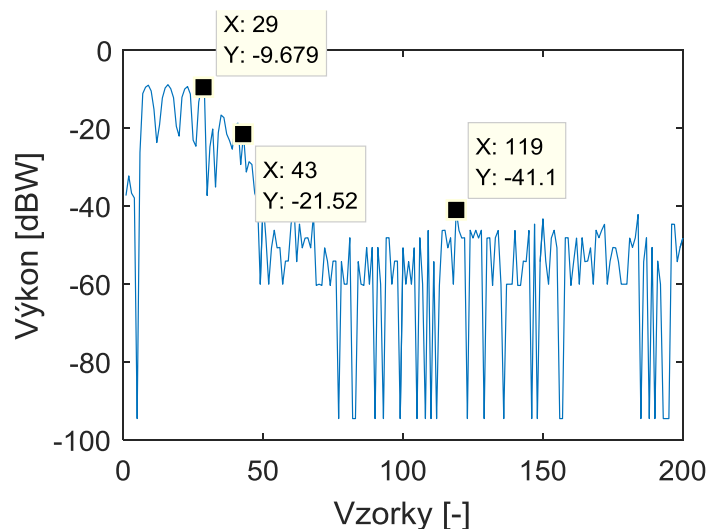


Obrázek 8-11 – Rozmístění stanovišť při kalibračním měření

$$S_{E \max} = \frac{4 \cdot \pi \cdot a^4}{3 \cdot \lambda^2}, \quad (8.1)$$

kde a je délka hrany a λ je vlnová délka dopadajícího signálu.

Ukázka signálu z měření v časové oblasti je na obrázku 8-12, kde jsou popiskami označeny konce užitečných signálů (vzorek X: 29 – koutový odražeč, vzorek X: 43 les) a výkon dominantní špičky šumu (vzorek X: 119). Při vzorkovací frekvenci 10 MHz lze dopočítat podle rovnice (8.2), že vzdálenost cíle je stanovena 585 metrů a vzdálenost lesa je 795 metrů. To odpovídá rozmístění pozic jednotlivých stanovišť a poloze lesa podle mapy. 2D FFT signálu bez koutového odražeče je na obrázku 8-13, to tvoří radarový clutter. Obrázek 8-14 znázorňuje 2D FFT signálu po přidání koutového odražeče. Tento cíl je mohutně rozprostřen ve spektru, to bylo způsobeno nedostatečnou fixací koutového odražeče, který se pohyboval v důsledku povětrnostních podmínek. Nejslabší detekovatelný cíl podle rovnice (8.3) ve vzdálenosti 580 metrů má tedy odraznou plochu 0,0199 m².



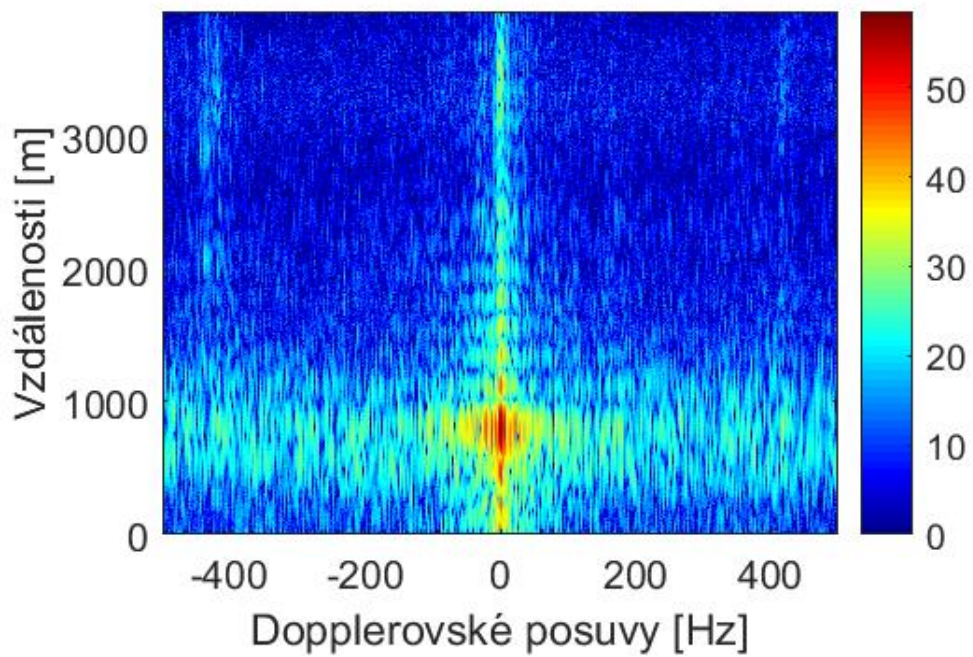
Obrázek 8-12 – Přijatý signál v časové oblasti s odrazy od dvou cílů (koutový odražeč + les)

$$R = \frac{c_0 \cdot s}{2 \cdot f_s} + \frac{c_0 \cdot t_{BZ}}{2}, \quad (8.2)$$

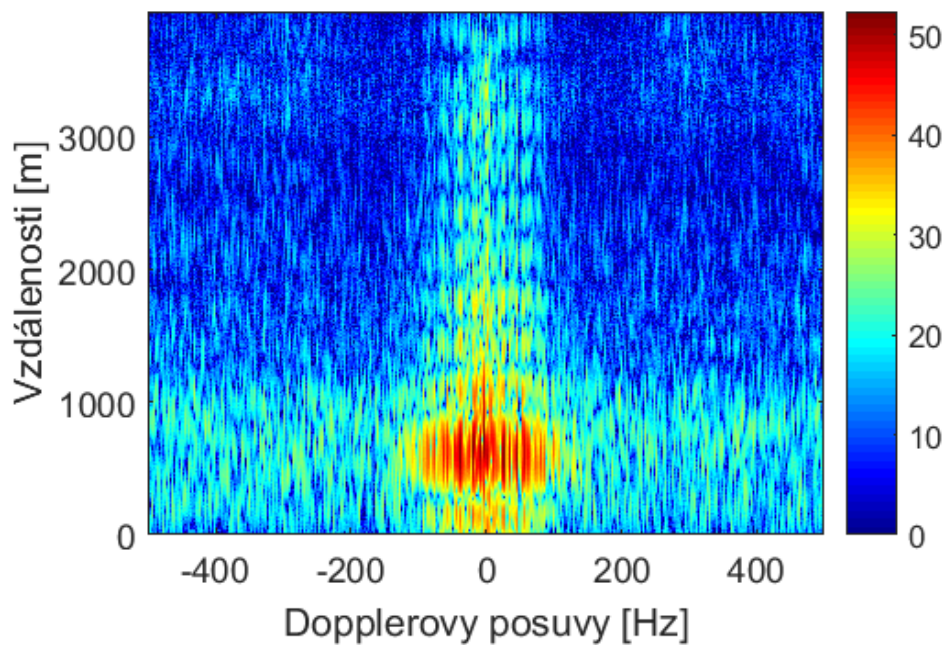
$$10 \cdot \log_{10} \sigma_{\min} = 10 \cdot \log_{10} \sigma - (SNR - SNR_{\min}), \quad (8.3)$$

kde c_0 je rychlost světla, f_s je hodnota vzorkovací frekvence, „ s “ reprezentuje pořadí vzorku a t_{BZ} je doba bezpečnostního odpojení, σ je odrazná plocha koutového odražeče (611 m²), SNR je změřený odstup signál šum pro koutový odražeč (změřeno 55 dB) a SNR_{\min} je minimální odstup signál šum 10 dB (zdůvodněno v kapitole 10).

² http://www.urel.feec.vutbr.cz/~sebestaj/RAR/literatura/Radiolokace_a_radionavigace_2004.pdf



Obrázek 8-13 – 2D FFT radarového signálu s odrazem od lesa v pozadí (clutter)



Obrázek 8-14 – 2D FFT radarového signálu obsahujícího odrazy od koutového odražeče a lesa.

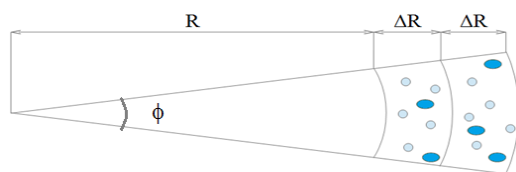
9 NÁVRH MODIFIKACE RADARU PCDR35 PRO MĚŘENÍ METEOROLOGICKÝCH CÍLŮ

Jelikož původním cílem bylo vytvořit radar pro měření meteorologických cílů, byly veškeré modifikace prováděny s cílem radar pro tyto cíle uzpůsobit. Aby bylo možné provádět příslušné analýzy, jakých výsledků je třeba dosáhnout, navrhl jsem simulátor cvičných signálů. Ten využívá pro výpočet signálů vlastnosti meteorologických cílů a pro zjednodušení jsem radar uvažoval jako vertikálně nasměrovaný. Po provedení modifikací bylo také nutné porovnat data z reálných měření s teorií požadovaných cílů.

9.1 Simulátor cvičných signálů z FMICW radaru

Pro důsledný popis přijímaného radarového signálu by bylo nejlépe realizovat výpočet jako součet odrazů od jednotlivých kapek. Jelikož by se však jednalo o neúměrně výpočetně náročný proces, dospěl jsem k názoru, že kapky budu sdružovat do shluků podle dvou kritérií (pro jednoduchost jsem upřednostnil dešťové kapky před oblačnými, jejichž pádové rychlosti jsou dány Gunn-Kinzerovým modelem). Prvním kritériem je diametr kapky a druhým kritériem je vzdálenost. V prvním kroku je vypočítán objem kulového vrchlíku pro vybraný rozsah vzdáleností (základní nastavení tloušťky stěny je 5 mm), počet kapek v objemu je určen Marshall –Palmerovou distribuční funkcí. Pro tento výpočet je použita rovnice (9.1), princip je rozkreslen na obrázku 9-1. Distribuce kapek pro jednotlivé objemy je prováděna generátorem pseudo-náhodných čísel na základě intenzity srážek, transformační křivka je provedena pomocí skutečných měření získaných z 2D video distrometru.³

$$V = \frac{2}{3} \pi \left(1 - \cos\left(\frac{\phi}{2}\right) \right) \cdot ((R + \Delta R)^3 - R^3) , \quad (9.1)$$



Obrázek 9-1 – Princip segmentace srážkové buňky pro výpočet simulovaného signálu

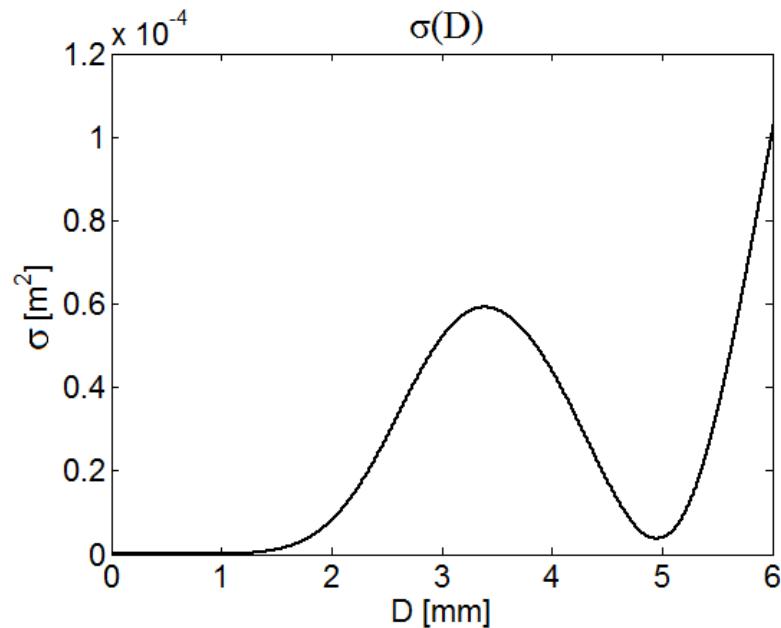
Zpětná odrazná plocha dešťových kapek v závislosti na požadované frekvenci je určena pomocí rovnic (9.2), (9.3) a (9.4). Při frekvenci 35,4 GHz již nelze jako ϵ_r uvažovat hodnotu 80 a je třeba použít vysokofrekvenční model (Fišer, 1993). Křivka závislosti odrazné plochy kapky v závislosti na diametru kapky je na obrázku 9-2. Z grafu je patrné, že se jedná o oblast Mie (přítomnost zákmitů), existují ještě další dvě oblasti, ale to není případ tohoto radaru.

³ http://147.228.94.30/images/PDF/Rocnik2013/Cislo3_2013/r7c2c3.pdf

$$\sigma = 4 \cdot \pi \cdot |\hat{f}|^2, \text{ (Fiser, 1993)} \quad (9.2)$$

$$\hat{f} = -j \cdot \frac{\lambda}{2 \cdot \pi} \cdot S_B^*, \text{ (Fiser, 1993)} \quad (9.3)$$

$$S_B^* = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} (2 \cdot n + 1) \cdot (a_n - b_n) \cdot (-1)^n, \text{ (Fiser, 1993)} \quad (9.4)$$



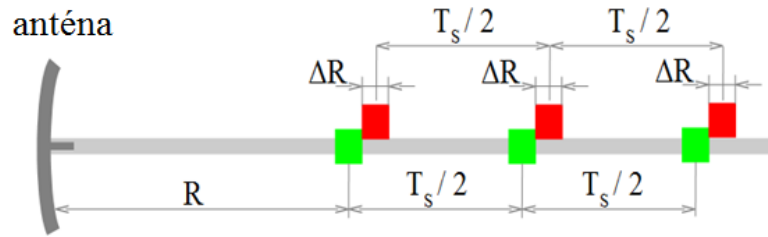
Obrázek 9-2 – Velikosti odrazné plochy kapky v závislosti na diametru kapky

Pro výpočet přijatého napětí je potřeba nejprve definovat výstupní signál. Napětí na výstupu radiolokátoru je popsáno rovnicí (9.5), kde fázový modulační posuv je definován rovnicí (9.6). Přenos signálu volným prostorem je definován podle (Pankrac, 2005) pomocí rovnice (9.7). Signály od jednotlivých vzdáleností jsou shlukovány podle vzorkovací frekvence radaru pro příslušné vzdálenosti, jelikož se nejedná o spojitý systém. Princip shlukování je na obrázku 9-3.

$$V_{\text{vys}}(t) = A(t) \cdot \exp[j \cdot \omega_0 \cdot t + j \cdot \Phi_{\text{MOD}} \cdot t^2], \quad (9.5)$$

$$\Phi_{\text{MOD}} = 2 \cdot \pi \cdot \left(0,5 \cdot \frac{\Delta F}{T_{\text{MOD}}} \right), \quad (9.6)$$

$$P_{\text{pří}} = P_{\text{vys}} \cdot G^2 \cdot \left(\frac{\lambda^2}{(4 \cdot \pi)^3 \cdot R^4} \right) \cdot \sigma \cdot \frac{1}{L}, \text{ (Pankrac, 2005)} \quad (9.7)$$



Obrázek 9-3 – Princip časování pro přičtení odrazu do výsledného signálu v závislosti na vzorkovací frekvenci

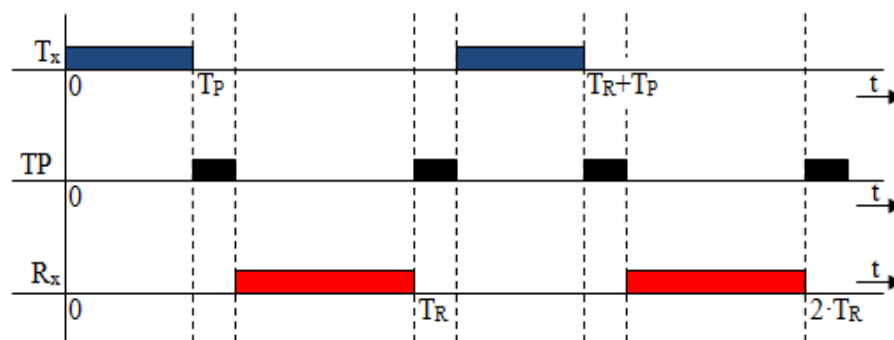
Fáze přijatého signálu ($\varphi_{přij}$) je počítána pomocí rovnice (9.8). Tato fáze je závislá na čase od začátku měření, vzdálenosti sledovaného cíle a diametru kapky. Funkce závislosti na čase a vzdálenosti je definována vztahem (9.9). Závislost přijaté frekvence na diametru kapky je definována podle rovnice (9.10), kde člen ω_0 reprezentuje použitý kmitočet a zlomek reprezentuje dopplerovskou deformaci frekvence.

$$\varphi_{přij}(t, R, D) = \omega \cdot \tau + \Phi_{MOD} \cdot \tau^2 + \pi, \quad (9.8)$$

$$\tau = t - \frac{2 \cdot R}{c}, \quad (9.9)$$

$$\omega = \omega_0 + \frac{2 \cdot v(D + \Delta D) \cdot \omega_0}{c - v(D + \Delta D)}, \quad (9.10)$$

Jelikož se jedná o kombinaci pulsního a FMCW radaru, je nutné do výpočtu přijatého signálu implementovat přepínání vysílače a přijímače. Klíčování je popsáno pomocí rovnice (9.11), kde K nabývá hodnot 1 (signál je dostupný) a 0 (signál není dostupný) v závislosti na klíčování systému. Princip klíčování je ukázán na obrázku 9-4. Modré oblasti jsou pro vysílání a určují, zda bude v přijímači odraz dostupný, černé oblasti jsou pro odpojení vysílače i přijímače a signál není dostupný, ani se v tomto okamžiku nepočítá, červené oblasti jsou pro povolení počítání signálu z dostupných odrazů.



Obrázek 9-4 – Princip časování radaru implementovaný do simulátoru

$$K(t, R) = K_{přři}(t) \cdot K_{vys.} \left(t - \frac{2 \cdot R}{c} \right), \quad (9.11)$$

Demodulace signálu v přijímači je prováděna v několika krocích, Přijaté napětí je dáno rovnicí (9.12), kde amplitudu lze spočítat podle rovnice (9.13). Napěťová amplituda je po amplitudové demodulaci vyjádřeno pomocí rovnice (9.14), rovnice je funkcí vyslaného a přijatého napětí. Stejná rovnice je (9.15), ve které je spínaná amplituda popsána rovnicí (9.16). V rovnici (9.16) je napětí bez spínání definováno rovnicí (9.17), kde A je zisk zesilovače. Fáze z rovnice (9.15) je reprezentována rovnicí (9.18).

$$V_{rec}(t, R, D) = K(t, R) \cdot V_{MAX_{rec}} \cdot e^{j\varphi_{přři}(t, R, D)}, \quad (9.12)$$

$$V_{MAX_{rec}} = \sqrt{P_{přři}(R, D) \cdot Z}, \quad (9.13)$$

$$V_{Dem}(t, R, D) = \text{Re}\{V_{tran} \cdot V_{rec}^*\}, \quad (9.14)$$

$$V_{Dem}(t, R, D) = Amp \cdot \cos[\varphi_{Dem}(t, R, D)], \quad (9.15)$$

$$Amp = K(t, R) \cdot V_{Dem_{MAX}}(R, D), \quad (9.16)$$

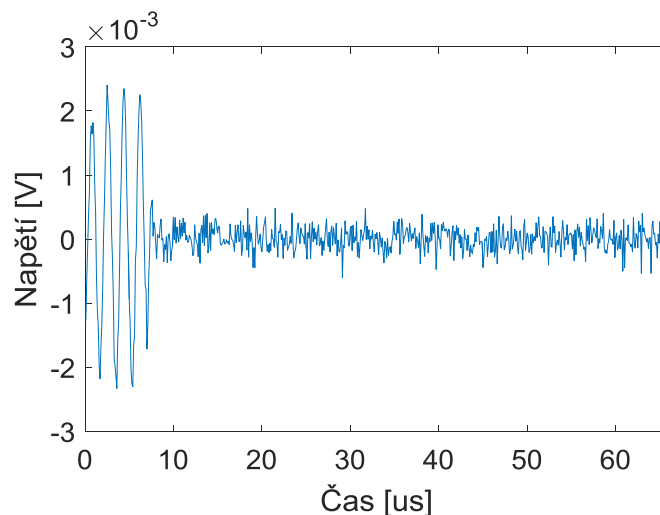
$$V_{Dem_{MAX}}(R, D) = \sqrt{P_{přři}(R, D) \cdot Z^2 \cdot P_{vys}} \cdot A, \quad (9.17)$$

$$\varphi_{Dem}(t, R, D) = j(\varphi_{přři}(t, R, D) - \omega_0 \cdot t - \Phi_{MOD} \cdot t^2), \quad (9.18)$$

$$V_{DemCel}(t) = \sum_R \sum_D V_{Dem}(t, R, D), \quad (9.19)$$

Výsledný signál je počítán podle rovnice (9.19) jako součet odrazů od všech intervalů vzdáleností pro všechny intervaly diametrů dešťových kapek. Ukázka signálu generovaného pomocí navrženého simulátoru je na obrázku 9-5, vygenerovaný signál obsahuje cíl ve vzdálenosti 1 km o mohutnosti 150 metrů při intenzitě srážek 0,2 mm/h.

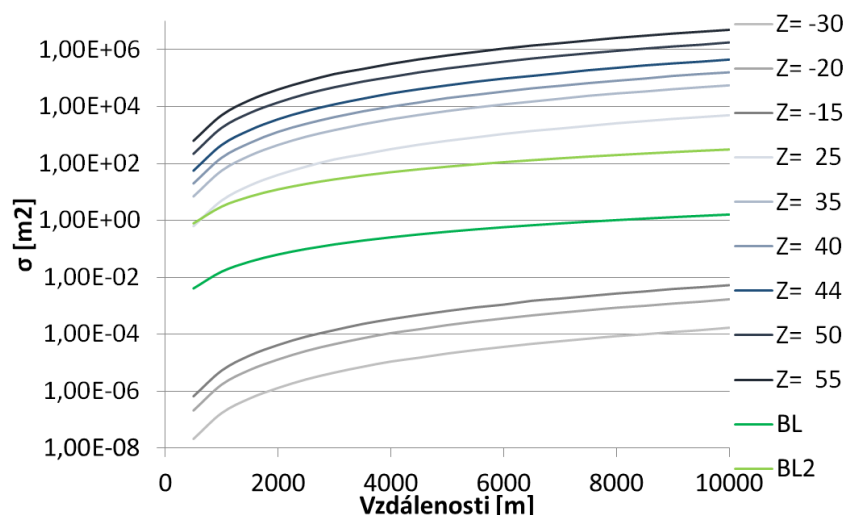
Vygenerovaný signál pak lze také v simulaci dle potřeby zatížit šumem, nejjednodušším šumem je teplotní šum systému, který se k signálu přidá jako aditivní Gaussovský šum. Případně lze dle potřeby definovat jiné typy šumů.



Obrázek 9-5 – Ukázka signálu generovaného simulátorem (cíl srážková oblast o mohutnosti 150 metrů ve vzdálenosti 1000 metrů a intenzitě srážek 0,2 mm/h)

9.2 Porovnání teorie a měřených dat

Porovnání teorie popsané v kapitole 3.6 s daty získanými z kalibračních měření je provedeno na obrázku 9-6. Data získaná z měření, která byla provedena v roce 2016 ve Frahelži jsou převedena na křivky (σ) v závislosti na vzdálenosti pomocí znalostí získaných v kapitolách 7 a 8. Křivky pro meteorologické cíle jsou vytvořeny z rozboru provedeného v kapitole 3. Modré křivky jsou pro různé intenzity srážkových oblastí (vyjádřené Z), šedé křivky odpovídají oblakům (vyjádřené Z) a zelené křivky vymezují hranice detekovatelnosti. Světle zelená pro nekoherentní integraci a tmavě zelená pro využití 2D FFT. Z grafu je patrné, že radar po provedených modifikacích může být využíván pro detekci srážkových buněk.



Obrázek 9-6 – Zobrazení minimální detekovatelné odrazné plochy bodového cíle v závislosti na vzdálenosti cíle, parametrem křivek je faktor radarové odrazivosti.

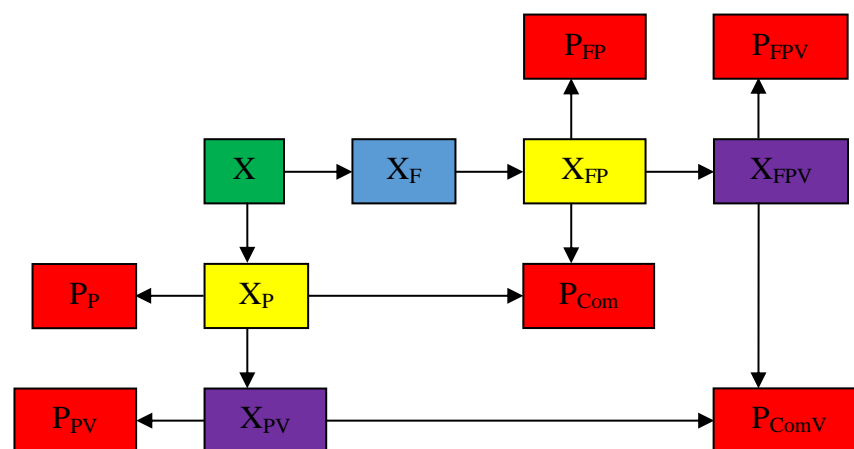
10 AUTOMATICKÁ DETEKCE CÍLŮ A POPIS PARAMETRŮ

Automatická detekce cílů slouží ke zpřehlednění změřených dat pro obsluhu. Ve výstupu jsou cíle zřetelně označeny, aby se zajistilo jejich zaevidování. Automatické systémy pracují přímo s čísly, jejich přesnost je tedy vyšší než při odečítání obsluhou z nezpracovaného výstupu. Automatické zpracování se provádí rychleji, než by to zvládala obsluha. Výstupy jsou následně ještě kontrolovány obsluhou jako doplňková kontrola. V této části práce jsou popsány dva algoritmy pro automatickou detekci cílů a výsledky z testování těchto algoritmů.

10.1 Analýza signálů s maximálně jedním cílem

Tento algoritmus byl navržen tak, aby rozhodoval, jestli je v signálu přítomno echo cíle, nebo nikoliv, pokud je echo přítomno, algoritmus neřeší počet cílů, ale pouze vlastnosti nejsilnějšího echa. Tento algoritmus využívá několika modifikací, které jsou v této podkapitole popsány, otestovány a porovnány. Pro testování byly použity signály generované modifikovanou variantou simulátoru popsaného v (Mandlík, Brázda, 2015).

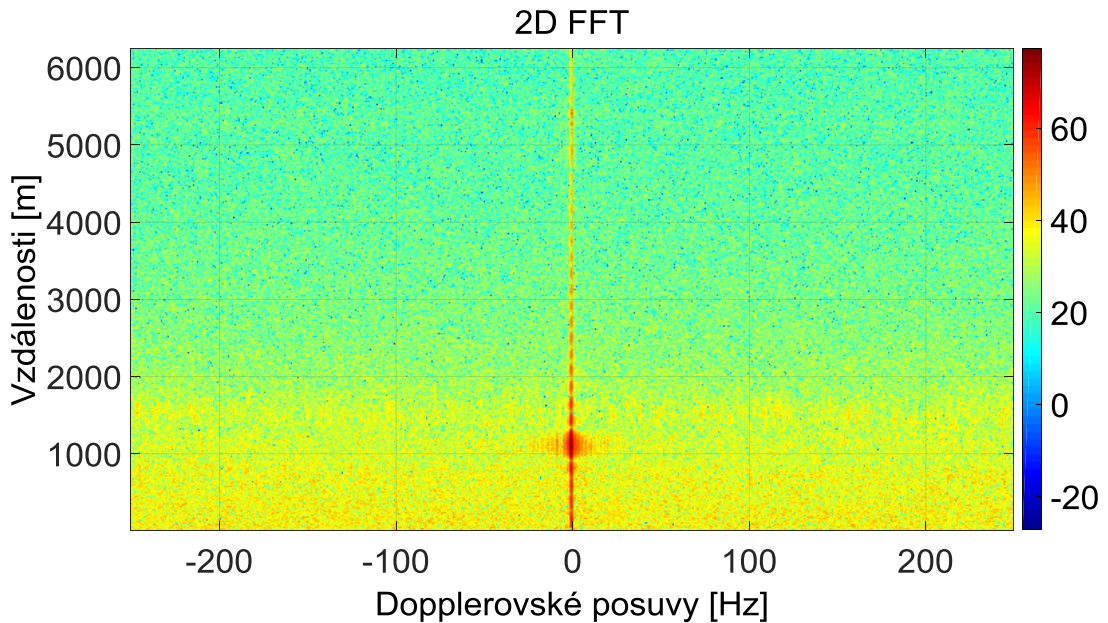
Modifikace algoritmu pro detekci cíle a jeho testovací výstupy jsou zobrazeny na obrázku 10-1. Jednotlivé kroky jsou odlišeny barvou. Základním krokem je 2D FFT, tento krok je znázorněn zeleně. Prvním volitelným krokem je filtrace 2D FFT, ta je znázorněna modrým blokem. Druhým povinným blokem je prahování, to je označeno žlutými bloky. Druhým volitelným krokem je videodetekce, která je naznačena fialovými bloky. Poslední povinný krok, značený červenými bloky, je diagnostický výstup, který je vyhodnocován a porovnáván s parametry signálu vstupujícího do algoritmu. Červené bloky v pravé dolní části využívají vzájemné maskování dvou cest. Pouze pokud jsou oba nálezy pozitivní, je bod skutečně označen jako cíl. Tento algoritmus byl prezentován v (Rejfeck a kol., 2016a).



Obrázek 10-1 – Algoritmus testu navržené metody

10.1.1 Využití 2D FFT v algoritmu pro automatickou detekci

Prvním krokem algoritmu, který je nutný pro všechny modifikace, je výpočet 2D FFT. Ukázka zpracování signálu s echem od průmyslového komína v blízkosti TU Delft pomocí 2D FFT je na obrázku 10-1, výkyvy cíle v doppleru jsou způsobeny větrnými poryvy. Tato měření jsme realizovali v rámci stáže v TU Delft, Holandsko. V algoritmu z obrázku 10-1 je tento krok znázorněn zeleným boxem a označen písmenem „X“. Princip výpočtu 2D FFT je popsán v kapitole 6.1.



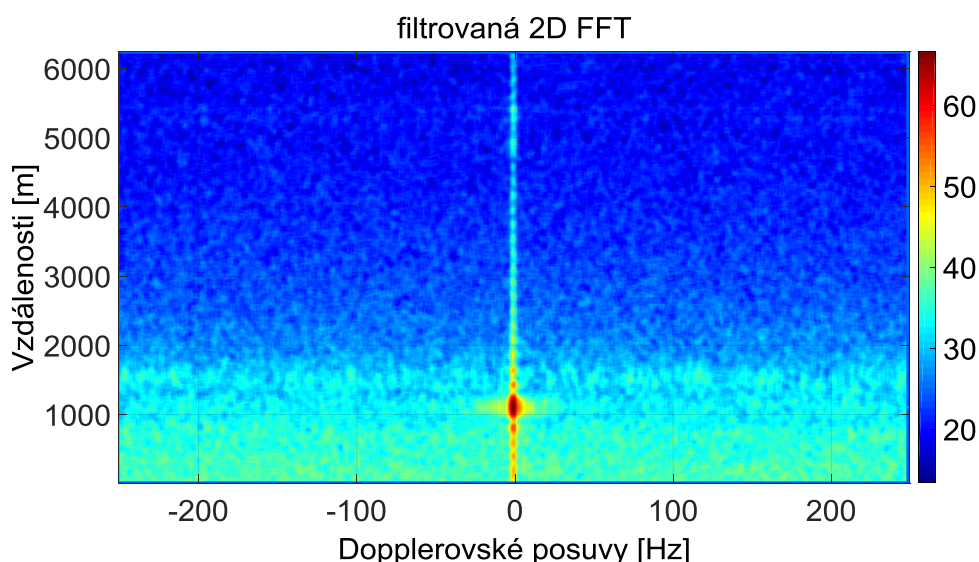
Obrázek 10-2 – Zpracování signálu z radaru PCDR35 pomocí 2D FFT, sledovaný cíl je tovární komín

10.1.2 Filtrace 2D FFT

Filtrace 2D FFT je použita za účelem potlačení šumových hodnot, tento krok je v algoritmu volitelný. Nejjednodušší realizací filtru je klouzavý průměr 2D spektra. Pro případ filtrace 2D FFT signálů je potřeba využití 2D matice. Rovnice pro filtraci váženým klouzavým průměrem (každému prvku matice může být přiřazena jiná významnost použitím příslušné váhy) je (10.1). Vyfiltrované 2D FFT echa komínu z obrázku 10-2 je na obrázku 10-3. Pro tuto filtraci byla použita matice 4x4, která je složená pouze z jedniček (všechny buňky mají stejnou váhu).

$$P_{x,y} = \frac{1}{A} \cdot \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} \sum_{j=-\frac{M}{2}}^{\frac{M}{2}} P_{x+i,y+j} \cdot a_{i,j} \quad (10.1)$$

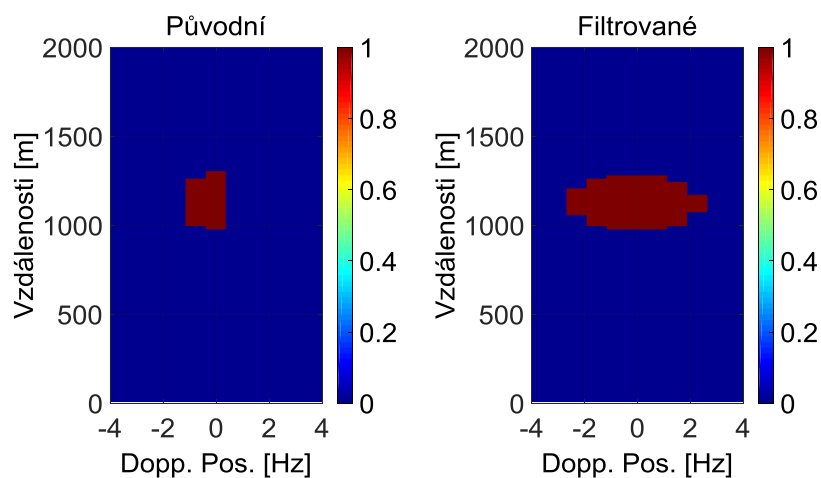
kde N je vertikální vektor a M je horizontální vektor, $P_{x+i,y+j}$ je výkon filtrované předlohy, $a_{i,j}$ je zesílení elementu a A je počet elementů.



Obrázek 10-3 – Filtrace 2D spektrální analýzy radarového signálu dle obrázku 9-1

10.1.3 Prahování 2D FFT

Druhý povinný krok v algoritmu je prahování, které může být prováděno jak na originálním 2D FFT signálu, tak na filtrované variantě tohoto 2D signálu. Při prahování je každý prvek porovnán s prahovou hodnotou a na základě porovnání je prvek nahrazen hodnotou jedna nebo nula, tato podmínka je definována rovnicí (10.2). Ukázka prahovaného 2D FFT je na obrázku 10-4, levá část je pro nefiltrovanou variantu a pravá část je pro variantu filtrovanou. Z obrázku je patrné, že zůstal pouze jeden statický cíl (komín), jehož vzdálenost dle map odpovídá vzdálenosti mezi umístěním radaru a tohoto komínu. Prahová hodnota byla zvolena 10 % z maximálního výkonu, který se vyskytuje v 2D FFT. Pro popis dalších metod je tato hodnota ještě snížena, aby bylo možné demonstrovat přínos těchto metod u slabých cílů.



Obrázek 10-4 – Výsledek prahování 2D spektra nefiltrovaného a filtrovaného (v tomto konkrétním případě je cíl s velkou odraznou plochou a filtrace nemá na výsledek velký vliv)

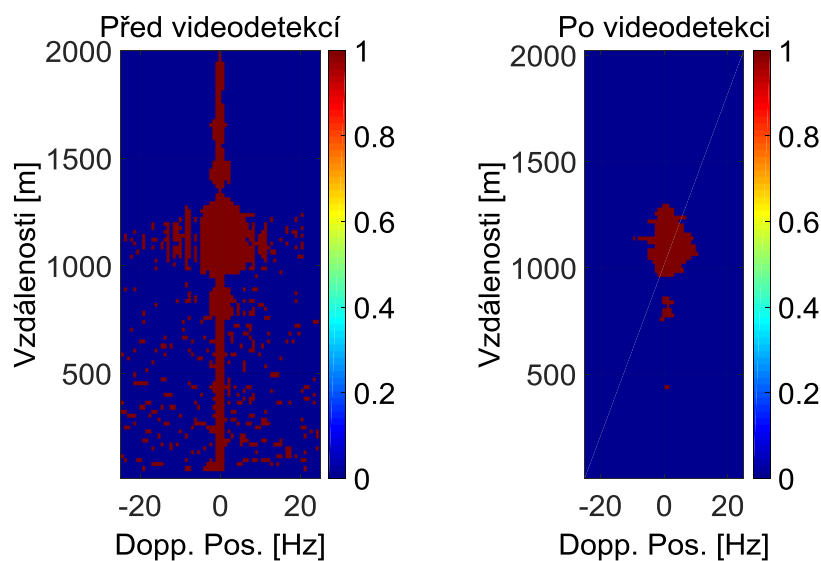
$$P_{x,y} \geq P_{\min} , \quad (10.2)$$

kde $P_{x,y}$ je výkon testovaného bodu a P_{\min} je prahová hodnota.

10.1.4 Videodetekce prahované 2D FFT

Videodetekce je druhý volitelný krok algoritmu. Následuje vždy po prahování a slouží k odstranění falešných cílů, které zabírají pouze malou plochu (typicky způsobené šumem). Algoritmus je založen v základní formě na využití matice, kdy se sleduje pozitivní počet nálezů ve vymezené oblasti (matice, nebo vertikální vektor, nebo horizontální vektor) a pokud je tento počet v okolí nedostatečný, je kontrovaná buňka vyhodnocena jako oblast bez cíle, v opačném případě je buňka nastavena jako oblast s cílem. Výpočet probíhá tak, že se vygeneruje nový objekt, který se nastavuje v závislosti na předloze, která se v průběhu výpočtu nemodifikuje, v jiném případě by pak docházelo ke znehodnocení dat (v průběhu výpočtu by se buňka s cílem od kraje vymazávala a cíl by nebyl detekován).

Příklad aplikace videodetekce je na obrázku 10-5. V levé části je ukázka vyhodnoceného signálu s cílem po prahování a velkým množstvím šumu (zvolená prahová hodnota zasahuje do úrovně šumu, v tomto případě byla tato hodnota zvolena úmyslně z důvodu demonstrace). V pravé části je ukázka tohoto zpracování po aplikaci videodetekce. Zbylé dva malé cíle jsou způsobeny postranními laloky, které náležejí ke skutečnému cíli. Pro tuto videodetekci byl použit horizontální vektor o deseti prvcích. Potvrzení cíle bylo provedeno v případě alespoň osmi pozitivních nálezů ve vektoru.



Obrázek 10-5 – Prahované 2D spektrum před video-detekcí a po video-detekci

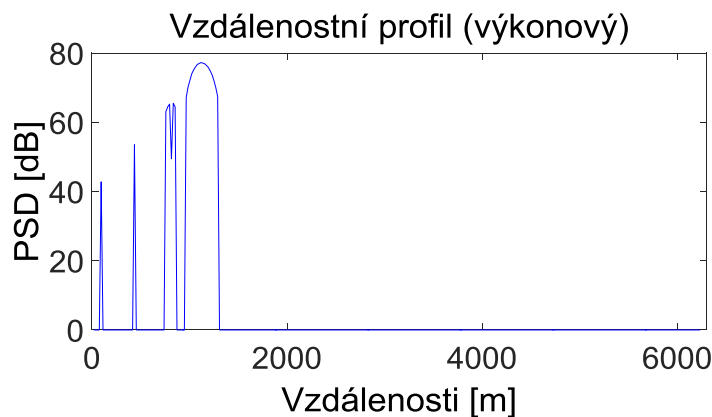
10.1.5 Tvorba profilu vzdáleností

Z předpřipravených dat, ať už s použitím volitelných bloků, nebo bez nich, je třeba cíle separovat. Možností jak tuto operaci provést je mnoho, například za využití algoritmů z oblasti zpracování obrazu pro detekci ploch (Beran a kol., 2016), v tomto případě byla využita metoda vytvoření vzdálenostního profilu. Testovány jsou dva typy profilů, první je založen na výkonech a druhý je založen na počtu pozitivních detekcí.

Výpočet výkonového profilu probíhá tak, že se v prvním kroku vytvoří profil maximálních výkonů v závislosti na vzdálenosti, ve druhé fázi se vytvoří profil z logického součtu (or) všech dopplerovských složek v jednotlivých vzdálenostech. Tímto profilem se pak maskuje původní výkonový profil a tím vznikne profil cílů s přidělenými výkony, tento nový výkonový profil je ukázán na obrázku 10-6. Matematický zápis pro výpočet profilu je následující

$$P(r) = \max_{i=\langle-\frac{D}{2};\frac{D}{2}\rangle} \{P_i(r)\} \cdot \text{or}_{i=\langle-\frac{D}{2};\frac{D}{2}\rangle} \{P_{ti}(r)\}, \quad (10.3)$$

kde P_i jsou výkony pro jednotlivé dopplerovy posuvy, r je vzdálenost oblasti od radaru, D je maximální měřitelný dopplerovský posuv a P_{ti} je binarizace výkonů.

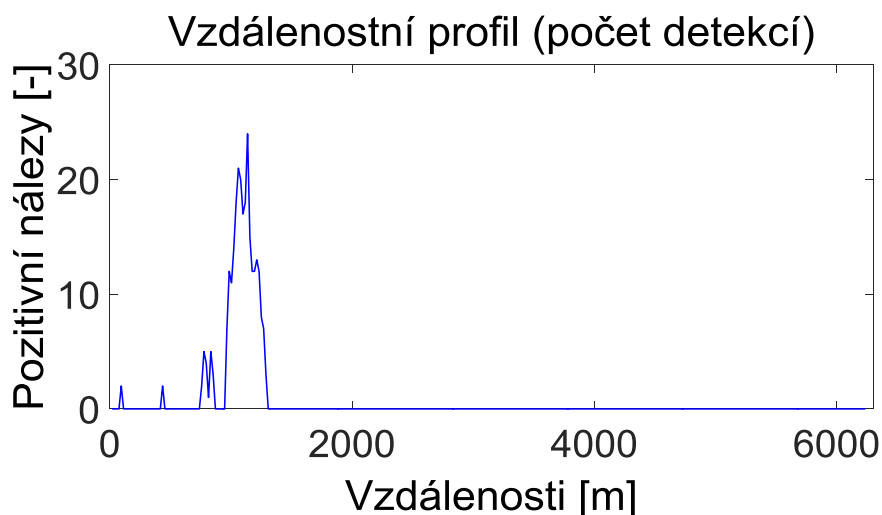


Obrázek 10-6 – Vzdálenostní výkonový profil maskovaný prahovaným vzdálenostním profilem

Výpočet profilu založeného na počtu pozitivních detekcí probíhá tak, že se vypočítají sumy všech pozitivních nálezů přes dopplerovy posuvy (rychlosti) pro dané vzdálenosti. Výsledný profil je ukázán na obrázku 10-7. Matematický zápis pro výpočet profilu je

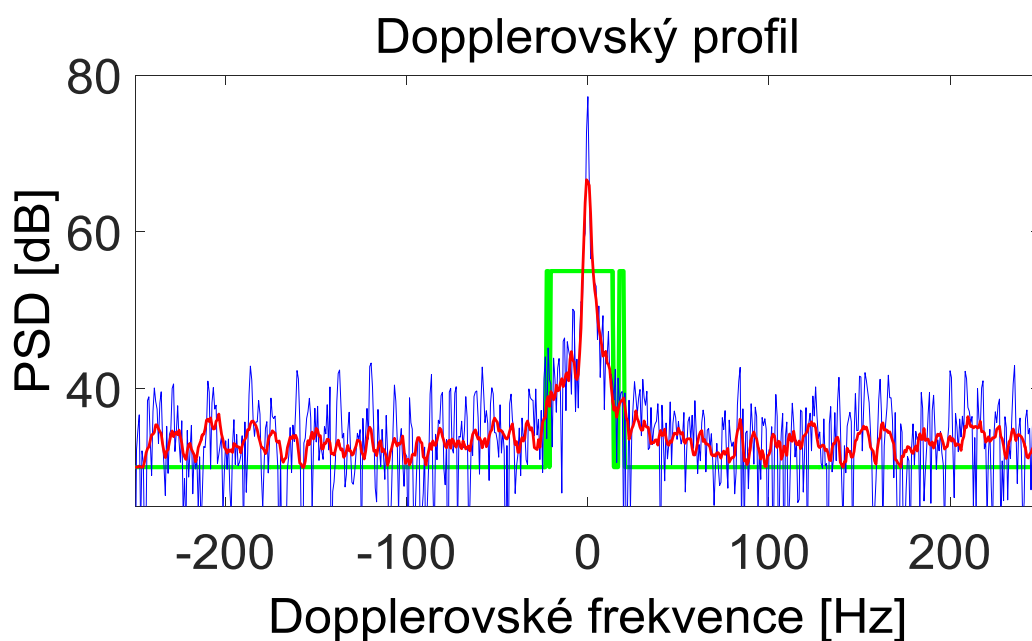
$$PN(r) = \sum_{i=-\frac{D}{2}}^{\frac{D}{2}} PN_i(r), \quad (10.4)$$

kde PN_i jsou pozitivní nálezy



Obrázek 10-7 - Vzdálenostní profil založený na pozitivních detekcích

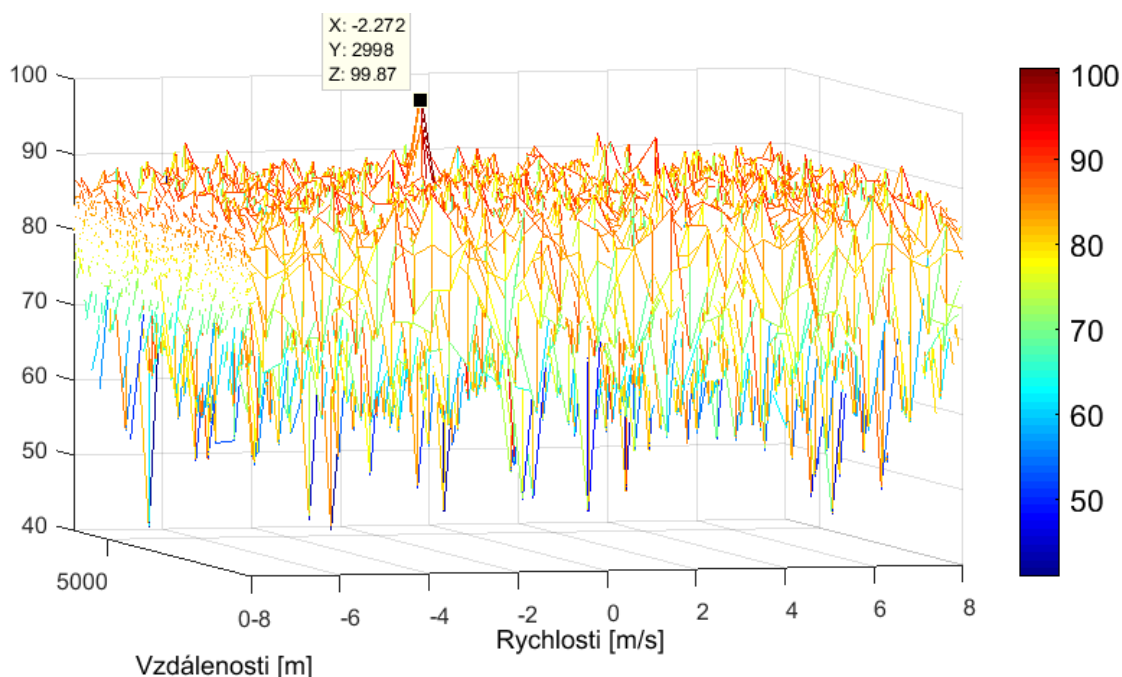
Vytvořené profily jsou v dalším kroku použity k vyhodnocení, zda se v signálu nachází cíl. V případě výskytu cíle je z profilu také odhadnuta jeho poloha. Algoritmus pro odhad polohy cíle je nalezení pozice maxima v profilu. Na obrázku 10-8 je ukázán profil dopplerovských posuvů v nalezené vzdálenosti cíle. Tento cíl byl nalezen ve vzdálenosti 1137 metrů (počet pozitivních nálezů v této vzdálenosti je 24, maximální výkon v této vzdálenosti je 77,23 dB). Modrý průběh zachycuje původní zašuměný profil, červený průběh reprezentuje profil po filtraci klouzavým průměrem pátého řádu (modifikovaná varianta rovnice (10.1)). Zelený průběh zachycuje polohu cíle v rozsahu dopplerovských posuvů. Jelikož se jednalo o statický cíl, je rozložení dopplerovských posuvů cíle v okolí 0 Hz.



Obrázek 10-8 – Profil dopplerů pro vzdálenost detekovaného cíle

10.1.6 Testování metody automatické detekce cíle

Pro testování této metody jsem se rozhodl použít simulované signály, pro jejich generování byla využita modifikovaná varianta simulátoru popsaného v (Mandlík, Brázda, 2015), který proti simulátoru popsanému v kapitole 9.1 umožňuje výběr dopplerova posuvu. Nevýhodou je, že je navržen pouze pro bodové cíle. Ukázka vygenerovaného signálu s odstupem signál šum cca 3 dB je na obrázku 10-9. Pro testování algoritmů byly zvoleny tři typy signálů. První je signál s cílem, jehož odstup signál šum je velmi nízký, cca 3 dB, druhý je signál bez cíle (pouze šum) a třetí signál s cílem, který má vysokou odrazivost.



Obrázek 10-9 – Ukázka zpracovávaného 2D spektra

Tabulka 10-1 – Vyhodnocení algoritmu při použití výkonového profilu

Výkonový profil	SNR = 3 dB		Šum	Velmi silný cíl	
	Vzdálenost	Rychlost		Vzdálenost	Rychlost
P_P	0 %	0 %	0 %	0 %	0 %
P_{PV}	71 %	70 %	77 %	6 %	6 %
P_{Com}	73 %	72 %	67 %	47 %	47 %
P_{FP}	0 %	0 %	0 %	37 %	37 %
P_{FPV}	1 %	1 %	13 %	74 %	74 %
P_{ComV}	92 %	91 %	100 %	74 %	74 %

Tabulka 10-2 – Vyhodnocení algoritmu při použití profilu založeného na pozitivních detekcích

Profil (počet detekcí)	SNR = 3 dB		Šum	Velmi silný cíl	
	Vzdálenost	Rychlost		Vzdálenost	Rychlost
P_P	0 %	0 %	0 %	0 %	0 %
P_{PV}	71 %	66 %	78 %	6 %	6 %
P_{Com}	74 %	67 %	71 %	47 %	47 %
P_{FP}	0 %	0 %	0 %	37 %	37 %
P_{FPV}	1 %	1 %	20 %	74 %	74 %
P_{ComV}	92 %	89 %	100 %	74 %	74 %

P_P – použito pouze prahování

P_{PV} – použity prahování a videodetekce

P_{FP} – použity filtrace a prahování

P_{FPV} – použity prahování, filtrace a videodetekce

P_{Com} – použita konvoluce filtrované a nefiltrované varianty po prahováních

P_{ComV} – použita konvoluce filtrované a nefiltrované varianty po prahováních a videodetekci

Výsledky z provedeného experimentu jsou uloženy v tabulkách 10-1 a 10-2. První tabulka je pro použití výkonového profilu a druhá tabulka je pro použití profilu založeného na počtu pozitivních detekcí. Z porovnání obou tabulek lze konstatovat, že použitý typ profilu má na výsledek jen minimální vliv a v případě použití kompletního algoritmu nebyl ve výsledcích rozdíl v průběhu experimentu detekován. Některé cesty algoritmu se ukázaly být absolutně nepoužitelné (využití pouze prahování). Nejlepších výsledků v souladu s očekáváním dosahuje použití kompletního algoritmu. Z tabulek je také patrné, že pro případ silných cílů je klíčové použití větve po filtraci s využitím videodetekce, zatím co pro případ slabých signálů a šumu je pro správné vyhodnocení klíčová implementace větve, která nevyužívá filtraci, ale videodetekce je opět nutnou částí algoritmu.

Pro detekci dopplerovských posuvů byl použit dopplerovský profil filtrovaný klouzavým průměrem pátého řádu, pokud byla překročena prahová hodnota, byl dopplerovský posuv přiřazen k sledovanému cíli.

Validace algoritmu byla provedena pomocí rutiny, kdy byl signál automaticky pomocí algoritmu popsán, jestli obsahuje cíl a případně jeho vzdálenost a dopplerovský posuv. Tyto parametry byly porovnány se zadáním pro generátor cvičných signálů a v případě, že byl vstupní parametr v získaném intervalu, byla úspěšnost algoritmu inkrementována.

10.2 Analýza signálu s neznámým počtem cílů

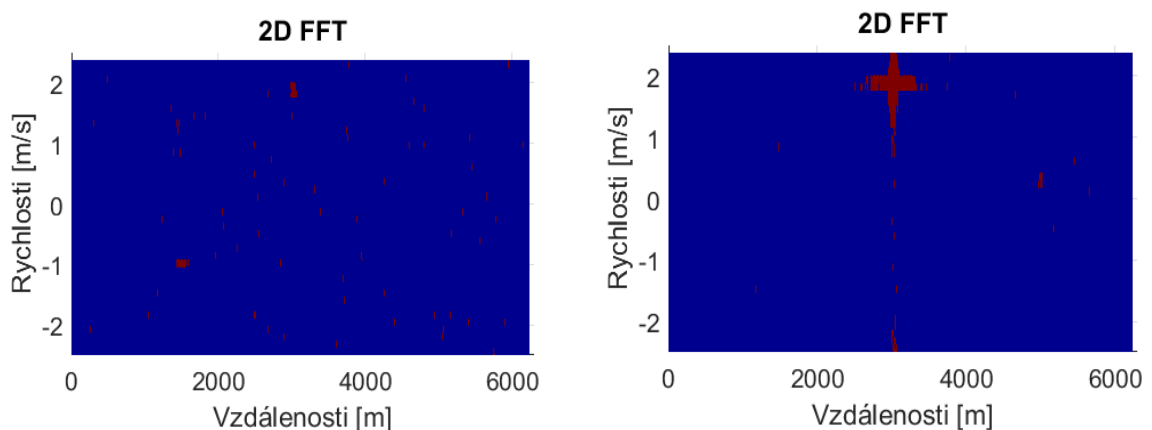
Algoritmus pro automatickou detekci popsaný výše má v praxi jednu klíčovou nevýhodu. Je-li odrážen vysílaný signál od více cílů, je detekován pouze ten nejsilnější z nich. Proto byla provedena modifikace tohoto algoritmu pro detekci předem neznámého počtu cílů. V důsledku detekce neznámého počtu cílů bylo nutné lépe propracovat systém pro eliminaci vlivů silných cílů na signál, aby nebyly generovány falešné cíle. Základem pro tento nový algoritmus je předchozí varianta, která je v několika bodech změněna. Jednotlivé kroky algoritmu byly pozměněny pro využití v novém algoritmu a byl kladen větší důraz na vyhodnocení profilu a interpretaci cílů. Tato modifikace byla prezentována v (Rejfeck a kol., 2016b), v této kapitole je provedeno i její rozšíření a porovnání vlivu rozšíření na výsledky.

10.2.1 Prahování a videodetekce 2D FFT pro modifikovaný algoritmus

Postup prahování je shodný s původním algoritmem z kapitoly 10.1, rozdílný je však výpočet prahové hodnoty, která je pro tento modifikovaný algoritmus podle rovnice (10.5). Ukázky 2D FFT po prahování jsou na obrázku 10-10. V obou případech se jedná o dva cíle, rozdíly jsou v pozicích a odrazné ploše cílů. Z obrázků je patrná přítomnost šumu, ten je v další části eliminován několika způsoby - videodetekcí, filtrací profilu, případně jejich kombinací.

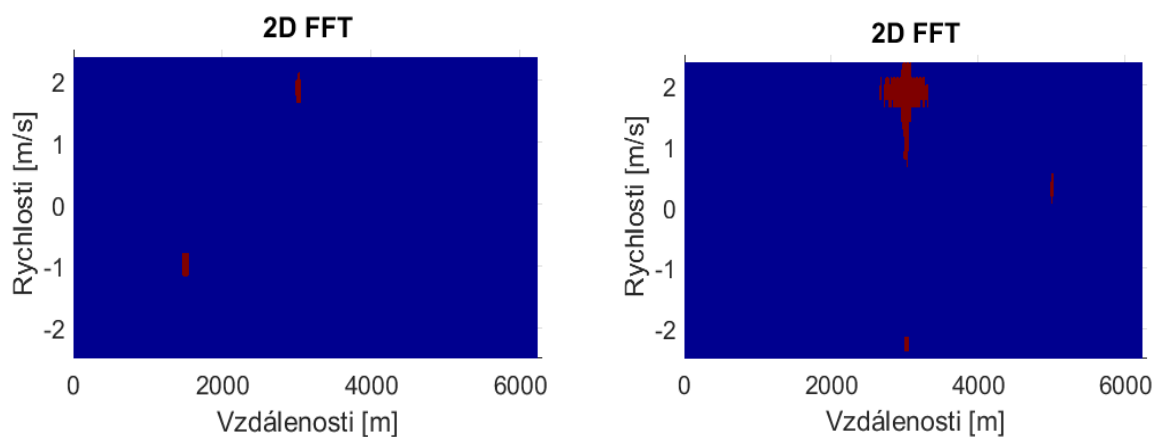
$$P_{\min} = \max(\tilde{X}_i) + 9 . \quad (10.5)$$

Prahová hodnota P_{\min} se vypočítá jako maximální hodnota z vektoru mediánů (\tilde{X}_i), které označují medián výkonu pro jednotlivé vzdálenosti i . Rovnice má rozměr dB. Člen 9 na pravé straně je experimentální hodnota pro nastavení odstupe signálu od šumu (zvýšení výkonu 8x).



Obrázek 10-10 – Prahované 2D FFT. Levý panel ukazuje dva slabé cíle a šum, pravý panel ukazuje silný cíl, slabý cíl a šum

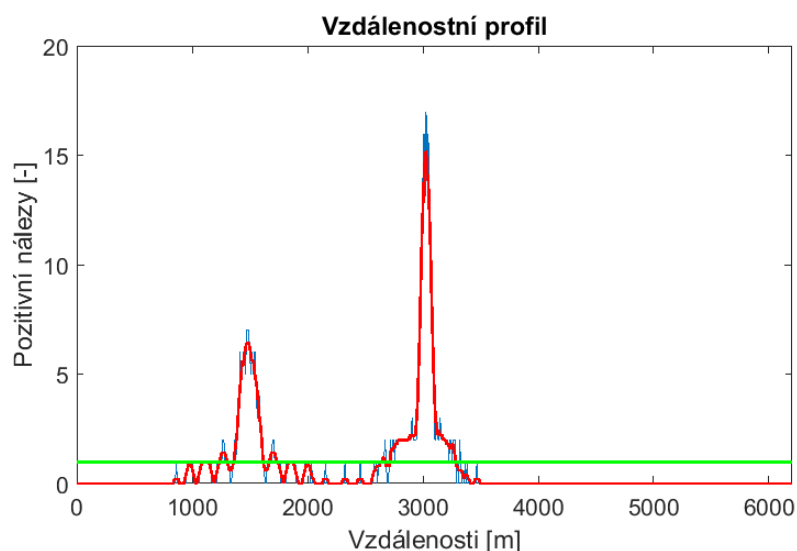
Na obrázku 10-11 je ukázána úprava prahovaných 2D FFT z obrázku 10-10 pomocí videodetekce. Při videodetekci bylo použito čtvercové okno (3 prvky horizontálně a 3 prvky vertikálně). Pokud byl počet pozitivních detekcí v okně vyšší než 2, zkoumaný bod byl nastaven na pozitivní detekci. Hodnota vyšší než 2 byla vybrána z důvodu, že se jedná o odstraňování špiček způsobených šumem a bylo prokázáno, že dvě tyto špičky se do okna mohou dostat celkem běžně, ale případy vyššího počtu šumových špiček v takto malém okně jsou výjimečné. Pro zjednodušení výpočtu algoritmu byl vytvořen perimetr jednoho vzorku kolem celého obvodu 2D FFT, kde je trvale nastaveno „bez cíle,“ tím je zajištěno, že lze použít pro každý bod kontrolovaný videodetekcí stejné okno. Videodetekce je opět volitelným krokem algoritmu, který může, ale nemusí být použit. Vliv použití videodetekce na výsledek vyhodnocení je popsán kapitole 10.2.6.



Obrázek 10-11 – Prahované 2D FFT po videodetekci. Levý panel ukazuje dva slabé cíle nyní bez šumu, pravý panel ukazuje silný a slabý cíl nyní bez šumu

10.2.2 Tvorba vzdálenostního profilu pro modifikovaný algoritmus

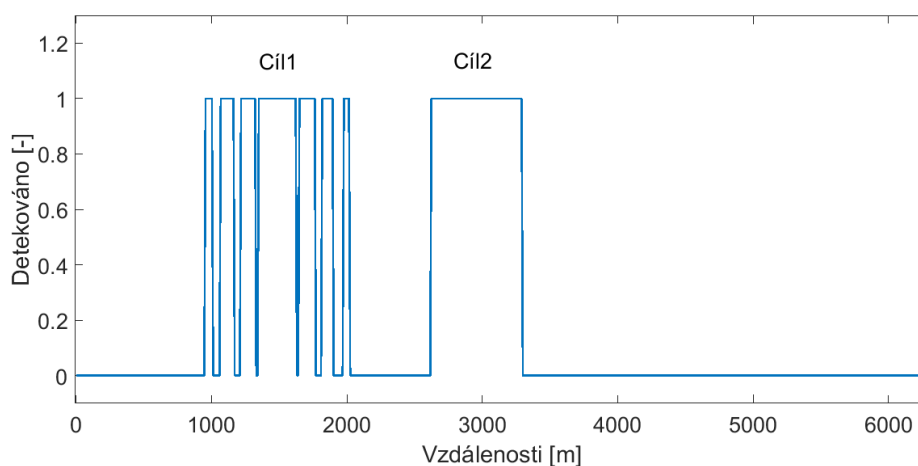
V případě tohoto algoritmu byl zvolen pro výpočet vzdálenostního profilu algoritmus založený na počtu pozitivních detekcí. Výsledky algoritmu jsou ve shodě s algoritmem využívajícím výkony, ale jeho výpočet je podstatně jednodušší. Vzdálenostní profil je na obrázku 10-12. Modrý průběh reprezentuje původní součet pozitivních detekcí, červený průběh je filtrací tohoto profilu pomocí filtru s konečnou impulsní odezvou (v tomto případě pátého řádu). Zelený průběh reprezentuje prahovou hodnotu pro přijetí, která má hodnotu jedna, to odpovídá jedné pozitivní detekci. Použitý základ pro tento profil je bez využití videodetekce. Cíle ve vyhodnocovaném signálu jsou dva a oba silné. To způsobuje vznik falešných cílů vlivem postranních laloků. Popis postupu pro odstranění těchto falešných cílů je popsán v kapitole 10.2.4.



Obrázek 10-12 – Vzdálenostní profil modifikovaného algoritmu pro detekci neznámého počtu cílů

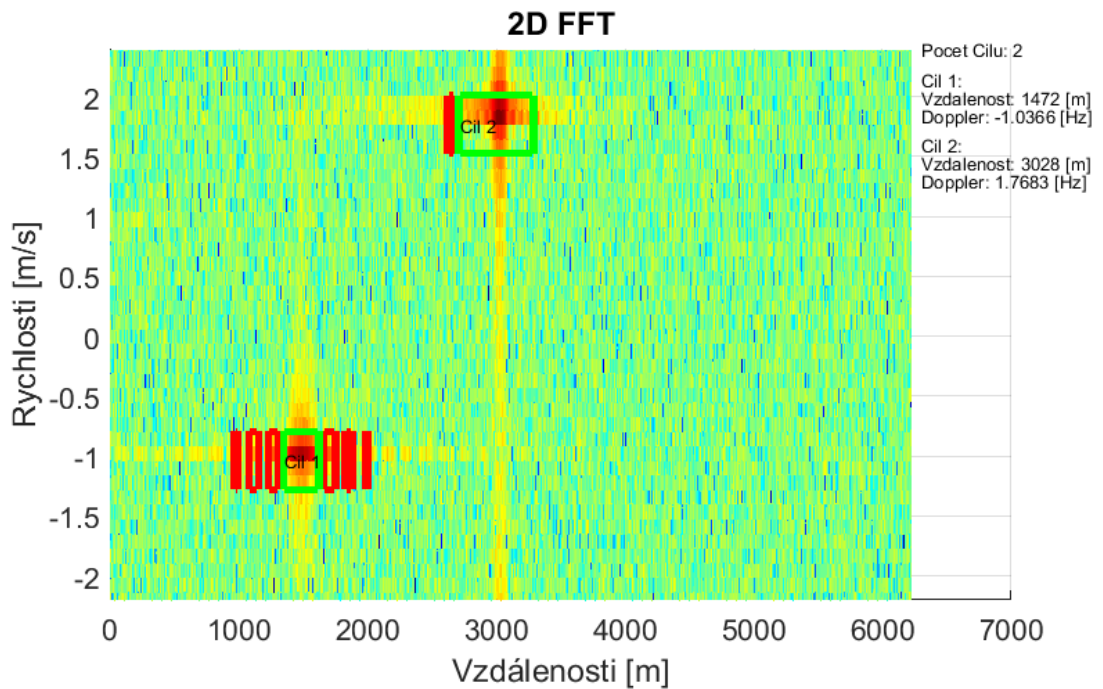
10.2.3 Počítání cílů a odhad jejich parametrů

Prvním krokem po prahování profilu je počítání cílů. Pro tento účel je použit jednoduchý algoritmus, kdy se počítá počet náběžných hran v prahovaném profilu (příklad prahovaného profilu je na obrázku 10-13, označeny jsou skutečné cíle, falešné jsou bez označení). V dalším kroku se vytvoří soubor objektů typu cíl (počet objektů v souboru je počet nalezených cílů). Objekt typu cíl je definován jeho počáteční vzdáleností (pozice náběžné hrany), koncovou vzdáleností (pozice sestupné hrany), pozicí maxima (vzdálenost největšího počtu pozitivních detekcí), hodnotou výkonu na této pozici, dopplerovskému posuvu, který odpovídá pozici maxima a zda se jedná o platný cíl, tato hodnota je při tvorbě objektu nastavena jako negativní. Proměnná pro kontrolu platnosti cíle je použita při detekci falešných cílů, která je popsána níže.



Obrázek 10-13 – Prahovaný vzdálenostní profil

10.2.4 Primární detekce falešných cílů

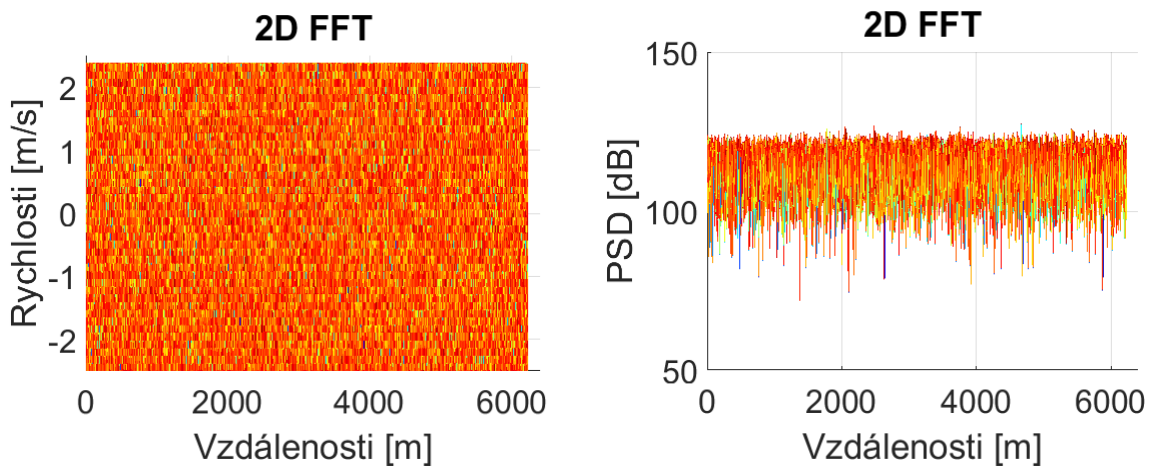


Obrázek 10-14 – Primární detekce falešných cílů.

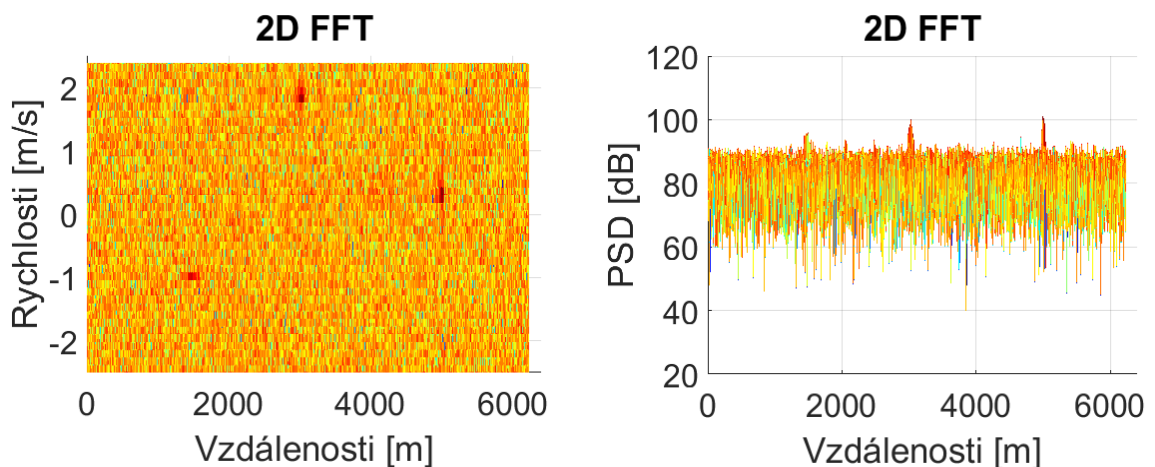
Na obrázku 10-13 byl ukázán profil cílů, kde šest z osmi cílů byly falešné poplachy, které byly způsobeny postranními laloky silných cílů. Vlivy na vznik těchto falešných cílů jsou dva, prvním je použitý typ okna pro FFT a druhým je skutečnost, že odražený signál není přítomen v celém záznamu, ale pouze v příslušné délce tohoto záznamu, která je závislá na vzdálenosti cíle. Systém pro odstranění těchto nežádoucích falešných poplachů je důležitou částí algoritmu. Jak je ukázáno na obrázku 10-14, vyznačují se tyto falešné cíle (označené červeně) shodným dopplerovským posuvem jako cíle, které tyto falešné poplachy vyvolaly (označené zeleně). Navíc jsou umístěny v těsné blízkosti tohoto cíle, co se týče vzdálenosti od radaru. Pro jejich odstranění je v první řadě provedeno seřazení cílů podle dopplerovských posuvů a následně podle vzdáleností. Pokud cíle se shodným dopplerovským posuvem následují v bezprostřední vzdálenosti od cíle, jsou označeny jako falešné cíle. Po vyhodnocení je označena jako oblast skutečného cíle ta, která obsahuje největší výkonovou spektrální složku, postranní laloky jsou slabší v porovnání s hlavním lalokem ($\sin(x)/x$). Dalším možným vylepšením tohoto algoritmu je porovnání získaného maximálního výkonu s okolní úrovní šumu a v případě nedostatečného odstupu mohou být tyto cíle zachovány, jelikož se jedná o dva sousedící slabé cíle. V případě dvou silných cílů je řešení již komplikovanější, jelikož se takové cíle navzájem ovlivňují. Možným řešením je provedení odhadu vlastností tohoto cíle a vygenerování jeho 2D spektra, které by se pak od analyzovaného 2D spektra odečetlo.

10.2.5 Popis simulovaných signálů použitých pro testování metody

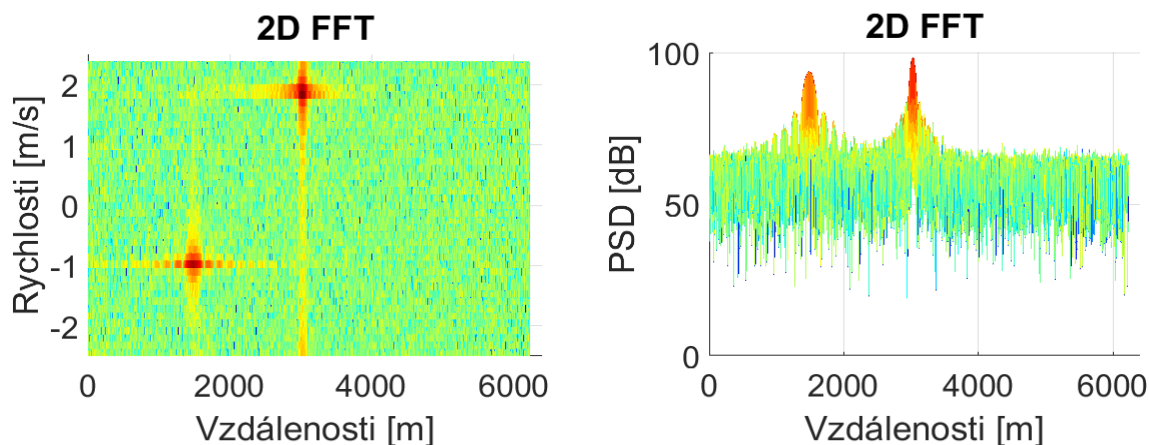
Navržený algoritmus bylo třeba otestovat na soustavě signálů s různými typy cílů a počty cílů. Cíle pro tento účel musí být striktně definovány, proto byly použity signály získané pomocí SW simulátoru. Prvním použitým typem signálu je šum bez přítomnosti cíle, příklad tohoto typu signálu po 2D FFT je ukázán na obrázku 10-15, levá část je přehled rychlostí cílů v závislosti na vzdálenostech. Dopplerovské posuvy byly přepočítány na rychlosti pomocí rovnice (8.1). Pravá část obrázku 10-15 je přehled výkonové spektrální hustoty (PSD) v závislosti na vzdálenostech. V dalším kroku jsou pro testování použity signály s jedním, dvěma a třemi slabými cíli. Příklad tří slabých cílů je na obrázku 10-16. Následně jsou použity signály s jedním a dvěma silnými cíli. Příklad dvou silných cílů je na obrázku 10-17. V posledním kroku jsou použity signály se silným a slabým cílem, to je ukázáno na obrázku 10-18



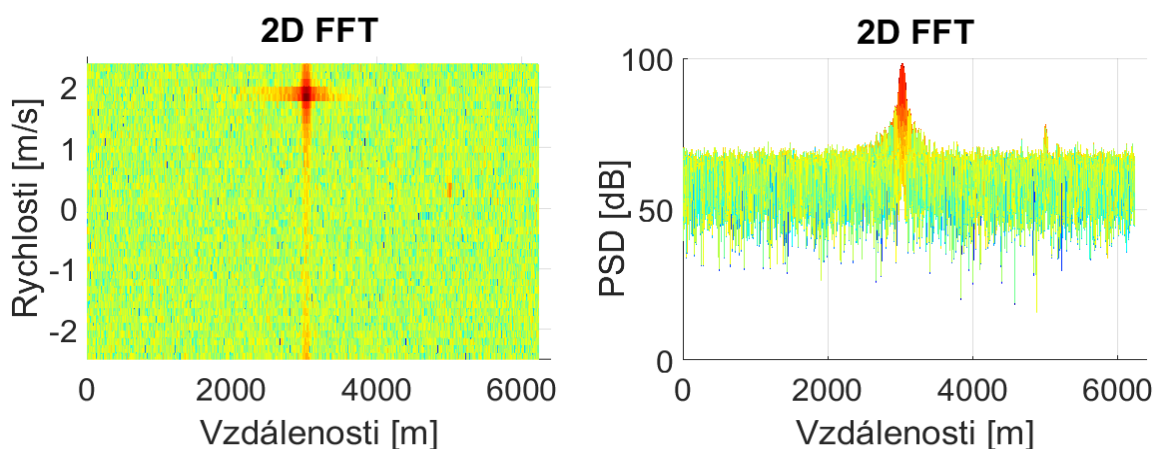
Obrázek 10-15 – 2D FFT signálu bez cílů (šum)



Obrázek 10-16 – 2D FFT signálu se třemi slabými cíli (3 slabé)



Obrázek 10-17 – 2D FFT signálu se dvěma silnými cíli (2 silné)



Obrázek 10-18 – 2D FFT signálu se silným a slabým cílem (1 slabý a 1 silný)

10.2.6 Popis výsledků

Výše popsaný algoritmus byl otestován na výše zmíněných typech signálů a výsledky jsou uvedeny v tabulkách 10-3 až 10-6. V tabulce 10-3 je vyhodnocení algoritmu v případě vynechání videodetekce. Odstranění nežádoucího šumu bylo provedeno filtrací vzdálenostního profilu pomocí filtru s konečnou impulsní odezvou 5. řádu. Záznam testování algoritmu s vypuštěním filtrace profilu, kde je potlačení šumových špiček provedeno videodetekcí (pro videodetekci byla použita matice 3x3 prvky a pro pozitivní detekci musí být alespoň 3 pozitivní nálezy ve vyhodnocovaném okně), je v tabulce 10-4. Zhodnocení celého algoritmu, kdy je pro potlačení šumových špiček použita jak filtrace profilu, tak videodetekce, je v tabulce 10-5. Pro všechny tyto případy byla pro prahování použita rovnice (10.5), v tabulce 10-6 je zvýšení poměru hodnoty signálu a šumu pouze 4x (o 6 dB), potlačení šumových špiček je provedeno pomocí filtrace a videodetekce. Porovnání bylo prováděno na 100 vzorcích pro každý případ. V rámci výpočtu byly monitorovány parametry počet cílů, jejich vzdálenost a jejich rychlost.

Tabulka 10-3 – Tabulka výsledků testu modifikovaného algoritmu (bez videodetekce s filtrem)

Testované typy cílů	Správně určený počet cílů (%)	Správně určené vzdálenosti cílů (%)	Správně určené dopplerovské rychlosti cílů (%)
Šum =>	97	---	---
1 slabý	97	97	97
2 slabé	86	78	77
3 slabé	85	79	78
1 silný	99	98	98
2 silné	99	97	97
1slabý a 1 silný	98	96	96

Tabulka 10-4 – Tabulka výsledků testu modifikovaného algoritmu (s videodetekcí bez filtru)

Testované typy cílů	Správně určený počet cílů (%)	Správně určené vzdálenosti cílů (%)	Správně určené dopplerovské rychlosti cílů (%)
Šum =>	100	---	---
1 slabý	98	98	98
2 slabé	96	85	85
3 slabé	94	86	86
1 silný	100	86	86
2 silné	100	91	91
1slabý a 1 silný	98	93	93

Z tabulek 10-3 a 10-4 je patrné, že úspěšnost celkového vyhodnocení v některých případech dosahuje pouze přibližně 80 %. Jsou-li však použity všechny volitelné bloky (tabulka 10-5), úspěšnost ve všech případech je vyšší než 90 %. V případě použití nižšího odstupů práh šum při prahování o 3 dB je výsledek nepoužitelný (tabulka 10-6). Pro slabé cíle a šum byla úspěšnost 0%, pro silné cíle byla mezi 60 % a 80 %. Tento postup je tedy zamítnut a není dále diskutován.

Prvním testem byla schopnost detekovat, že je signál složen pouze ze šumu. V tomto případě všechny tři zbylé postupy vykázaly úspěšnost blízkou 100 %. Úspěšnost 97 % vykázal postup při nevyužití videodetekce, což byl nejslabší výsledek.

Druhá sada testů byla zaměřena na schopnost detekovat slabé cíle. Sada signálů s odrazy od slabých cílů ukázala, kde má navržený algoritmus nejnižší úspěšnost. V případě nevyužití

videodetekce, nebo filtrace profilu bylo dosahováno výsledků úspěšnosti kolem 80 %. Pokud byly využity oba tyto bloky, bylo dosahováno úspěšnosti přes 90 %. Toto snížení úspěšnosti bylo způsobeno využitím cíle, jehož odstup signál šum byl 5 dB. Komplikace způsobené tímto cílem jsou patrné při použití dvou a tří cílů, přičemž jeden z nich byl tento slabý cíl. Pokud by se tedy uvažovaly cíle s odstupem signál šum minimálně 10 dB, byl by algoritmus téměř bezchybný. Viz silnější slabý cíl v případě použití jednoho cíle - tabulka 10-5.

V třetí sadě byly použity signály s odrazy od silných cílů (jednoho nebo dvou). V tomto případě postup použití filtrace profilu bez využití videodetekce překonal postup s videodetekcí bez použití filtrace profilu. Výsledky však vždy překonaly hranici 90 % a v případě použití postupu s oběma způsoby potlačení šumových špiček dosahuje algoritmus úspěšnosti blízké 100 % (viz tabulka 10-5).

Nejzajímavější bylo testování algoritmu při použití kombinace silného a slabého cíle. V tomto případě může velmi snadno dojít k zastínění slabého cíle silným. Ale jak ukazují výsledky, pokud cíl není v bezprostřední blízkosti silného cíle, nemá algoritmus problém se správnou interpretací signálu. Ve všech třech uvažovaných postupech byla úspěšnost vyšší než 90 % a v případě použití obou metod pro potlačení šumu (videodetekce a filtrace profilu) byla atakována úspěšnost 100 %. Zde je ovšem nutno vzít v úvahu, že drobná chyba vyhodnocení je možná a při přiblížení slabého cíle silnému by tato úspěšnost klesala.

Navržený algoritmus lze tedy dle výsledků označit za velmi úspěšný a konstatovat, že splňuje požadavky na něj kladené. Další možnost zlepšení toho algoritmu je využití sledování cílů v průběhu měření - to je popsáno v kapitole 11.

Tabulka 10-5 – Tabulka výsledků testu modifikovaného algoritmu (s videodetekcí a filtrem)

Testované typy cílů	Správně určený počet cílů (%)	Správně určené vzdálenosti cílů (%)	Správně určené dopplerovské rychlosti cílů (%)
Šum =>	100	---	---
1 slabý	100	100	100
2 slabé	97	96	95
3 slabé	93	91	91
1 silný	100	99	99
2 silné	100	100	100
1 slabý a 1 silný	100	100	100

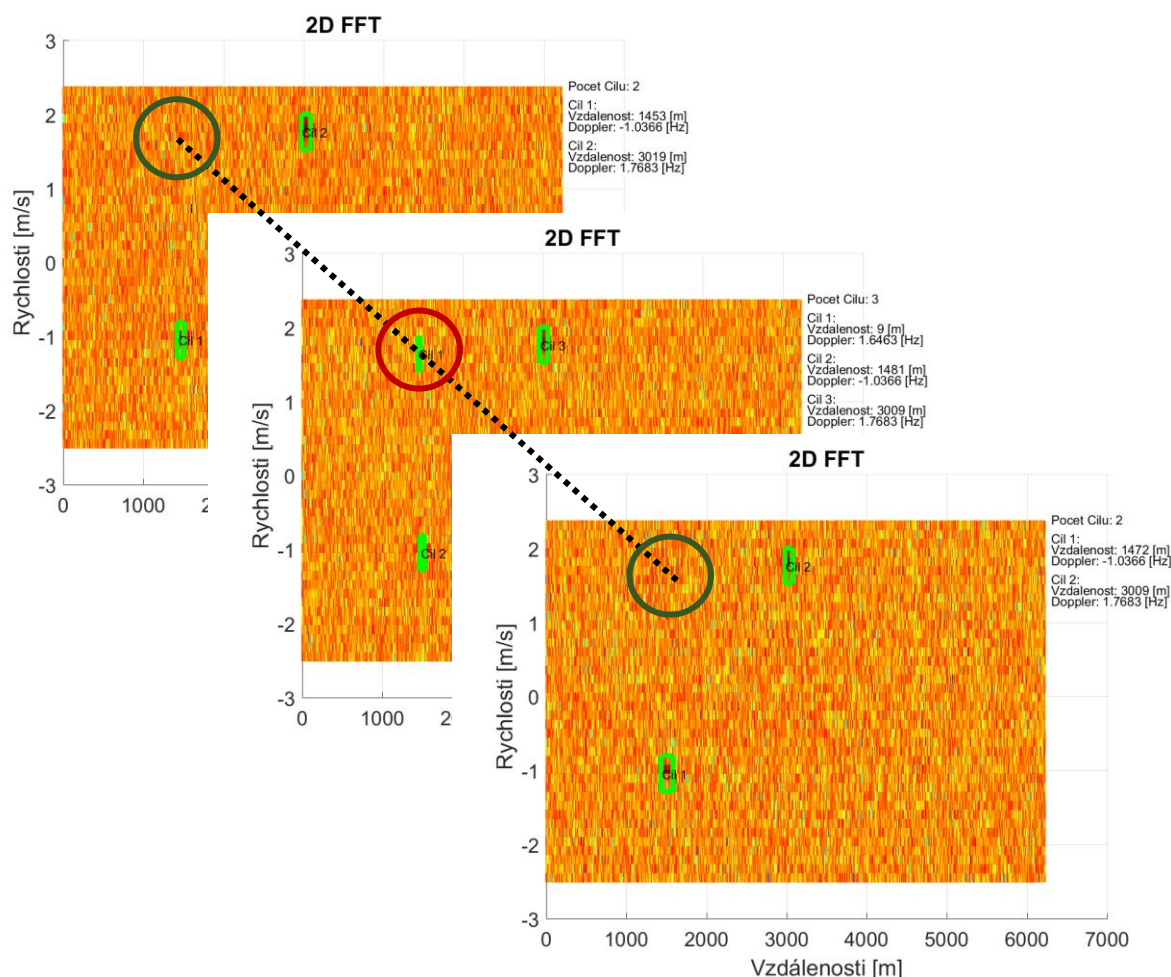
Tabulka 10-6 – Tabulka výsledků testu modifikovaného algoritmu (s videodetekcí a filtrem) při snížení odstupu signál šum prahové hodnoty z 9 dB na 6 dB

Testované typy cílů	Správně určený počet cílů (%)	Správně určené vzdálenosti cílů (%)	Správně určené dopplerovské rychlosti cílů (%)
Šum =>	0	---	---
1 slabý	0	0	0
2 slabé	0	0	0
3 slabé	4	4	4
1 silný	91	78	78
2 silné	82	66	66
1 slabý a 1 silný	67	64	64

11 SLEDOVÁNÍ CÍLŮ

Sledování cílů v průběhu času je operace důležitá z několika důvodů. Prvním důvodem je výpočet pozice a směru sledovaného cíle - to se využije například v letovém provozu, kdy se odhadují kolizní kurzy a letadla jsou následně odkláněna, aby nedošlo ke srážce. Druhým důvodem je dopočítávání pravděpodobné polohy cíle, který má výpadky v detekci (typicky cíle s malou odraznou plochou), popřípadě eliminace falešných poplachů, jejichž akceptování by mohlo vést například k neustálému vysílání úpravy pohybových vektorů pro letadla v blízkosti tohoto falešného cíle. Případy detekce falešného poplachu a úniku cíle jsou popsány v následujících podkapitolách.

11.1 Sekundární eliminace falešných cílů



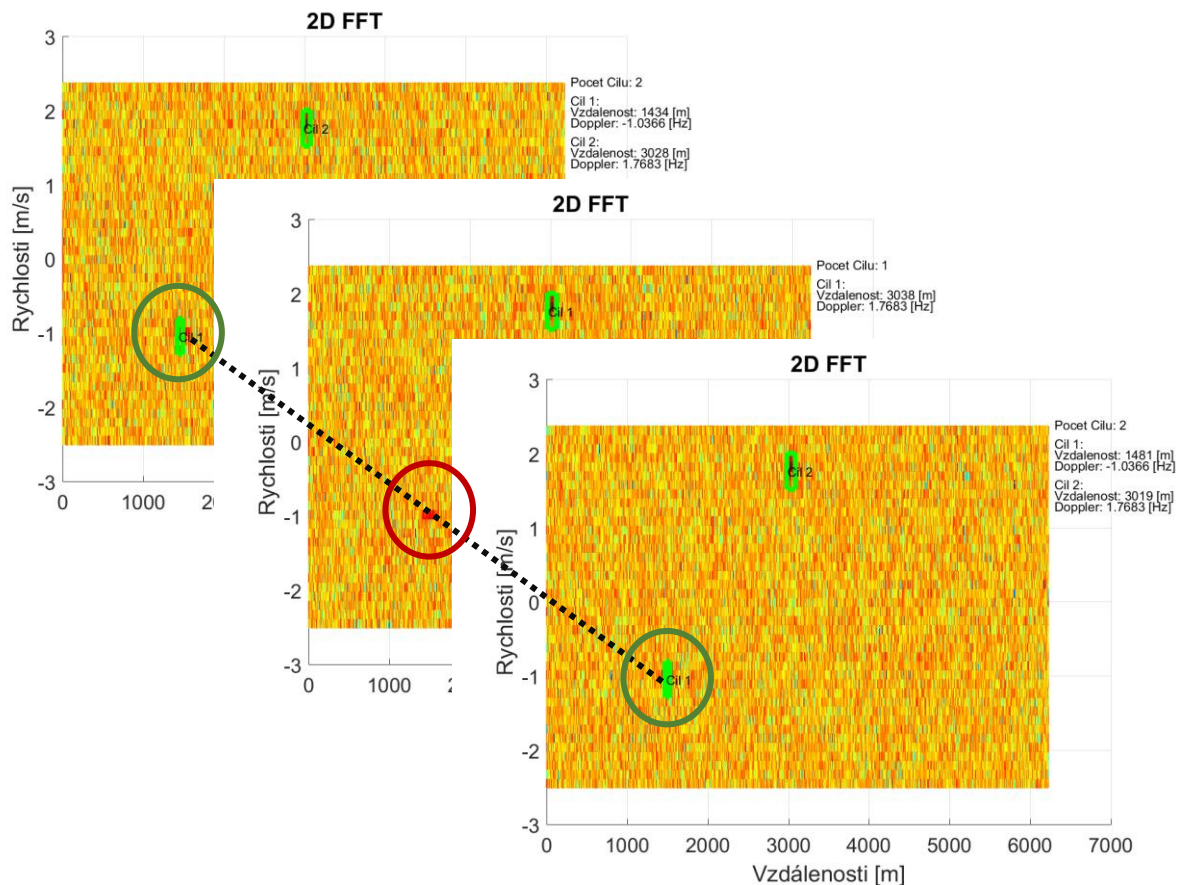
Obrázek 11-1 - Detekce falešného cíle pomocí sledování v čase

Detekce falešného poplachu probíhá tak, že jsou všechny sledované cíle vedeny v evidenci společně s jejich parametry. Pokud se vyskytne nový cíl, který se nevyskytoval v předchozích zpracováních a ani v následujícím, jedná se pravděpodobně o falešný poplach a tento cíl je ze seznamu cílů odstraněn. Princip detekce falešných poplachů je ukázán na obrázku 11-1, kde

jsou zobrazena vyhodnocení simulovaného radarového signálu ve třech po sobě jdoucích časech. Skutečný počet cílů je dva, ve druhém vzorku jsou však detekovány tři cíle, červeně označený cíl je falešný poplach. V obrázku je ukázáno, že tento cíl není ani v předchozím, ani v následujícím měření. Pozice, kde by tento cíl musel být, jsou označeny tmavě zelenými kružnicemi.

11.2 Dupočítání ztracených cílů

Hledání nedetekovaných cílů pomocí sledování v čase je založeno na podobném principu jako detekce falešného poplachu. Rozdílem je, že cíl je detekován jak v předcházejících, tak v následujících měřeních. To je ukázáno na obrázku 11-2, kde zelené kruhové značky označují cíl, který je skutečně detekován. Červená kruhová značka označuje místo, kde by měl být detekován cíl v případě, že by nedošlo k jeho úniku. Lze tedy dupočítat, kde se cíl pravděpodobně nacházel v daném vzorku vyhodnocení. Jelikož se jedná o cíl, o němž je již veden záznam, lze jeho pozici odhadnout dopředně. To je důležité například při řízení letového provozu, jelikož tento cíl může způsobit kolizi, pokud bude vypuštěn z úvah.



Obrázek 11-2 - Detekce nedetekovaného cíle pomocí sledování v čase

12 ZÁVĚR

Z rozboru metod pro výpočet spektra signálu a jejich aplikaci na jednotný simulovaný signál plyne, že nejvhodnějším postupem pro vyhodnocení radarových signálů je určení počtu a přibližné polohy cílů pomocí FFT algoritmu. Tento základní rozbor pak doplňujeme a zpřesňujeme aplikováním některé z parametrických metod nebo použitím 2D FFT. Z testovaných parametrických metod nejvěrněji popisovala spektrum metoda EVa pro signálový podprostor. Dle výsledků aplikace metod na simulované cíle je nejvhodnější metodou pro využití v online zpracování (z testovaných parametrických metod) metoda AR.

Klíčovou původní prací pro správnou interpretaci cíle bylo navržení modifikace velikosti odrazné plochy cíle, která je prováděna korekcí výkonu přijatého signálu. Tento krok je podstatný pro FMICW radary, protože poměr délky přijatého signálu a délky záznamu je závislý na vzdálenosti cíle. V práci jsme provedli rozbor vlivu výše zmíněného poměru na výsledný výkon a to jak pro vektorovou (například FFT) tak maticovou (například 2D FFT) analýzu signálu. Důraz při těchto experimentech jsme kladli i na frekvenci tohoto zkráceného signálu a fázový posuv. Tyto vlivy jsou potvrzeny a důsledně popsány v kapitole 7. V případě 2D FFT jsme provedli rozbor vlivu použití okna pro korekci „vzdálostního“ spektra před tvorbou dopplerovského spektra. Vliv byl potvrzen a posouzen pro Hanningovo, Hammingovo, pravoúhlé a Blackmannovo okno. Ukázalo se, že v případě použití okna pro tuto operaci je třeba před odhadem odrazné plochy cíle provést patřičnou korekci přijatého výkonu. Za tímto účelem jsme sestavili zrcadlové rovnice popsané v kapitole 7.

Poznatky získané v průběhu práce jsme využili pro vytvoření programu pro zpracovávání dat získaných reálnými měřeními s pomocí radaru PCDR35. Tento program jsme otestovali při terénních měřeních. Na základě terénních měření s koutovým odražečem jsme stanovili minimální detekovatelnou odraznou plochu ve vzdálenosti 580 metrů. Tuto plochu jsme s pomocí radarové rovnice upravili tak, aby její velikost byla funkcí vzdálenosti. Tato funkce se používá pro stanovení minimální detekovatelné odrazné plochy v závislosti na vzdálenosti. Tyto poznatky jsme následně aplikovali na teoreticky vyjádřené meteorologické cíle. Výsledkem je obrázek 9-6, který ukazuje, že oblaka pravděpodobně nejsou tímto radarem detekovatelná. Na druhé straně dešťové srážky by detekovatelné být měli.

V práci navržený simulátor signálů meteorologických cílů dobře popisuje reálné meteorologické cíle (v našem případě déšť). Simulátor ale nebyl navržen pro vyhodnocení signálů pomocí 2D FFT. Proto jsme pro účely testování této metody využívány především

signály získané pomocí simulátoru bodových cílů a dále také data získaná z reálných měření. Pro testování jednotlivých metod pro výpočet spektrální hustoty signálu je tento simulátor plně vyhovující.

Z výsledků porovnání dat získaných pomocí našich kalibračních měření (které umožnilo zjistit parametry radaru po provedených HW modifikacích) a z informací získaných ze studie o vlastnostech meteorologických cílů můžeme usuzovat, že radar lze využívat k monitorování srážkových oblastí. Pro monitoring oblaků (s efektivní odraznou plochou, která je vůči dešti minimálně o dva řády nižší) by musely být provedeny další modifikace radaru, například přechod na klasický FMCW koncept radaru (využití dvou antén), zvýšení vysílaného výkonu radarového vysílače, nebo použitím antény s větším ziskem. Tyto možnosti by znamenaly navýšení nákladů na radar.

V průběhu tvorby disertační práce jsme navrhli a otestovali dva algoritmy pro automatické vyhodnocování radarových signálů. Oba algoritmy se skládají z povinných a volitelných částí. První z těchto dvou algoritmů je zaměřen pouze na rozhodnutí, zda se v signálu nachází odražený signál od cíle. Pokud ano, je popsán pouze nejsilnější odraz a cíl, který je tímto odrazem reprezentován. Druhý algoritmus je modifikovaná varianta prvního algoritmu a je zaměřen na důsledné popsání přijatého signálu. Tento algoritmus byl testován soustavou různých kombinací cílů. V případě použití všech volitelných částí se úspěšnost tohoto algoritmu nachází v rozsahu od 90 % do 100 %. Lze tedy konstatovat, že námi navržený algoritmus splňuje očekávání na něj kladená. Pokud jsou uvažovány pouze cíle, jejichž echo má odstup signál šum minimálně 10 dB, je úspěšnost algoritmu ještě vyšší. V průběhu testů byl ověřen i vliv změny rovnice pro výpočet prahové hodnoty (tabulka 10-6).

V další části práce jsme provedli analýzu vlivu sledování cílů v čase na zvýšení úspěšnosti námi navrženého modifikovaného algoritmu. Z poznatků získaných při této analýze lze konstatovat, že sledování signálu v čase má pozitivní vliv na zvýšení úspěšnosti algoritmu. Drobnou nevýhodou algoritmu je potlačování signálů od cílů, které jsou blízko sebe a mají stejnou rychlost a směr. Tyto blízké cíle jsou nahrazeny jediným cílem, V předložené práci však byly navrženy dvě možné modifikace algoritmu pro odstranění tohoto problému. Jejich implementace do algoritmu může v budoucnosti vlastnosti navrženého algoritmu zlepšit. Na základě poznatků získaných v průběhu práce na rozboru radarových signálů jsme také navrhli a připravili SW pro implementaci do radaru PCDR35. Tento SW provádí automatické primární zpracování a následné vyhodnocování přijatého signálu. Je naprogramovaný

v jazyce C# a využívá jak volně dostupné knihovny (zetgraph – pro vykreslení 2D grafu), tak i knihovny vytvořené speciálně pro tento firmware (3D knihovna pro vykreslování 3D grafů v jazyce C#).

Po teoretické stránce předložená dizertační práce vyřešila matematický model závislosti efektivní odrazné plochy cíle na vzdálenosti pro FMICW radar. Dále práce porovnála a na příkladech demonstrovala různé metody zpracování přijatého signálu pomocí FMICW radaru.

Z hlediska praktického přínosu předložená dizertace popisuje zkušenosti s provozem a analýzu dat reálného fungujícího FMICW radaru PCDR35, a to včetně jeho kalibrace s pomocí koutového odražeče. Práce obsahuje také doporučení pro jeho další modernizaci a zvětšení dosahu. Je tak potenciálně využitelná pro hydrometeorologické ústavy pro předpověď počasí (opřenu o radarový monitoring), armádu, řízení letového provozu, výzkumné univerzity a akademické ústavy (např. ÚFA AV ČR). V blízké budoucnosti se počítá se spoluprací ÚFA AV ČR, v.v.i a FEI UPCE na další modernizaci popisovaného radaru, laboratorních měřeních, terénních (kalibračních) měřeních, praktické výuce studentů, rozvoji teorie zpracování signálu, výzkumu atmosféry atd.

Závěrem lze tedy konstatovat, že vytyčené cíle práce byly splněny. Dílčí části práce byly verifikovány jak terénními měřeními, tak počítačovou simulací. Seznam mých původních publikací v recenzovaných sbornících a periodikách je uveden v tezi k disertační práci.

13 POUŽITÁ LITERATURA

(Arioua a kol., 2012) Arioua, M., Belkouch, S. and Hassani, M.M., 2012. Efficient 16-points FFT/IFFT Architecture for OFDM Based Wireless Broadband Communication. *Information Technology Journal*, 11: 118-125.

(Beran a kol., 2016) BERAN, L., CHMELAR, P. and REJFEK, L., 2016. Image Processing Methods Usable for Object Detection on the Chessboard, *MATEC Web of Conferences* 2016.

(Bezoušek, 2014) BEZOUŠEK, P. Pokročilé metody zpracování signálů. Univerzita Pardubice, Fakulta elektrotechniky a informatiky, 2014. Přednášky.

(Bezoušek, 2011) BEZOUŠEK, P. Rádiové systémy určování polohy. Univerzita Pardubice, Fakulta elektrotechniky a informatiky, 2011. Přednášky.

(Bezousek a kol., 2010) BEZOUSEK, P., HAJEK, M. and POLA, M., 2010. Effects of signal distortion in a FMCW radar on range resolution, *Proceedings of 15th Conference Microwave Techniques, COMITE 2010* 2010, pp. 113-116.

(Bohm, 1989) BOHM, J.P., 1989: A general equation for the terminal fall speed of solid hydrometeors. *J. Atmos. Sci.*, 46, 2419-2427.

(Bosh, 2010) Bosch Engineering Long-Range Radar LRR3, Radar sensor for railway applications, 2010

(Dongjun, Spong, 2006) DONGJUN, L.;SPONG, M. W. Passive Bilateral Teleoperation With Constant Time Delay (Robotics) *IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 2, pp. 269-281, April 2006, doi: 10.1109/TRO.2005862037, url: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1618740&isnumber=33915>.

(Federrer a Waldvogel, 1975) FEDERRER, B., WALDVOGEL, A., Hail and raindrop size distribution from a Swiss multicel storm. *J. Appl. Met.*, 14, 91-97. 1975.

(Fiser, 1993) FISER, O., "A simple generator of forward scattering functions on spherical dielectrics," *Radioengineering*, 1993, Vol. 2, No. 1, p. 2

(Galletti a kol., 2008) GALLETTI, M., BEBBINGTON, D.H.O., CHANDRA, M. and BOERNER, T., 2008. Fully polarimetric analysis of weather radar signatures, *2008 IEEE Radar Conference, RADAR 2008* 2008.

- (Galletti a kol., 2007) GALLETTI, M., CHANDRA, M., BÖRNER, T. and BEBBINGTON, D.H.O., 2007. Degree of polarization for weather radars, *International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS) 2007*, pp. 4187-4190.
- (Gunn a Kinzer, 1949) GUNN, R.; KINZER, D. G.; „The terminal velocity of fall for water droplets in stagnant air“, *Journal of Meteorology*, 6, 243-248, 1949
- (Gunn a Marshall, 1958) GUNN, R., MARSHALL, J. S., The distribution with size of aggregate snowflakes., 1958.
- (Guran a kol., 1996) GURAN, A., MITTRA, R., MOSER, P. J. (1996). Electromagnetic wave interactions. Series on stability, vibration, and control of systems. World Scientific. p. 41. ISBN 978-981-02-2629-9.
- (Heymsfield a Platt, 1984) HEYMSFIELD, A. J., PLATT, C. M. R., 1984: A Parameterization of the Particle Size Spectrum of Ice Clouds in Terms of the Ambient emperature and the Ice Water Content. *J. Atmos. Sci.*, 41, 846–855. doi: [http://dx.doi.org/10.1175/1520-0469\(1984\)041<0846:APOTPS>2.0.CO;2](http://dx.doi.org/10.1175/1520-0469(1984)041<0846:APOTPS>2.0.CO;2)
- (Houze, 1994) Houze Jr, Robert A. Cloud dynamics. Vol. 53. Academic press, 1994.
- (Jerry, 2004) Trocha teorie o měření PSV (ČSV, SWR) na CB pásmu. In: Jerryho web o CB a PMR [online]. 2004 [cit. 2017-03-23]. Dostupné z: <http://www.volny.cz/cb16/psv.htm>
- (Konečný, 2010) KONEČNÝ, J., 2010. Číslicové zpracování signálu, Katedra Elektrotechniky Fakulta Elektrotechniky a Informatiky Pardubice, *přednášky 7 a 8*.
- (Kulig, 2008) KULIG, R., 2008. Dopplerovský Radar pro Měření Rychlosti Vozidel, diplomová práce Vysoké Učení Technické v Brně, FEKT Ústav Radioelektroniky https://dspace.vutbr.cz/bitstream/handle/11012/25405/komplet_pro_web.pdf?sequence=1&isAllowed=y.
- (Kusala, 2008) KUSALA, J., Radarová encyklopedie, 2008, URL: http://www.army.cz/images/id_8001_9000/8753/radar/radar.htm
- (Li a kol., 2015) LI, C., CHEN, W., LIU, G., YAN, R. and XU, H., 2015. A noncontact fmcw radar sensor for displacement measurement in structural health monitoring. *Sensors (Switzerland)*, 15(4), pp. 7412-7433.

(Magono a Lee, 1966) MAGONO, CH., LEE, W. CH., Meteorological Classification of Natural Snow Crystals., Journal of the Faculty of Science, Hoakkaido Univerzity, Japan, 1966. [http://eprints.lib.hokudai.ac.jp/dspace/bitstream/2115/8672/1/2\(4\)_p321-335.pdf](http://eprints.lib.hokudai.ac.jp/dspace/bitstream/2115/8672/1/2(4)_p321-335.pdf)

(Mandic, 2012) MANDIC, D.: Spectral Estimation and Adaptive Signal Processing, Imperial College London, Department of Electrical and Electronic Engineering, 2012. Přednášky.

(Mandlik a Brazda, 2015) MANDLIK, M. and BRAZDA, V., 2015. FMCW radar simulator, *Proceedings of 25th International Conference Radioelektronika, RADIOELEKTRONIKA 2015* 2015, pp. 317-320.

(Marshall a Palmer, 1948) MARSHALL, J. S., W. Mc K. PALMER, 1948: THE DISTRIBUTION OF RAINDROPS WITH SIZE. *J. Meteor.*, 5, 165–166.

(Michaels, 1995) MICHAELS, J. F., "A patented approach to radiated testing of installed airborne Doppler radar with weather/windshear detection capability," Aerospace and Electronics Conference, 1995. NAECON 1995., Proceedings of the IEEE 1995 National, vol. 1, no., pp. 33, 9 vol. 1, 22-26 May 1995 doi: 10.1109/NAECON.1995.521907

(Nozaki, 2009) NOZAKI, K., 2009. FMCW lonosonde for the SEALION project. Journal of the National Institute of Information and Communications Technology, 56(1-4), pp. 287-298.

(Pankrác, 2005) PANKRÁC, V. Elektromagnetické pole. ČVUT FEL, Katedra Elektromagnetického Pole, 2005. Přednášky. doi: http://www.old.elmag.org/lib/exe/fetch.php/wiki:user:pankrac:x17tep:prednaska_11_12.pdf

(Piper, 1995) PIPER, S. O., "Homodyne FMCW radar range resolution effects with sinusoidal nonlinearities in the frequency sweep," Radar Conference, 1995., Record of the IEEE 1995 International, vol., no., pp. 563,567, 8-11 May 1995 doi: 10.1109/RADAR.1995.522609

(Plank, 1991) PLANK, V. G.: Implications of the Khrgian-Mazin distribution function for water clouds and distribution consistencies with aerosols and rain, Environmental Research Papers., no.: 1096, 200 s, 1991.

(RejfeK a kol., 2016a) REJFEK, L., MOŠNA, Z., URBÁŘ, J. and KOUCKÁ KNÍŽOVÁ, P., 2016. System for Automatic Detection and Analysis of Targets in FMICW Radar Signal. *Journal of Electrical Engineering*, 67(1), pp. 36-41.

(RejfeK a kol., 2016b) REJFEK, L., MOŠNA, Z., BERAN, L., FIŠER, O. and DOBROVOLNÝ, M., 2016. Automatic detection of the unknown number point targets in FMICW radar signals. *International Journal of Advanced and Applied Sciences*, přijato a čeká na publikování.

(RejfeK a kol., 2015) REJFEK, L., BERAN, L. and FISER, O., 2015. Correction of radar received signal, *Proceedings of 25th International Conference Radioelektronika, RADIOELEKTRONIKA 2015* 2015, pp. 191-194.

(RejfeK a Fišer, 2013) REJFEK, L. a FIŠER, O., Raindrop Spectrum Generator for Rain Attenuation Estimation on Microwave Links and Meteoradar Applications. *Electroscope* [online]. 2013, roč. 2013, č. 3, s. 5 [cit. 2013-11-05]. DOI: ISSN 1802-4564.

(Řezáčová a kol., 2007) ŘEZÁČOVÁ, D., NOVÁK, P., KAŠPAR, M., SETVÁK, M. *Fyzika oblaků a srážek*. Vyd. 1. Praha: Academia, 2007, 574 s., [48] s. obr. příl. ISBN 978-80-200-1505-1.

(Řezníček a kol., 2016) ŘEZNÍČEK, M., BEZOUŠEK, P. and ZÁLABSKÝ, T., 2016. Anti filter design for radar with variable pulse repetition period. *Journal of Electrical Engineering*, 67(2), pp. 131-136.

(Saldana a Martinez, 2007) SALDAÑA, RAQUEL RUIZ., MARTÍNEZ, PÉREX FÉLIX "FMICW TECHNIQUES APPLIED TO A Ka BAND SAR ON BOARD UAV." (2007).

(Shejbal, 2016) Shejbal, T. Aktivní fázové anténní systémy pro přibližovací radary. Univerzita Pardubice, Fakulta elektrotechniky a informatiky, 2016. Disertační práce.

(Schuster a kol., 2008) SCHUSTER, S.; SCHEIBLHOFER, S.; FEGER, R.; STELZER, A., "Signal model and statistical analysis for the sequential sampling pulse radar technique," Radar Conference, 2008. RADAR '08. IEEE, vol., no., pp. 1,6, 26-30 May 2008 doi: 10.1109/RADAR.2008.4720961

(Smékal, 2009) SMÉKAL, Z. *Číslíkové zpracování signálů*[online]. VUT Brno, 2009 [cit. 2013- 12-18]. Skriptum. FEKT VUT Brno.

(Stoica a Moses, 1997) STOICA, P. and MOSES, R., Introduction to Spectral Analysis. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1997.

(Tykhonov a Kudriavtseva, 2013) TYKHONOV, V.A. and KUDRIAVTSEVA, N.V., 2013. Improving the resolution capability of the parametric power spectrum density on the base of an additive linear prediction process, *Proceedings of 23rd International Conference, RADIOELEKTRONIKA 2013* 2013, pp. 416-419.

(Unal, 2015) UNAL, C., 2015. High-resolution raindrop size distribution retrieval based on the doppler spectrum in the case of slant profiling radar. *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, 32(6), pp. 1191-1208.

(Weiss, 2001) WEISS, M., "Low-cost, low-power nanosecond pulse radar for industrial applications with mm accuracy," *Electron Devices for Microwave and Optoelectronic Applications, 2001 International Symposium on*, vol., no., pp. 199, 204, 2001 doi: 10.1109/EDMO.2001.974307

(Williams a Gage, 2009) WILLIAMS, C. R. and GAGE, K. S.: Raindrop size distribution variability estimated using ensemble statistics, *Ann. Geophys.*, 27, 555-567, doi:10.5194/angeo-27-555-2009, 2009.

(Wolff, 1997) WOLFF, Ch. Radartutorial.eu: Rayleigh- versus Mie- Scattering. Available on WWW: <<http://www.radartutorial.eu/18.explanations/ex22.en.html>>. 1997

(Woll, 1995) WOLL, J. D., "Monopulse Doppler radar for vehicle applications," *Intelligent Vehicles '95 Symposium., Proceedings of the*, vol., no., pp. 42, 47, 25-26 Sep 1995 doi: 10.1109/IVS.1995.528255

(Yamaguchi a kol., 1994) YAMAGUCHI, Y., MITSUMOTO, M. and SENGOKU, M., 1994. Synthetic Aperture FM-CW Radar Applied to the Detection of Objects Buried in Snowpack. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 32(1), pp. 11-18.

(Yamauchi, 2010) YAMAUCHI, B., "All-weather perception for man-portable robots using ultra-wideband radar," *Robotics and Automation (ICRA), 2010 IEEE International Conference on*, vol., no., pp. 3610,3615, 3-7 May 2010 doi: 10.1109/ROBOT.2010.5509804

(Yanovsky a kol., 2015) YANOVSKY, F.J., OUDE NIJHUIS, A.C.P., KRASNOV, O.A., UNAL, C.M.H., RUSSCHENBERG, H.W.J. and YAROVOY, A., 2015. Turbulence

intensity estimation using advanced radar methods, *2015 European Radar Conference, EuRAD 2015 - Proceedings 2015*, pp. 141-144.

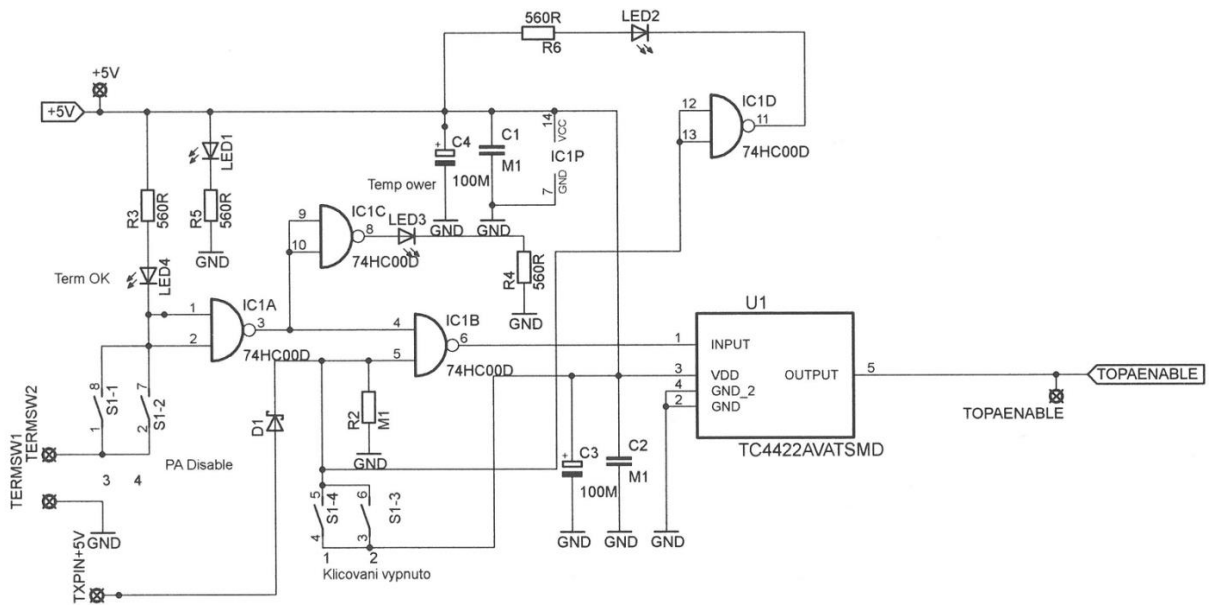
(Yavari a kol., 2012) YAVARI, E.; LUBECKE, V.; BORIC-LUBECKE, O., "AC/DC coupling effects on CW and pulse transmission modes in Doppler radar physiological monitoring system," *Biomedical Wireless Technologies, Networks, and Sensing Systems (BioWireleSS)*, 2012 IEEE Topical Conference on, vol., no., pp. 25, 28, 15-18 Jan. 2012 doi: 10.1109/BioWireless.2012.6172739

14 PŘÍLOHY

Příloha A – *Systém pro klíčování výkonového zesilovače (schéma + ovládání)*111

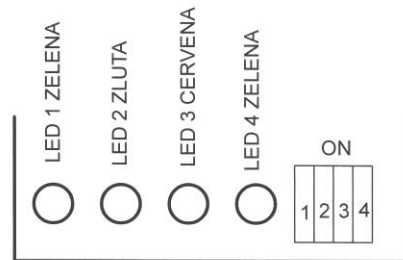
Příloha B – *Zdrojový kód simulátoru meteorologických cílů v matlabu*112

Příloha A – Systém pro klíčování výkonového zesilovače (schéma + ovládání)



SW 1,2 ON - klicovani vypnuto
 SW 1,2 OFF - klicovani zapnuto
 SW 3,4 ON - PA zapnuto
 SW 3,4 OFF PA vypnuto

LED 1 +5V
 LED 2 PA zaklicovan
 LED 3 prekroeni teploty, PA OFF
 LED 4 teplota OK



SW-PA Popis

TITLE: SW-PA U1.0	
Document Number:	REU:
Date: 20.5.2016 14:00:33	Sheet: 2/2

Příloha B – Zdrojový kód simulátoru meteorologických cílů v matlabu

```

clc; close all; clear all;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%Zadání parametrů systému
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%Konstantni
f = 34500000000;           % [1/s]
c = 299792458;           % [m/s]
lambda = c / f;          % [m]
uhel = 0.98;             % [°]
T_vzorkovaci = 0.0000001; % [s]
f_vz = 1/T_vzorkovaci;
G_dB = 45;                % [dB]
G = 10^(G_dB/10);        % [-]
B_W = 250000000;         % [Hz]
P_v = 4;                  % [w]
Z_A = 50;                 % [ohm]
U_v = sqrt(P_v*Z_A);     % [V]
U_dem = sqrt(10^1.7/1000 * Z_A); % [V]
T_sys = 700;              % [K]
%%Nastavitelné
T_opakovaci = 0.0001;    % [s]
T_modulacniZdvih = 0.000033; % [s]
T_modulacniZdvih_prepinani = 0.000034; % [s]
F_modulacni = 2500000;   % [Hz]
A_p = 1;                  % [-]
L = 0;                    % [-]
Pocet_vzorku = (T_opakovaci - T_modulacniZdvih_prepinani)/T_vzorkovaci;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%Zadání vlastností cíle
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%Nastavitelné
epsilon_r = 80;           % [-]
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%er
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
f=35.4;% kmitocet v GHz
la=30./f;% lambda in cm
la_mm=la*10; % lambda in mm
la_m=la/100; % lambda in m
%The refractivity index "m" computation Ray
T=15;% standardni teplota
T5=T-25.;
es=78.54*(1+T5*(-0.004579+T5*(.0000119-0.000000028*T5)));
en=5.27137+T*(0.0216474-T*(0.00131198));
ls=0.00033836*exp(2513.98/(T+273));
er=en+(es-en)/(1+(ls/la)*(ls/la));
ei=((es-en)*(ls/la))/(1+(ls/la)*(ls/la));
eps=(er+ei*1j); % kompl. permitivita, p. vakua je 8,854.10-12 F/m
m = eps^0.5; %The refractivity index "m" computation a'la Ray
f = 34500000000;           % [1/s]
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Temp = 293.16;
intenzita_srazek = 0.195; % [mm/h]
hladina_krok = 0.005;     % [m]
delta_diametr = 0.005;    % [mm]
DIAMETRY = delta_diametr:delta_diametr:0.5; % [cm]
vyska_cile = 1000;        % [m]
mohutnost_cile = 25;      % [m]

```



```

% K = (eps-1)/(eps+2);%[-]
% konstX = (2/3)*pi^6*K*K*(1-cos(2*pi*uhel/2))/(lambda)^4;
konstX = (2/3)*pi*(1-cos(2*pi*uhel/2));
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Diametr na Doppler
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
DtoV = 9.65-10.3*exp(-0.6*(DIAMETRY*10));
VtoDop = 2*pi*2*DtoV.*(f./(c-DtoV)); % [omega]
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%Výpočet počtu kapek v m3
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
LAMBDA = 4.1*intenzita_srazek^(-0.21); % [mm/h]
dDiametr = 0.005; % [cm]
N_D = dDiametr*8000*exp(-LAMBDA*DIAMETRY);
P_K = sum(N_D);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%Sestavení distribuční funkce kapek
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%Změřená data neupravená
zD =
[0.1,0.3,0.5,0.7,0.9,1.1,1.3,1.5,1.7,1.9,2.1,2.3,2.5,2.7,2.9,3.1,3.3,3.5,3.
7,3.9,4.1,4.3,4.5,4.7,4.9,5.1;2.814150916,17.20669989,15.17918088,15.292352
39,16.74126916,13.69423065,8.873400046,4.351649168,2.550607125,1.255966429,
0.722181175,0.531565454,0.357272915,0.179937719,0.104062673,0.058288875,0.0
33067359,0.033545764,0.007692754,0.007577936,0.003214882,0.001052491,0,0.00
1033355,0,0;1.930287163,16.66005775,22.8489257,23.2502873,16.89758628,9.365
149782,4.668163467,2.034218156,1.091481445,0.498072165,0.32503697,0.1939901
32,0.117390812,0.048639783,0.026056326,0.01834538,0.009104018,0.007573601,0
.003453248,0.001039899,0.002334867,0.001020278,0.001020278,0.000510139,0.00
0255069,0;1.163562959,19.50355995,25.32422436,24.13290062,16.02909551,8.037
160844,3.21721757,1.304251307,0.668143259,0.297876897,0.163852976,0.0793756
21,0.040951754,0.017235587,0.009881736,0.004825964,0.002711732,0.001240962,
0.000827308,0.000505577,0.000275769,0.000183846,0.000137885,0,0,0;0.9371384
5,21.24694691,26.86245019,24.95667824,16.01066975,6.59789176,2.145134336,0.
730428076,0.303252346,0.117367271,0.050006428,0.022110811,0.010669752,0.004
884947,0.00205682,0.001156961,0.000257102,0.000385654,0.000257102,0.0001285
51,0.000128551,0,0,0,0,0,0,0];
zDs = zD(1:2,:);
if intenzita_srazek <= 10
    zDs(2,:) = zD(3,:);
end
if intenzita_srazek <= 5
    zDs(2,:) = zD(4,:);
end
if intenzita_srazek <= 1
    zDs(2,:) = zD(5,:);
end
%%Prokládání dat
zDs_p(1, :) = 0.1:5/length(DIAMETRY):5+5/length(DIAMETRY); % krok =
vI = zDs(2,:);
bod_u_interval = length(DIAMETRY)/25;
aproximacni_interval = 1:1/bod_u_interval:2-1/bod_u_interval;
for i = 1: 24
    %koeficienty kvadratické rovnice
    A = (vI(i+2)-2*vI(i+1)+vI(i))/2;
    B = vI(i+1)-3*A-vI(i);
    C = vI(i)-A-B;
    %výpočet pravděpodobností pro nové velikosti kapek
    zDs_p(2,1+(i-1)*bod_u_interval:1+(i-1)*bod_u_interval+bod_u_interval-1) =
(A*aproximacni_interval.*aproximacni_interval+B*aproximacni_interval+C)/bod
u_interval;

```

```

        if(i == 24)
            i=25;
            zDs_p(2,1+(i-1)*bodu_interval:1+(i-1)*bodu_interval+bodu_interval-
1) =
(A*aproximacni_interval.*aproximacni_interval+B*aproximacni_interval+C)/bod
u_interval;
        end
end
%Korekce přesahů (součet musí být 100 [%])
korekcniKoeficient = sum(zDs_p(2,:))/100;
zDs_p(2,:) = zDs_p(2,+)/korekcniKoeficient;

distribucni_funkce_kapek = zeros(1, length(DIAMETRY));
distribucni_funkce_kapek(1) = zDs_p(2,1);
for i = 1: length(DIAMETRY) - 1
    distribucni_funkce_kapek(i+1) = distribucni_funkce_kapek(i) +
zDs_p(2,i+1);
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%Sigma
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
diameter = DIAMETRY*10;
sigma = zeros(1,length(diameter));
pole = 0;
for diam=1:length(diameter)    %diameter - bude upraveno podle volby kroku
    pole = pole + 1;
    x = 2*pi*(diameter(diam)/1000)/(lambda);
    y = x * m;
    o_m1 = cos(x)-1j*sin(x);
    o_0 = 1j*cos(x)+sin(x);
    A_n = cot(y);
    S_back = 0;
    oo = [o_m1 o_0];
    for n = 1:1:60    %mie serie
        o_n = oo(2)*(2*n-1)/x-oo(1);
        oo(1) = oo(2); oo(2) = o_n;
        A_n = -n/y+(n/y-A_n)^-1;
        bn = ((m*A_n + n/x)*real(oo(2))-real(oo(1)))/((m*A_n + n/x)*oo(2)-
oo(1));
        an = ((A_n/m + n/x)*real(oo(2))-real(oo(1)))/((A_n/m + n/x)*oo(2)-
oo(1));
        S_back = S_back+(2*n+1)*(an - bn)*(-1)^n;
    end
    S_back = S_back / 2;
    fko = -1j*lambda/(2*pi)*conj(S_back);
    sigma(pole) = 4*pi*abs(fko)^2;
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%Výpočet signálu.
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%Steps
%útlum pro šíření
%signál CW od oblasti
%signál FMCW od oblasti
%odstranit úseky bez příjmu
%Rozšířit pro diametry
%Rozšířit pro oblasti (dosah = 66,666 us => 667 vzorků na přeběh)
sumaSignal = zeros(1,int16(Pocet_vzorku));%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
P_p = (P_v/(2*log(2.7))) * G * G * (lambda*lambda/(64*pi^3));
time = 0.000034: 0.0000001: 0.0001 - (0.0000001);
fs=10000000;

```

```

N=Pocet_vzorku;
f_osa=0:fs/N:(fs/2)-1;
%250m Diometr 0.5(100)
hladiny_rotace = 2*mohutnost_cile/(c*T_vzorkovaci);
pocet_interaci = hladiny_rotace/hladina_krok;
%%Rozložit pro násobky odpovídající vzorkování
K_spinace = ones(1,int16(Pocet_vzorku));
K_spinac2 = ones(1,int16(Pocet_vzorku));
for kles = 1: pocet_interaci
    for kl = 1: hladiny_rotace
        R = vyska_cile+c*T_vzorkovaci*kl/2+kles*hladina_krok;
        cas_utlumeni = 2 * R / c;
        K_spinace = ones(1,int16(Pocet_vzorku));
        K_spinace(int16(cas_utlumeni/T_vzorkovaci):end) = 0;
        if R > 5000
            cas_utlumeni2 = 2 * (R-5000) / c;
            K_spinac2 = ones(1,int16(Pocet_vzorku));
            K_spinac2(1:int16(cas_utlumeni2/T_vzorkovaci)) = 0;
        end
        D = 0;
        %%Rozgenerovat kapky (separovat výpočet objemu)
        randNumbers = rand(1,int16(P_K))*100;
        sumaceRV = zeros(1,length(DIAMETRY));
        for j = 1 : P_K
            for kle = 1 : length(distribucni_funkce_kapek)
                if randNumbers(j)<=distribucni_funkce_kapek(kle)
                    D = kle-1;
                    if D == 0
                        D = 1;
                    end
                    break;
                end
            end
            sumaceRV(D) = sumaceRV(D)+1;
        end
        %%Dopočítat pro různé posunutí
        for j = 1 : length(DIAMETRY)
            P_p2 =
                (sqrt((sqrt(((P_p*konstX*sigma(j)/(R^4))*((R+hladina_krok)^3-
                R^3)*sumaceRV(j)))*Z_A))*A_p))*U_dem;
            signal = K_spinac2.*K_spinace .* (P_p2.*P_p2)/Z_A.*cos((2*pi*f
            + VtoDop(j))*(time-(2*R/c))+2*pi*0.5*(F_modulacni/T_modulacniZdvih)*(time-
            (2*R/c)).^2+pi-2*pi*f*time-
            2*pi*0.5*(F_modulacni/T_modulacniZdvih)*time.^2);
            sumaSignal = sumaSignal + signal;
        end
    end
    (kles/pocet_interaci)*100
end
%figure; plot(sumaSignal);
figure; plot(sumaSignal);
title 'Received voltage'
xlabel 'Time [us]'
ylabel 'Voltage [v]'
Noise = sqrt(1.3806503*10^-23 * B_W * T_sys * Z_A) * U_dem;
JAK = 1;
for kulkak = 1: JAK
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    %%pridat sum (P_N = k*B*T*G_P) => U = sqrt(P*Z)
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    n = randn(1,660)*Noise;%(0.00040056);%*Z_A);

```

```

if kulkak == 1
    s = zeros(1,660*JAK);
    s(1:660) = n + sumaSignal;
end
if kulkak > 1
    s((kulkak-1)*660+1:kulkak*660) = n + sumaSignal;
end
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
end
close all
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%FFT
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
f_osa=0:fs/(N*JAK):(fs/2)-1;
Sp=1/(JAK*N)*fft(s);
Sp_zobr=Sp(1:end/2);
figure; plot((f_osa*c/((F_modulacni/T_opakovaci)))/2/pi,
10*log10(abs(Sp_zobr)), 'b'); hold on
title 'Distance of the Target (FFT)'
xlabel 'Distance [m]'
ylabel 'Power [dB]'
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%fft moje
%urceni hamming okna
wh = zeros(1, length(s));
alpha = 0.54;%0.54;
beta = 1 - alpha;
wh = alpha + beta * cos(2*pi*(0:1:length(wh)-1)/(length(wh)-1));
wh = 1-wh;
wh = wh/max(wh);
%%vypocet fft
n = 0:1:length(s)-1;
X = n;
for k = 0: length(s)-1;
    X(k+1) = sum(s.*exp(-2*pi*1j*k*n/(length(s)-1)));
end
X = X/(length(s)-1);
hold on;
pomKmit = f_vz*c/((F_modulacni/T_opakovaci));
plot((0:pomKmit/length(X(1:end/2))/2:pomKmit/2-
pomKmit/length(X(1:end/2))/2)/2/pi,10*log10(abs(X(1:end/2))), 'r');
n = 0:1:length(s)-1;
X = n;
for k = 0: length(s)-1;
    X(k+1) = sum((s.*wh).*exp(-2*pi*1j*k*n/(length(s)-1)));
end
X = X/(length(s)-1);
hold on;
pomKmit = f_vz*c/((F_modulacni/T_opakovaci));
%%Ukázka, proč je třeba uvažovat čtvercové okno, jinak se ztrácejí data,
%%která mohou být v kterémkoliv segmentu. Třeba využít periodogramy.
plot((0:pomKmit/length(X(1:end/2))/2:pomKmit/2-
pomKmit/length(X(1:end/2))/2)/2/pi,10*log10(abs(X(1:end/2))), 'g');
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
figure;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%Periodogramy
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%Bartlett
delka_segmentu = 64;%length(t)/10;
M = delka_segmentu;

```

```

K = (length(s)/delka_segmentu);
x_n = [];
df = f_vz*c/((F_modulacni/T_opakovaci))/(M-1);
XXX = zeros(1, ceil(df*(M-1)));
Fs = df*(M-1);
for i = 1: K
    x_n = s((i-1)*M+1:(i)*M);
    x_nf = x_n;
    X = fft(x_nf, ceil(Fs));
    XXX = XXX + abs(X);
end
XXX = XXX/K;
subplot(1,3,1);
plot((pomKmit/length(XXX(1:ceil(length(XXX)/2)))/2:pomKmit/length(XXX(1:ceil(length(XXX)/2)))/2:pomKmit/2)/2/pi, 10*log10(XXX(1:(ceil(length(XXX)/2)))));
title 'Distance of the Target (periodogram - Bartlett)';
xlabel 'Distance [km]';
ylabel 'Power [dB]';
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%welch
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
x = s;
delka_segmentu = 64;%length(t)/10;
M = delka_segmentu;
K = 2*(length(s)/delka_segmentu)-1;
%urceni trojúhelnikoveho okna
w = zeros(1, delka_segmentu);
w(1:delka_segmentu/2+1) = 0:1:delka_segmentu/2;
w(delka_segmentu/2+1:end) = delka_segmentu/2:-1:1;
w = (w/max(w))/(delka_segmentu/2);
x_n = [];
df = f_vz*c/((F_modulacni/T_opakovaci))/(M*2-1);
%XXX = zeros(1, ceil(2*df*(M-1)));
for i = 1: K
    x_n = x((i-1)*M/2+1:M+(i-1)*M/2);
    x_nf = x_n.*w;
    X = fft(x_nf, ceil(Fs));
    XXX = XXX + abs(X);
end
XXX = XXX/K;
subplot(1,3,2);
pomKmit = f_vz*c/((F_modulacni/T_opakovaci));
plot((pomKmit/length(XXX(1:ceil(length(XXX)/2)))/2:pomKmit/length(XXX(1:ceil(length(XXX)/2)))/2:pomKmit/2)/2/pi, 10*log10(abs(XXX(1:ceil(length(XXX)/2)))));
title 'Distance of the Target (periodogram - Welch)';
xlabel 'Distance [km]';
ylabel 'Power [dB]';
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%blackman-tukey
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
delka_segmentu = 64;%length(t)/10;
M = delka_segmentu;
K = (length(s)/delka_segmentu);

%urceni trojúhelnikoveho okna
w = zeros(1, delka_segmentu*2);
w(1:delka_segmentu*2/2+1) = 0:1:delka_segmentu*2/2;
w(delka_segmentu*2/2+1:end) = delka_segmentu*2/2:-1:1;

```

```

w = (w/max(w))/(delka_segmentu*2/2);
x_n = [];
df = f_vz*c/((F_modulacni/T_opakovaci))/(M*2-1);
XXX = zeros(1, ceil(df*(M-1)));
Fs = df*(M-1);
for i = 1: K
    x_n = s((i-1)*M+1:(i)*M);
    %autokorelace
    for au = 1 : 2*M
        if au < M+1
            x_nf(au) = sum(x_n(1:au).*x_n(M-au+1:M));
        else
            x_nf(au) = sum(x_n(au-M:M).*x_n(1:M-(au-M-1)));
        end
    end
    x_nf = x_nf.*w;
    X = fft(x_nf, ceil(Fs));%).^2;
    XXX = XXX + abs(X);
end
XXX = XXX/K;
subplot(1,3,3);
plot((pomKmit/length(XXX(1:ceil(length(XXX)/2)))/2:pomKmit/length(XXX(1:ceil(length(XXX)/2)))/2:pomKmit/2)/2/pi,10*log10(abs(XXX(1:ceil(length(XXX)/2)))));
title 'Distance of the Target (periodogram -Blackman-Tukey)'
xlabel 'Distance [km]'
ylabel 'Power [dB]'
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%Rozklad autokovarianční matice
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%MUSIC
MU20 = spectrum.music(20,659);
figure;subplot(3,2,1); pseudospectrum(MU20, s, 'Fs',
f_vz*c/((F_modulacni/T_opakovaci))/2/pi)
title 'Distance of the Target (Music - 20)'
xlabel 'Distance [km]'
ylabel 'Power [dB]'
MU20 = spectrum.music(20,60);
subplot(3,2,2); pseudospectrum(MU20, s, 'Fs',
f_vz*c/((F_modulacni/T_opakovaci))/2/pi)
title 'Distance of the Target (Music - 20 - 60)'
xlabel 'Distance [km]'
ylabel 'Power [dB]'
MU30 = spectrum.music(30,659);
subplot(3,2,3); pseudospectrum(MU30, s, 'Fs',
f_vz*c/((F_modulacni/T_opakovaci))/2/pi)
title 'Distance of the Target (Music - 30)'
xlabel 'Distance [km]'
ylabel 'Power [dB]'
MU30 = spectrum.music(30,60);
subplot(3,2,4); pseudospectrum(MU30, s, 'Fs',
f_vz*c/((F_modulacni/T_opakovaci))/2/pi)
title 'Distance of the Target (Music - 30 - 60)'
xlabel 'Distance [km]'
ylabel 'Power [dB]'
MU40 = spectrum.music(30,659);
subplot(3,2,5); pseudospectrum(MU40, s, 'Fs',
f_vz*c/((F_modulacni/T_opakovaci))/2/pi)
title 'Distance of the Target (Music - 40)'
xlabel 'Distance [km]'
ylabel 'Power [dB]'

```

```

MU40 = spectrum.music(30,60);
subplot(3,2,6); pseudospectrum(MU40, s, 'Fs',
f_vz*c/((F_modulacni/T_opakovaci))/2/pi)
title 'Distance of the Target (Music - 40 - 60)'
xlabel 'Distance [km]'
ylabel 'Power [dB]'
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%AR model
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%Yule-Walker
figure;subplot(1,2,1); pyulear(s,10,1000,
fs*c/((F_modulacni/T_opakovaci))/2/pi);
title 'Distance of the Target (Yule-Walker)'
xlabel 'Distance [km]'
ylabel 'Power [dB]'
%%Burgov
subplot(1,2,2); pburg(s,10,1000, fs*c/((F_modulacni/T_opakovaci))/2/pi);
title 'Distance of the Target (Burgov)'
xlabel 'Distance [km]'
ylabel 'Power [dB]'
figure;
spectrogram(s,128,120, 128,fs*c/((F_modulacni/T_opakovaci))/2/pi);
C_test = cwt(s,1:20,'mexh','plot');
f_osa=0:fs/(N*JAK):(fs/2)-1;
pom_pole = zeros(20, 330);
for rot = 1: 20
    Sp=1/(JAK*N)*fft(C_test(rot,:));
    pom_pole(rot,:)=Sp(1:end/2);
end

F_o2 = zeros(20,330);
for kr = 1: 20
    F_o2(kr,:) = f_osa;
end
surf(10*log10(abs(pom_pole)));
colormap(jet);

for rot = 1: 330
    pom_pole(1,rot) = sum(pom_pole(1:4,rot));
end
figure; plot((f_osa*c/((F_modulacni/T_opakovaci))/2/pi,
10*log10(abs(pom_pole(1,:))), 'b'); hold on
title 'Distance of the Target (FFT)'
xlabel 'Distance [m]'
ylabel 'Power [dB]'

```